



ENSEA

Beyond Engineering

COMPTE RENDU DE TP

Composants et Systèmes RF

TP1 : Mesures à l'analyseur de réseaux vectoriel

3^{eme} année

Année : 2025 - 2026

Camille LANFREDI, Valentin JOSSERON
Novembre 2025

Table des matières

1 Mesure des paramètres S d'un transistor	2
1.1 Préparation	2
1.1.1 Calcul de f_{\min}	2
1.1.2 Calcul de f_{\max}	2
1.1.3 Circuit équivalent non linéaire d'un FET	2
1.1.4 Évolution de C_{gs} en fonction de V_{gs}	3
1.2 Manipulation	4
1.2.1 Vérification de la calibration TRL	4
1.2.2 Paramètres S du transistor FET	7
2 Cavité résonnante	11
2.1 Manipulation	11
2.1.1 Méthodologie de l'observation des fréquences de résonnance	14
2.1.2 Résultats	17

1 Mesure des paramètres S d'un transistor

1.1 Préparation

La valeur de la longueur du “line” est de 1 cm.

Connaissant : $20^\circ < \beta l < 160^\circ$, $l = 1 \text{ cm}$ et $\epsilon_{\text{eff}} = 2.16$

Nous calculons les fréquences minimale et maximale pour lesquelles l'étalonnage est valide :

1.1.1 Calcul de f_{\min}

$$\frac{2\pi l}{\lambda} = 20^\circ$$

Donc :

$$\lambda = \frac{2\pi l}{20 \times 2\pi/360} = 0.18 \text{ m}$$

Et :

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} f}$$

Soit :

$$f_{\min} = \frac{3.0 \times 10^8}{0.18\sqrt{2.16}} = 1.13 \text{ GHz}$$

1.1.2 Calcul de f_{\max}

$$\frac{2\pi l}{\lambda} = 160^\circ$$

Soit :

$$f_{\max} = \frac{3.0 \times 10^8}{0.0225\sqrt{2.16}} = 9.07 \text{ GHz}$$

1.1.3 Circuit équivalent non linéaire d'un FET

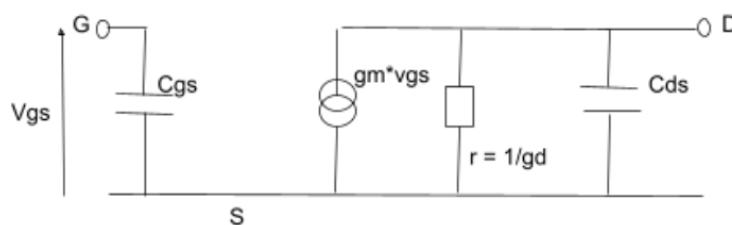


Figure 1: Circuit équivalent non linéaire d'un FET

Les paramètres non linéaires du FET sont les suivantes :

- C_{gs} : la capacité grille-source
- C_{gd} : la capacité grille-drain
- C_{ds} : la capacité drain-source

1.1.4 Évolution de C_{gs} en fonction de V_{gs}

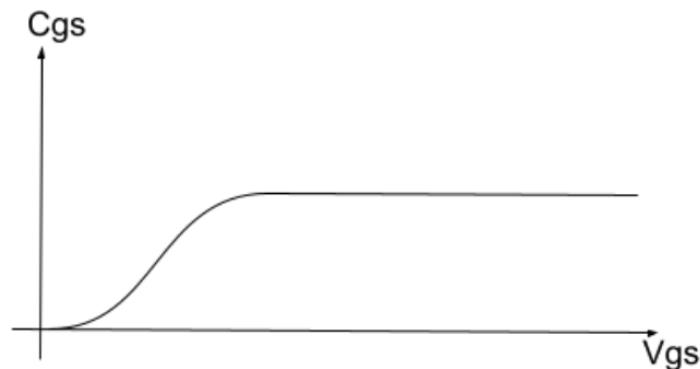


Figure 2: Évolution de la capacité grille–source en fonction de la tension grille–source

1.2 Manipulation

Cette première partie consiste à calibrer l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) en utilisant la méthode TRL (Thru, Reflect, Line).

- Thru : constitue une ligne de transmission.
- Reflect : constitue une réflexion parfaite (ici un circuit ouvert).
- Line : constitue une ligne de transmission de longueur 1 cm et de part et d'autre $\frac{\text{Thru}}{2}$.

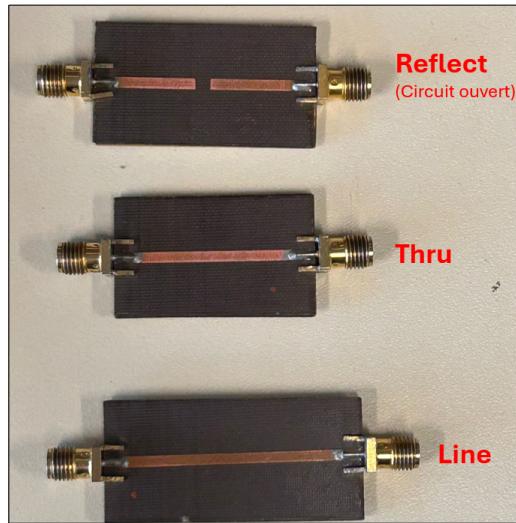


Figure 3: Kits de calibration TRL utilisés pour la calibration du VNA

La calibration se fait sur les 2 ports du VNA, en sélectionnant le calkit approprié TRL. La bande de fréquence doit être comprise dans la bande de fréquence maximale déterminée lors de la préparation.

Ici la bande de fréquence est de : [1.13 GHz ; 9.07 GHz]. Nous nous plaçons donc entre 2 GHz et 6 GHz.

1.2.1 Vérification de la calibration TRL

Après avoir mesuré les trois standards, la calibration peut être observée et validée en exportant les paramètres S et en les visualisant à l'aide du logiciel ADS.

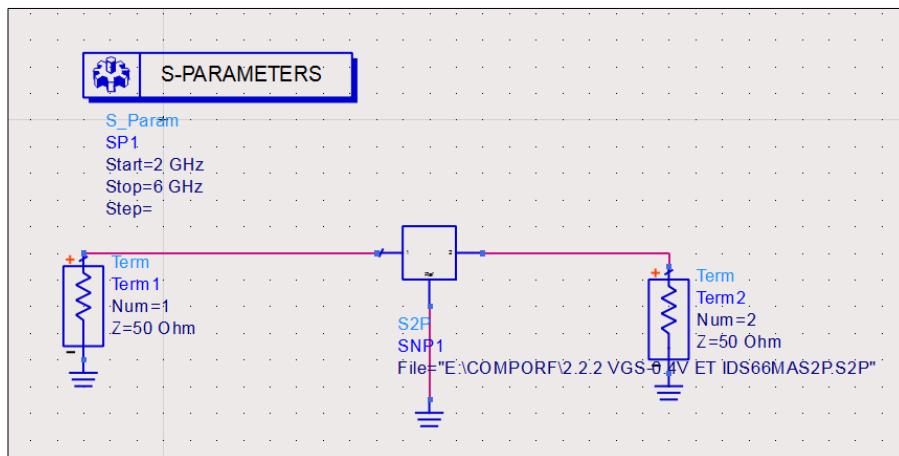


Figure 4: Circuit de mesure des paramètres S via ADS (importation des fichiers .s2p du VNA)

Voici les résultats obtenus pour le THRU et le REFLECT :

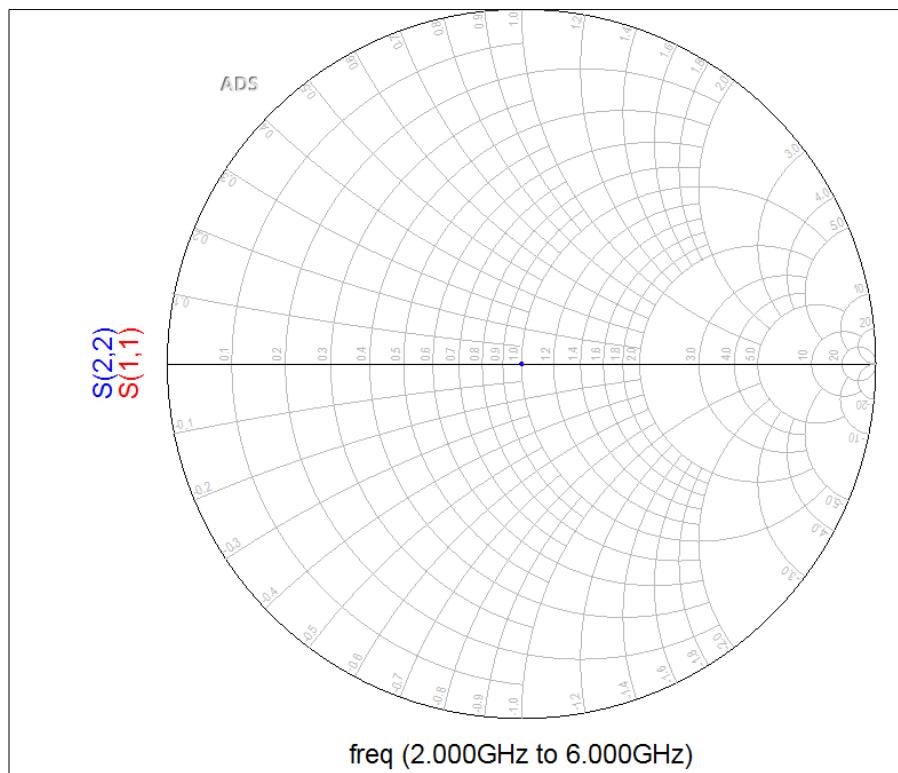


Figure 5: Vérification du "THRU" de la calibration TRL

Nous commençons par l'observation du standard *Thru*. La représentation du paramètre S_{11} et S_{22} sur l'abaque de Smith, dans la bande de fréquences comprise entre 2 GHz et 6 GHz, montrent que les points restent très proche du centre. Cette position traduit une adaptation à 50Ω et une réflexion quasi nulle, ce qui correspond au comportement attendu pour une liaison directe.

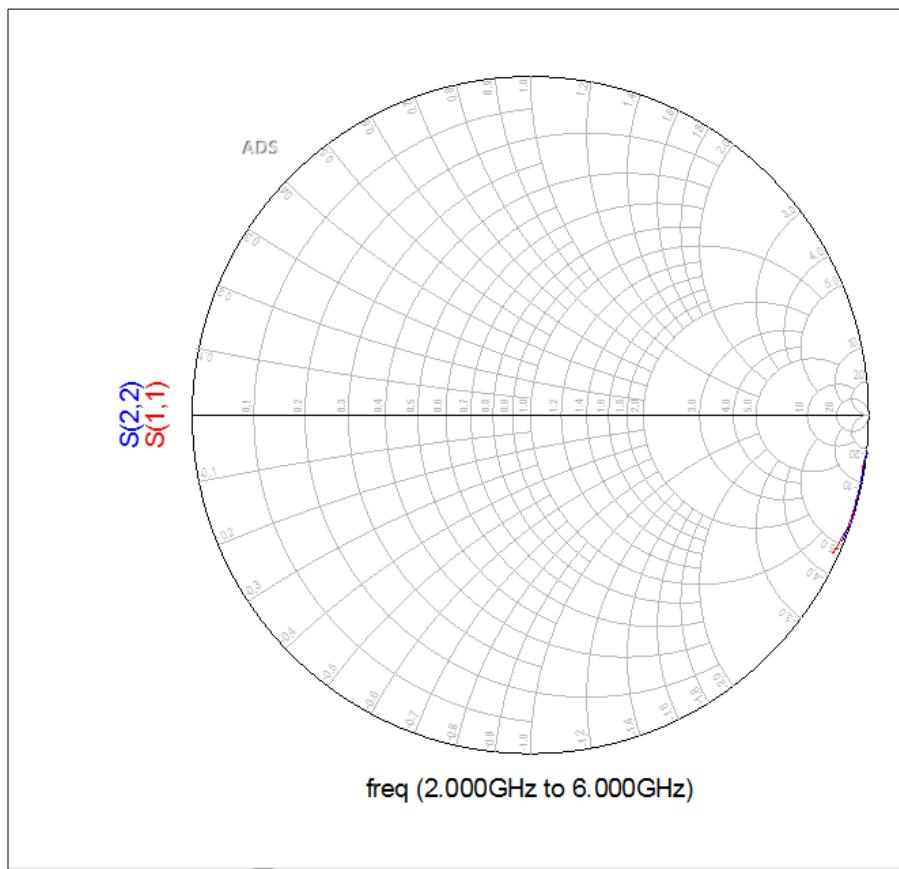


Figure 6: Vérification du "REFLECT" de la calibration TRL

La vérification *Reflect* correspond à un circuit ouvert. La courbe obtenue se place presque entièrement sur le bord extérieur du cercle unité et suit une trajectoire allongée le long de l'abaque. Cette allure est typique d'un circuit ouvert : la magnitude de la réflexion reste pratiquement égale à 1, ce qui maintient la courbe à la périphérie de l'abaque, tandis que la phase évolue progressivement avec la fréquence.

La légère dérive observée dans la trajectoire correspond à des imperfections de connexion de calibration, mais elle reste suffisamment faible pour que la calibration soit jugée valide.

Une fois la calibration validée, nous pouvons mesurer les paramètres S du transistor FET. La calibration TRL permet de mesurer les paramètres S du transistor en retirant l'effet des câbles et des connecteurs.

1.2.2 Paramètres S du transistor FET

Dans cette section, nous utilisons un transistor FET monté sur un support RF avec des lignes micro-ruban pour accéder aux broches de grille, drain et source.



Figure 7: Transistor FET monté sur support RF avec lignes micro-ruban

Nous mesurons les paramètres S du transistor pour plusieurs points de polarisation, et les comparons au modèle du constructeur. Cela est possible car nous avons accès au modèle interne du transistor.

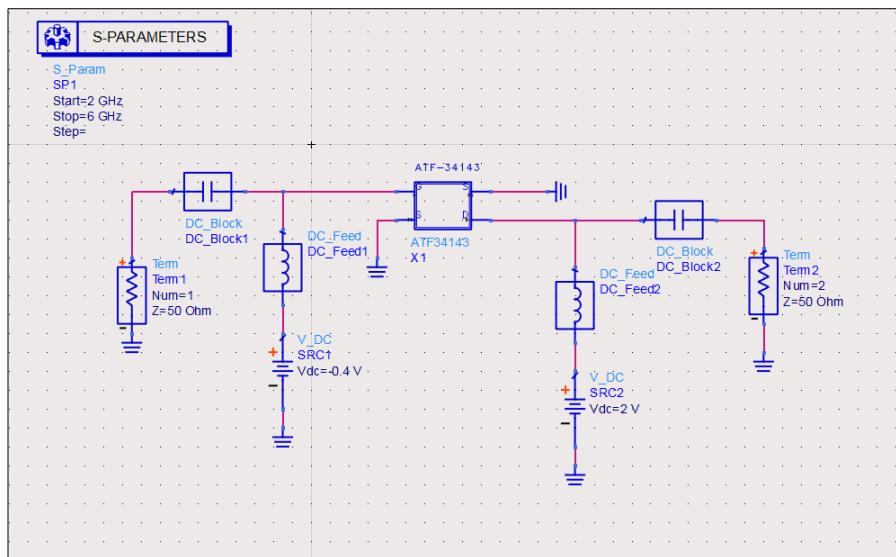


Figure 8: Circuit de mesure des paramètres S du modèle constructeur

Nous réalisons 3 mesures pour différents points de polarisation :

V_{ds}	V_{gs}	I_{ds}
2 V	-0.4 V	65 mA
2 V	-0.65 V	18 mA
2 V	-1 V	0 mA (66 μ A)

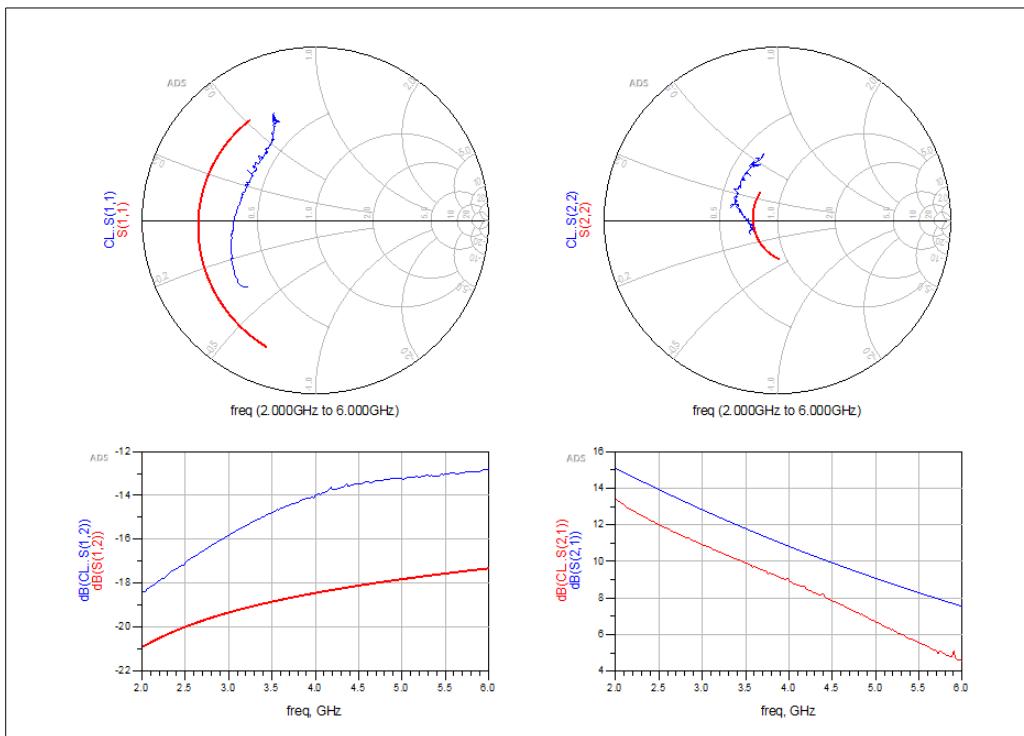
Comparaison des paramètres S - Expérimentales vs. Constructeur - $V_{GS} = -0.65V$


Figure 9: Paramètres S du modèle du constructeur vs. mesurés VNA pour $V_{ds} = 2 V$ et $I_{ds} = 18mA$

Le paramètre S_{11} permet d'étudier l'impédance vue côté grille. À cette polarisation, la capacité grille-source C_{gs} domine et impose une trajectoire clairement capacitive sur l'abaque de Smith : l'impédance reste à gauche du centre et décrit un arc caractéristique des charges réactives lorsque la fréquence augmente. Le modèle constructeur et la mesure suivent globalement la même tendance, ce qui confirme que l'évolution fréquentielle de C_{gs} est correctement représentée. Les écarts visibles aux hautes fréquences proviennent essentiellement des parasitages du montage et de la variation non linéaire des capacités internes du FET.

Le paramètre S_{22} renseigne sur l'impédance de sortie vue au drain. Les courbes mesurées et simulées présentent la même forme générale, mais la mesure est légèrement plus contractée. Cela traduit des pertes réelles supplémentaires qui déplacent l'impédance vers des valeurs plus résistives que celles prédictes par le modèle idéal.

Le paramètre S_{12} renseigne sur la rétroaction interne du transistor (couplage drain et grille). Le modèle prévoit une rétro-transmission très faible, ce qui est conforme au comportement d'un FET en régime linéaire. La mesure confirme ce couplage, qui est supérieur à celui simulé, ce qui s'explique par la présence d'une C_{gd} effective plus grande dans le montage réel.

Enfin, le paramètre S_{21} reflète le gain lié à la transconductance g_m . La décroissance du gain avec la fréquence est typique d'un FET dont les capacités internes limitent progressivement le transfert d'énergie. Le modèle constructeur prédit un gain légèrement supérieur, car il ne tient pas compte des pertes introduites par les pads, le support et les connecteurs.

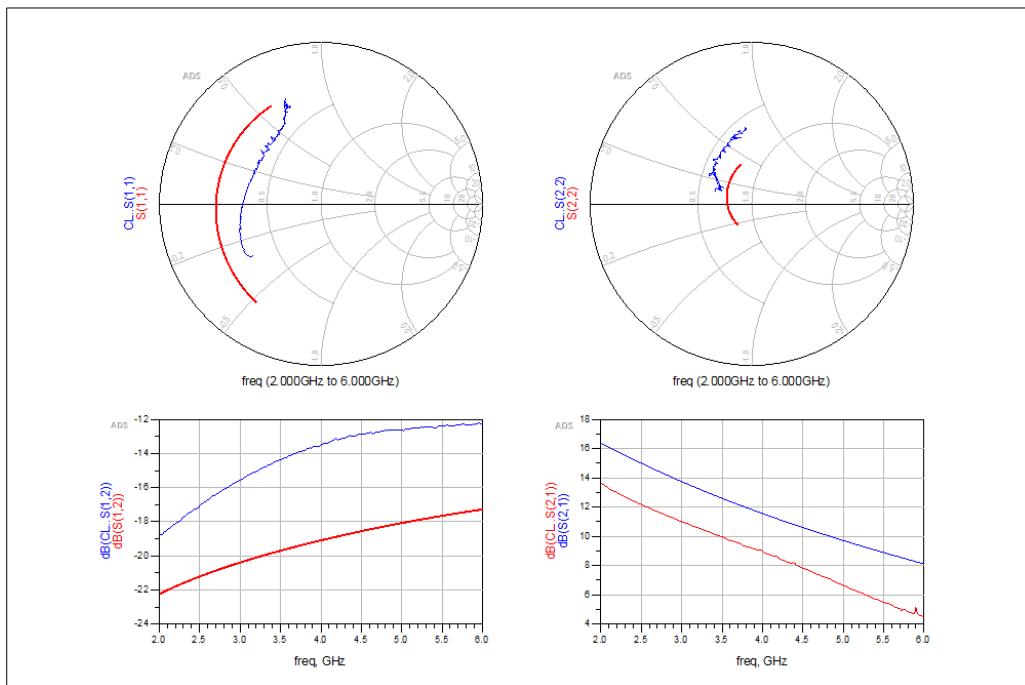
Comparaison des paramètres S - Expérimentales vs. Constructeur - $V_{GS} = -0.4V$


Figure 10: Paramètres S mesurés du transistor vs. mesurés VNA pour $V_{ds} = 2V$ et $I_{ds} = 60mA$

Le paramètre S_{11} montre une impédance d'entrée plus proche du centre de l'abaque que précédemment, signe que l'augmentation de g_m compense partiellement la réactance capacitive liée à C_{gs} . Le modèle et la mesure suivent globalement la même évolution fréquentielle, même si la mesure s'éloigne légèrement aux hautes fréquences.

Le paramètre S_{12} reste atténué. La mesure présente néanmoins un niveau légèrement supérieur, ce qui traduit une C_{gd} effective un peu plus grande dans le montage réel que dans la simulation.

Enfin, S_{21} montre un gain important à basse fréquence, supérieur à 10, dB, puis décroissant avec la fréquence, comportement typique d'un FET lorsque les capacités internes limitent progressivement le transfert d'énergie. Le modèle prévoit un gain légèrement plus élevé, car il ne tient pas compte des pertes du support et des transitions. Les pentes étant similaires, on en déduit que la dépendance fréquentielle de g_m est correctement reproduite par le modèle constructeur.

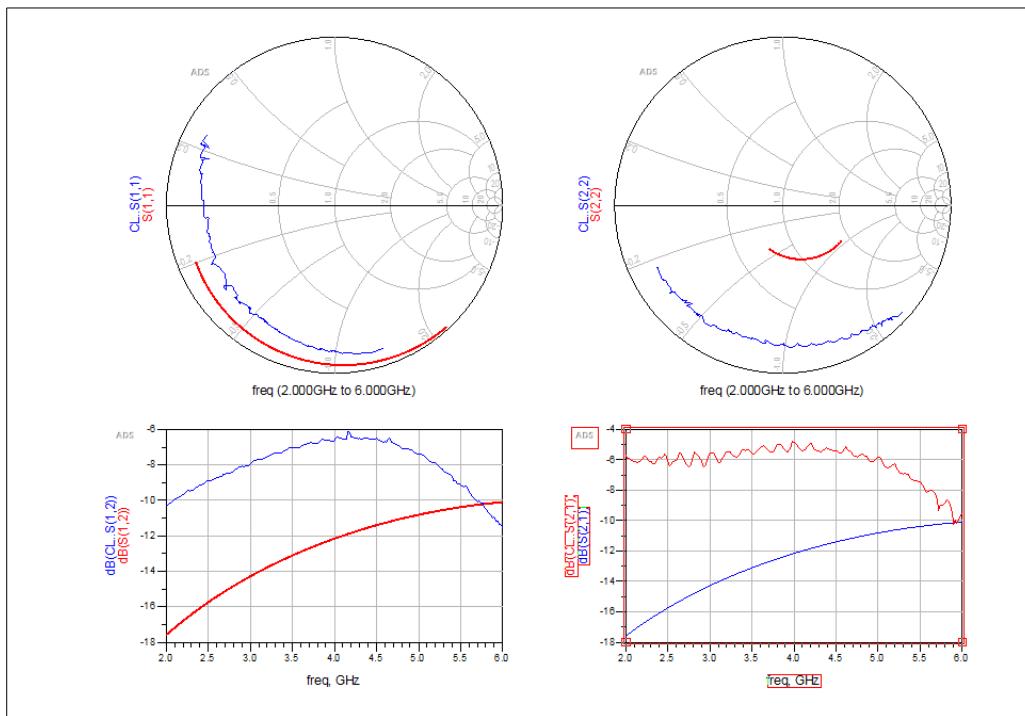
Comparaison des paramètres S - Expérimentales vs. Constructeur - $V_{GS} = -1V$


Figure 11: Paramètres S mesurés du transistor vs. mesurés VNA pour $V_{ds} = 2V$ et $I_{ds} = 0mA(66\mu A)$ et $V_{gs} = -1V$

À cette tension de grille, le transistor est pincé, c'est-à-dire que le courant drain devient très faible ($I_{DS} \approx 66 \mu A$) mais non nul. La transconductance g_m est alors fortement réduite, et le comportement RF est dominé par les capacités parasites C_{gs} , C_{gd} et C_{ds} , avec seulement une très faible contribution du canal.

Le paramètre S_{11} montre une impédance d'entrée très capacitive : la grille ne module plus efficacement le courant, et le transistor se comporte presque comme une capacité isolée. L'écart entre mesure et modèle traduit une valeur effective de C_{gs} légèrement plus élevée dans le montage réel, notamment à cause des pads, des franges et des transitions micro-ruban.

Le paramètre S_{22} présente lui aussi un comportement capacitif. Le canal étant presque fermé, l'impédance de sortie est principalement fixée par C_{ds} . La courbe mesurée apparaît plus étalée et plus basse que celle du modèle, ce qui reflète les pertes réelles dans la ligne et les connecteurs, absentes du modèle idéal.

Le paramètre S_{12} , exprimé en dB, reste fortement atténué, ce qui est cohérent avec une très faible rétroaction interne dans ce régime. Les irrégularités de la courbe mesurée proviennent du fait que le niveau transmis est extrêmement faible, proche du bruit du VNA, ce qui accentue les ondulations.

Enfin, S_{21} ne présente plus de gain : la magnitude reste négative sur toute la bande (environ de -6 à -10 dB). Le transistor se comporte donc comme un élément principalement atténuateur, ce qui confirme le fonctionnement pincé du canal et la quasi-disparition de la transconductance dans cette condition de polarisation.

2 Cavité résonnante

2.1 Manipulation

Une cavité résonnante cylindrique est, en pratique, un volume métallique fermé qui ne laisse exister que certaines ondes stationnaires. Pour un couple (m, n, p) donné, le champ électromagnétique ne peut exister qu'à une fréquence bien déterminée f_0 (mode propre). La cavité se comporte alors comme un résonateur très sélectif : autour de f_0 elle stocke l'énergie électromagnétique et présente une impédance vue de l'extérieur très différente de celle de la ligne.



Figure 12: Cavité résonnante cylindrique de diamètre $D = 67.8$ mm et de hauteur $H = 81$ mm.

Dans notre montage, l'excitation se fait par une boucle de courant, placée dans un plan diamétral le long d'une génératrice. Cette boucle couple le générateur au champ magnétique dans la cavité : on réalise donc un *couplage magnétique*. Or, les modes qui possèdent une composante de champ magnétique suivant la génératrice sont les modes TE_{mnp} , alors que les modes TM seraient plutôt excités par une sonde électrique (couplage capacitif).

Ainsi, le type de mode que l'on est capable d'exciter avec ce dispositif est donc un mode TE (mode magnétique).

On réalise d'abord une calibration SOL (Short, Open, Load) de l'analyseur de réseaux sur la bande [2 GHz – 6 GHz].



Figure 13: Kit de calibrage SOL

Cette opération déplace le plan de référence de mesure à l'entrée de la cavité et élimine les erreurs systématiques dues aux câbles et connecteurs (pertes, désadaptations, délais).

Le choix d'une large bande et d'un nombre de points maximal (801 points) permet d'obtenir une résolution fréquentielle suffisamment fine pour bien observer la forme étroite des résonances, et donc de pouvoir ensuite calculer le facteur de qualité Q .

Nous extrayons les fichiers paramètres S, du VNA et les importons sur ADS.

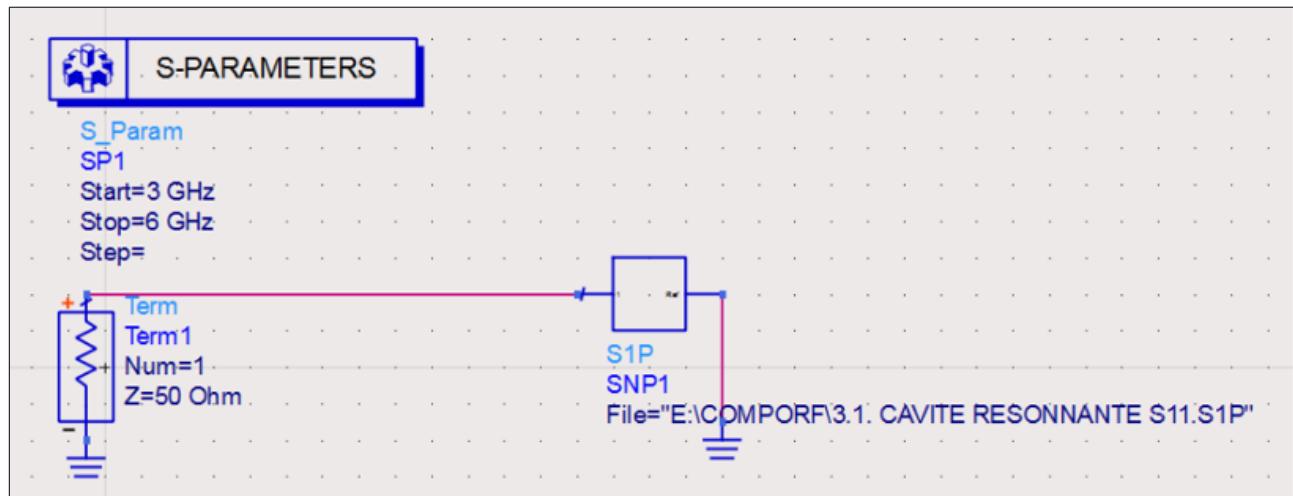


Figure 14: Schéma ADS permettant de visualiser le fichier de l'analyseur de spectre

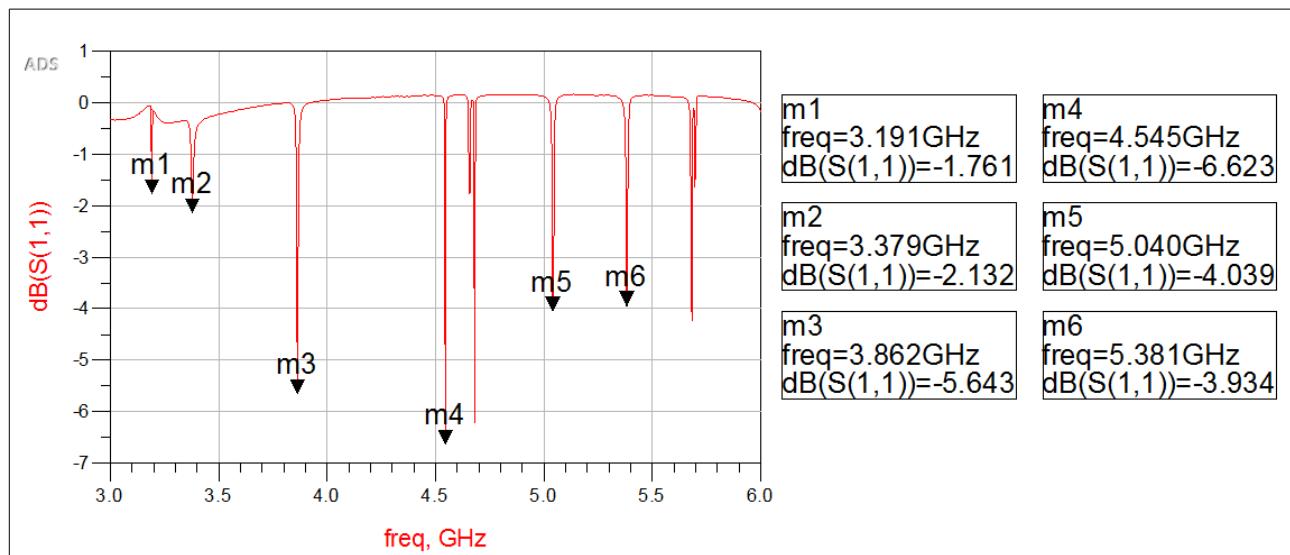


Figure 15: Mesure de S_{11} de la cavité résonnante

Les creux de $|S_{11}|$ correspondent aux fréquences où l'énergie est fortement absorbée par la cavité : c'est à ces fréquences que la cavité est en résonance et que l'impédance vue à l'entrée est adaptée. Sur la courbe ci-dessus, on distingue clairement six minima isolés entre 3 et 6 GHz. Ce sont ces six modes que l'on exploite ; les autres résonances sont trop proches les unes des autres et se superposent, ce qui rendrait l'estimation de f_0 et de Q_0 peu fiable.

2.1.1 Méthodologie de l'observation des fréquences de résonnance

Pour chaque minimum, on réduit la bande de fréquence autour de f_0 afin d'augmenter encore la résolution, puis on place un marqueur M1 exactement au minimum de $|S_{11}|$.

Le passage en mode Smith (représentation $R + jX$) permet de travailler directement sur l'impédance équivalente vue à l'entrée de la cavité. À la résonance idéale, l'impédance doit être purement résistive (réactance nulle). En pratique, il subsiste une petite partie imaginaire due aux éléments parasites (câbles, boucle, erreurs de calibration). On introduit donc un offset en impédance pour annuler la partie imaginaire au niveau de M1.

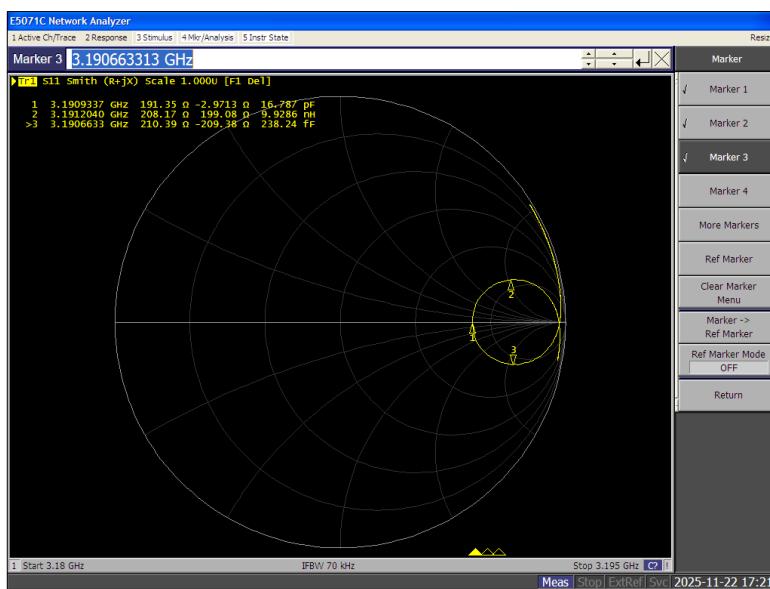


Figure 16: Fréquence de résonance à 3,19 GHz et des fréquences associées

On vérifie ensuite que le signal reste sur un cercle de résistance réelle constante. Cela confirme que l'offset a été appliqué dans le bon sens et que la mesure n'est pas artificiellement déformée.

Les diagrammes de Smith correspondant aux six résonances étudiées sont regroupés dans la section (2.1.2. Résultats). On y observe qu'après application de l'offset d'impédance, la courbe passe bien par un cercle de résistance réelle constante au voisinage de chaque minimum, ce qui valide le modèle utilisé pour l'extraction de R , de Q_0 et du coefficient de couplage.

Une fois l'offset ajusté, on ajoute deux marqueurs M2 et M3 tels que $\Re(ZM2) = \Im(ZM2)$ et $\Re(ZM3) = -\Im(ZM3)$. Les fréquences associées f_1 et f_2 permettent de calculer le facteur de qualité propre :

$$Q_0 = \frac{f_0}{f_2 - f_1}.$$

Aux trois marqueurs, l'impédance réelle vue est la même :

$$R = \Re(ZM1) = \Re(ZM2) = \Re(ZM3).$$

En la comparant à l'impédance caractéristique de la ligne $Z_0 = 50 \Omega$, on obtient le coefficient de couplage :

$$\beta = \frac{Z_0}{R}.$$

Ce coefficient traduit à quel point la cavité est reliée à la ligne :

- $\beta < 1$: sous-couplée, la cavité est peu chargée par la ligne ;
- $\beta \approx 1$: couplage critique, maximum de transfert de puissance ;
- $\beta > 1$: sur-couplée, la ligne charge fortement le résonateur.

Pour une cavité cylindrique de rayon $a = D/2 = 67.8/2 = 33.9$ mm et de hauteur $h = 81$ mm, remplie d'air ($\epsilon_r \simeq 1$), les fréquences de résonance des modes TE et TM sont données par :

$$f_0(m, n, p) = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r}} \sqrt{\frac{w_{mn}^2}{a^2} + \frac{p^2\pi^2}{h^2}}.$$

où :

- $w_{mn} = u_{mn}$ pour les modes TM,
- $w_{mn} = v_{mn}$ pour les modes TE,

les coefficients u_{mn} et v_{mn} étant les zéros des fonctions de Bessel (valeurs tabulées dans l'énoncé du TP). Par exemple, pour le mode TE₁₁₁ ($v_{11} = 1.8412$, $p = 1$) on obtient $f_0 \approx 3.19$ GHz. De la même manière, on calcule les fréquences théoriques de l'ensemble des modes étudiés.

Nous avons pu mesurer clairement six modes dans la bande 3–6 GHz (TE₁₁₁, TE₀₁₂, TM₀₁₀, TM₁₁₀, TM₀₁₁, TM₀₁₂).

Le tableau ci-dessous résume les fréquences théoriques et mesurées, leur erreur relative, le facteur de qualité et le coefficient de couplage :

Mode TE	Vnm	P	f_0 théorique (GHz)	fmes (GHz)	Δf (%)	f1 (GHz)	f2 (GHz)	Q_0	B	marqueur	R
TE 111	1,8412	1	3,186572955	3,190933	0,4360	3,191204	3,1906633	5901,48511	0,26130128	m1	191,35
TE 211	3,0542	1	4,68336801								
TE 011	3,8317	1	5,705644995								
TE 311	4,2012	1	6,20019492								
TE 112	1,8412	2	4,521317622	4,5454005	2,4083	4,5450625	4,5458635	8171,5362	1,88238837	m4	26,562
TE 212	3,0542	2	5,67643923								
TE 012	3,8317	2	6,545414475								
TE 113	1,8412	3	6,130994165								

Table 1: Caractéristiques des modes TE

Mode TM	Unm	P	f_0 théorique (GHz)	fmes (GHz)	Δf (%)	f1 (GHz)	f2 (GHz)	Q_0	B	marqueur	R
TM 010	2,4048	0	3,387042541	3,38199	0,5053	3,3788985	3,3774968	2412,77734	7,89241066	m2	6,3352
TM 110	3,8317	0	5,396761022	5,3823742	1,4386	5,3831752	5,3815732	3359,78414	4,02026212	m6	12,437
TM 210	5,1356	0	7,233240051								
TM 011	2,4048	1	3,860234767	3,8632015	0,2967	3,8642653	3,8622628	1929,18926	2,96894484	m3	16,841
TM 111	3,8317	1	5,705644995								
TM 211	5,1356	1	7,466533125								
TM 012	2,4048	2	5,018912063	5,0418699	2,2958	5,042791	5,0409487	2736,72578	2,85910339	m5	17,488
TM 112	3,8317	2	6,545414475								
TM 013	2,4048	3	6,506631594								

Table 2: Caractéristiques des modes TM

Les écarts restent systématiquement inférieurs à 3%, ce qui montre que le modèle de cavité cylindrique décrit très bien le comportement réel. Les facteurs de qualité extraits à partir de f_1 et f_2 sont de l'ordre de $Q_0 \simeq 2 \times 10^3$ à 8×10^3 selon le mode. On observe que les modes TE (en particulier TE₀₁₂) présentent des Q_0 plus élevés que certains modes TM, ce qui signifie qu'ils stockent davantage d'énergie pour des pertes comparables.

Le facteur de qualité Q obtenu pour la cavité résonnante est naturellement très élevé. En effet, une cavité métallique fermée agit comme un volume résonant dans lequel les ondes électromagnétiques sont confinées. Les parois conductrices reflètent presque totalement le champ, de sorte que l'énergie reste stockée longtemps dans la cavité avant d'être dissipée.

Enfin, la résistance équivalente R lue sur l'abaque de Smith permet de déterminer le coefficient de couplage $\beta = Z_0/R$ avec $Z_0 = 50 \Omega$. Les modes pour lesquels R est proche de 50Ω sont mieux appariés à la ligne et donnent des minima de $|S_{11}|$ plus profonds, alors que les modes faiblement couplés (R très différent de 50Ω) apparaissent avec des résonances moins marquées.

2.1.2 Résultats

1^{er} Résonance

Mode TE	f_0 théorique (GHz)	f_0 mesurée (GHz)
TE 111	3,186572955	3,190933

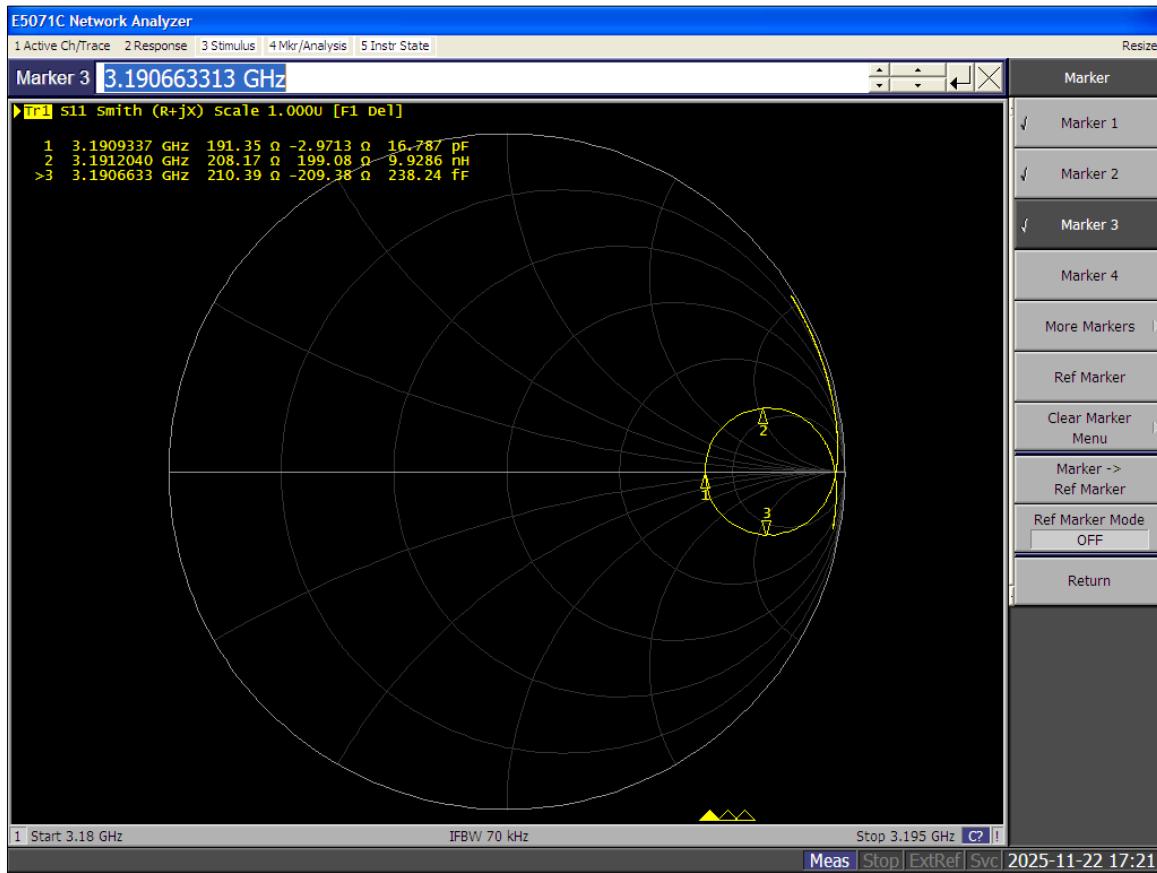


Figure 17: Facteur de réflexion à 3.191GHz

Mode TE	Vnm	P	f_0 théorique	fmes	f1	f2	Q_0	B	marqueur	R
TE 111	1,8412	1	3,186572955	3,190933	3,191204	3,1906633	5901,48511	0,26130128	m1	191,35

Table 3: Caractéristiques du mode TE_{111}

2^{ème} Résonance

Mode TM	f_0 théorique (GHz)	f_0 mesurée (GHz)
TM 010	3,387042541	3,38199

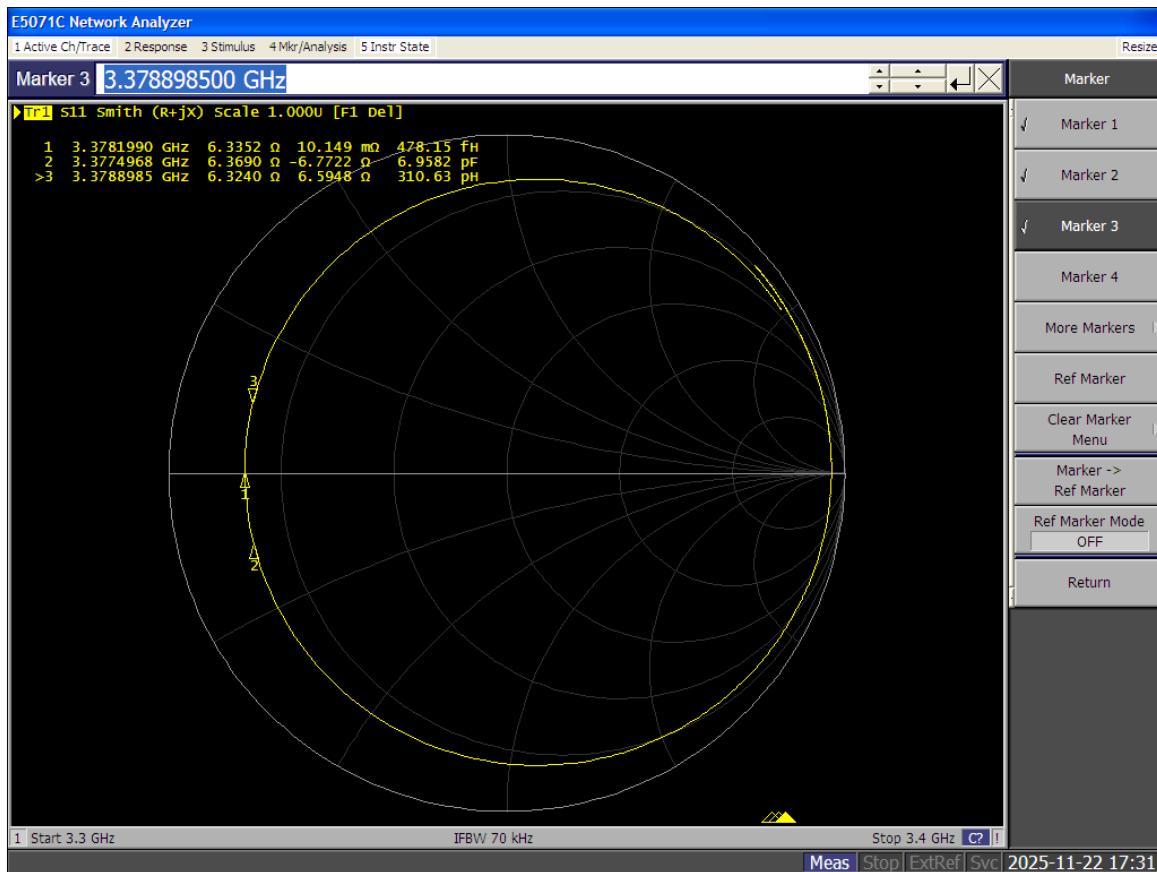


Figure 18: Facteur de réflexion à 3.379GHz

Mode TM	Vnm	P	f_0 théorique	fmes	f1	f2	Q_0	B	marqueur	R
TM 010	2,4048	0	3,387042541	3,38199	3,3788985	3,3774968	2412,77734	7,89241066	m2	6,3352

 Table 4: Caractéristiques du mode TM_{010}

3ème Résonance

Mode TM	f_0 théorique (GHz)	f_0 mesurée (GHz)
TM 011	3,860234767	3,8632015

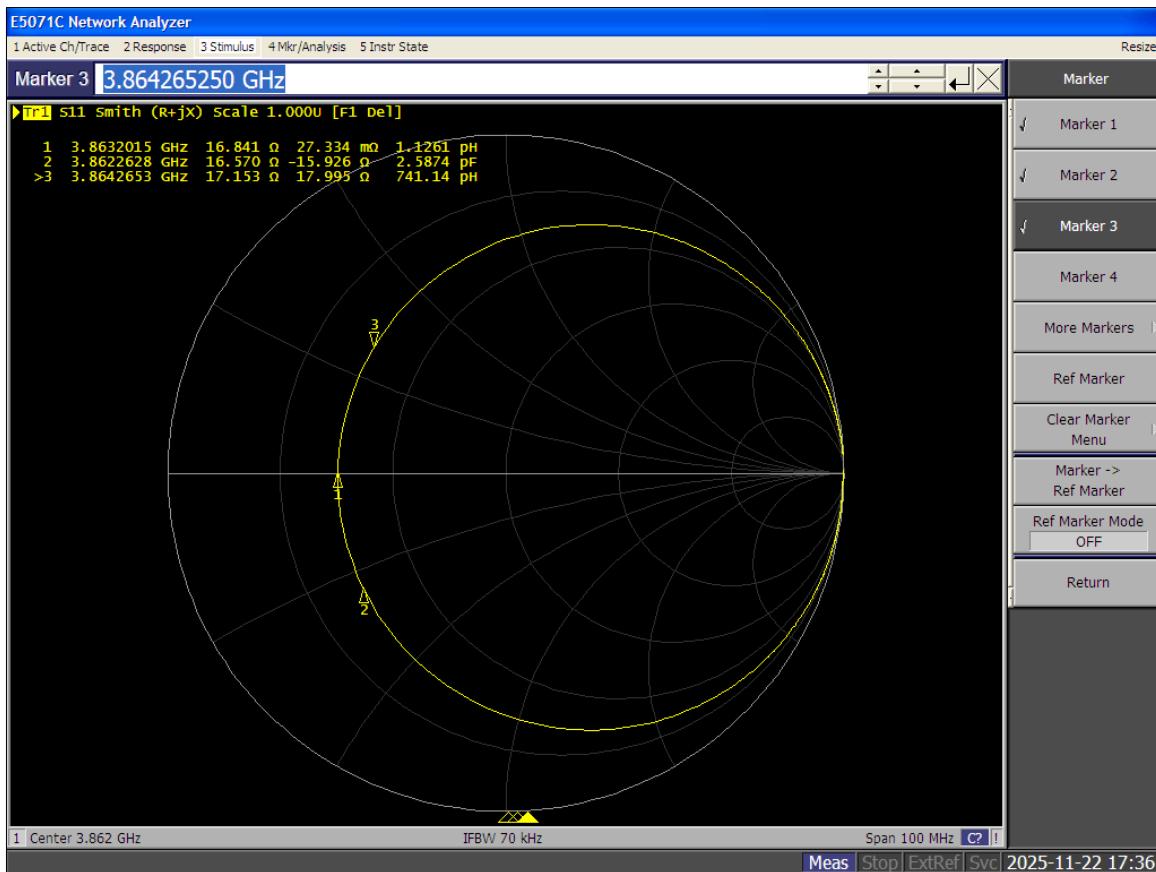


Figure 19: Facteur de réflexion à 3.862GHz

Mode TM	Vnm	P	f_0 théorique	fmes	f1	f2	Q_0	B	marqueur	R
TM 011	2,4048	1	3,860234767	3,8632015	3,8642653	3,8622628	1929,18926	2,96894484	m3	16,841

Table 5: Caractéristiques du mode TM_{011}

4ème Résonance

Mode TE	f_0 théorique (GHz)	f_0 mesurée (GHz)
TE 112	4,545414475	4,5454005

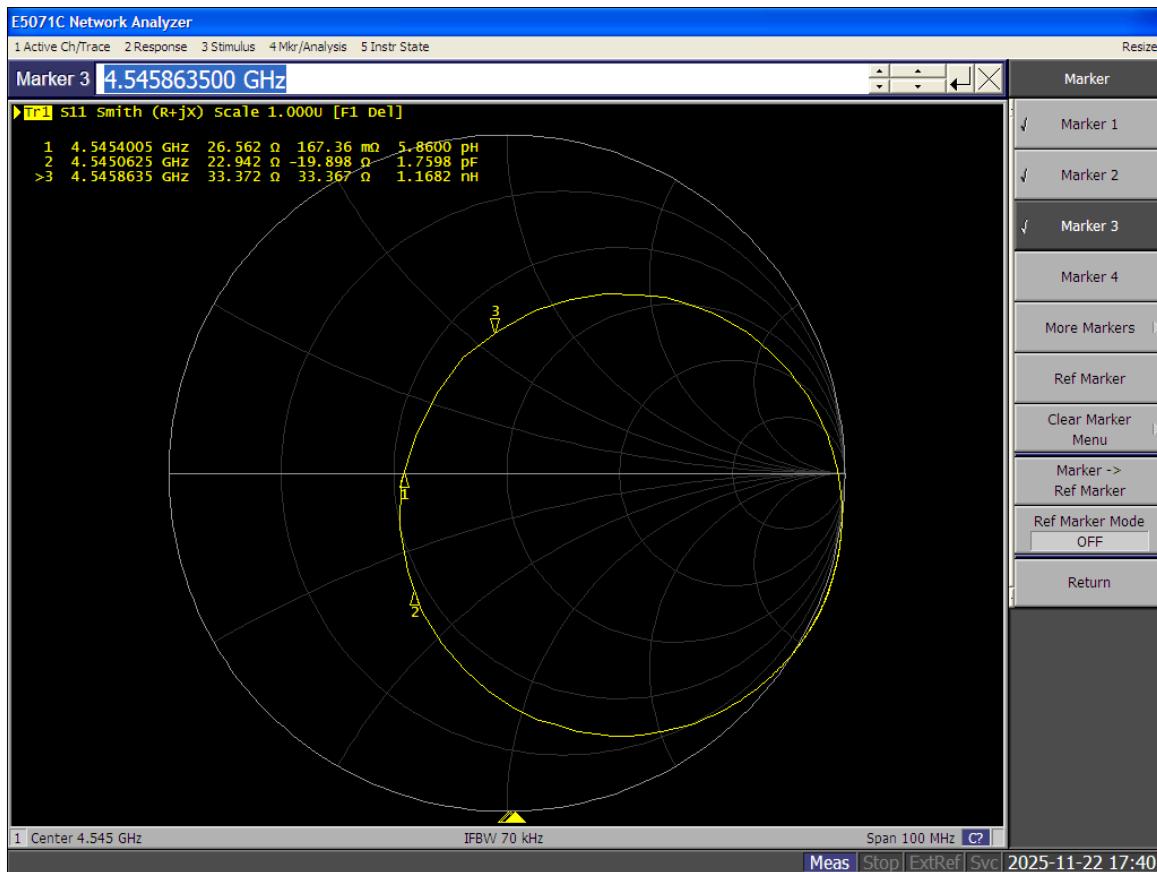


Figure 20: Facteur de réflexion à 4.545GHz

Mode TE	Vnm	P	f_0 théorique	fmes	f1	f2	Q_0	B	marqueur	R
TE 112	3,8317	2	4,545414475	4,5454005	4,5450625	4,5458635	8171,5362	1,88238837	m4	26,562

Table 6: Caractéristiques du mode TE_{112}

5ème Résonance

Mode TM	f_0 théorique (GHz)	f_0 mesurée (GHz)
TM 012	5,018912063	5,0418699



Figure 21: Facteur de réflexion à 5.04GHz

Mode TM	Vnm	P	f_0 théorique	fmes	f1	f2	Q_0	B	marqueur	R
TM 012	2,4048	2	5,018912063	5,0418699	5,0427911	5,0409487	2736,72578	2,85910339	m5	17,488

Table 7: Caractéristiques du mode TM_{012}

6ème Résonance

Mode TM	f_0 théorique (GHz)	f_0 mesurée (GHz)
TM 110	5,3967610221	5,3823742

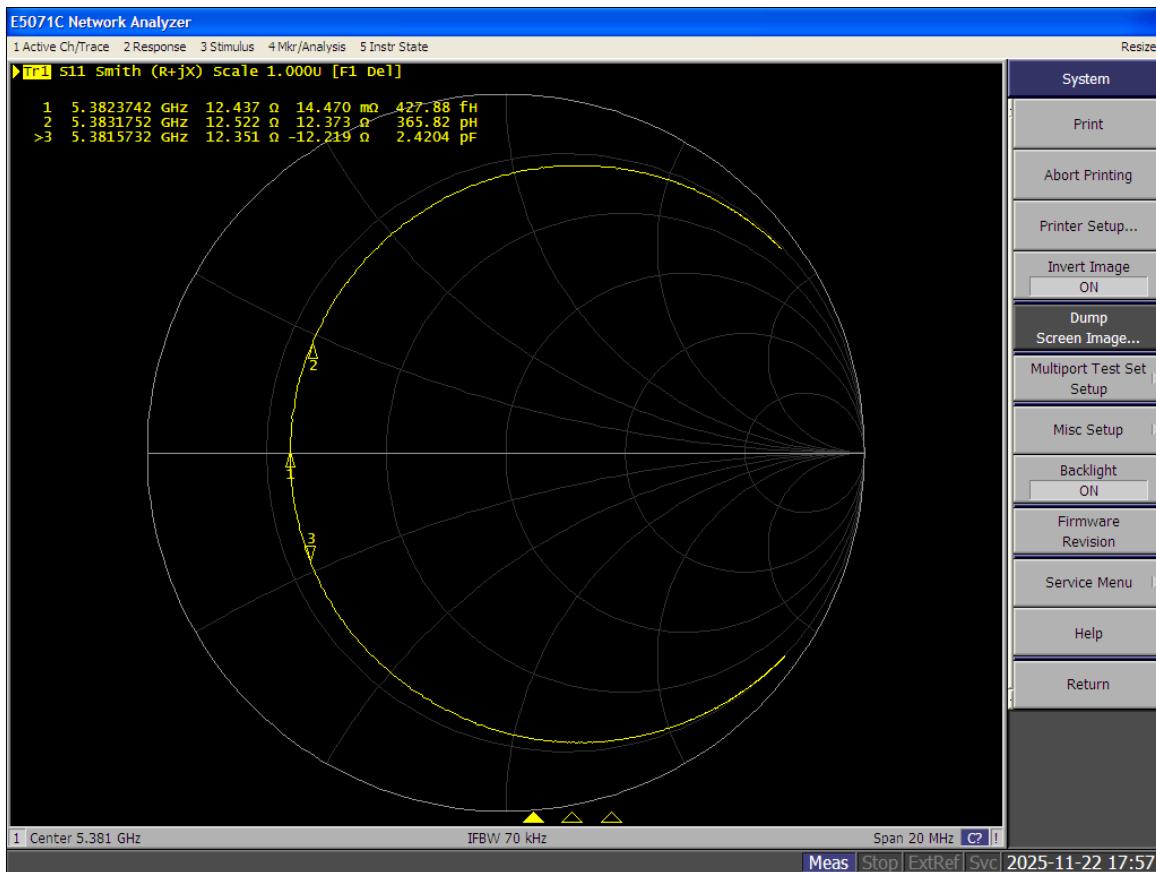


Figure 22: Facteur de réflexion à 5.381GHz

Mode TM	Vnm	P	f_0 théorique	fmes	f1	f2	Q_0	B	marqueur	R
TM 110	3,8317	0	5,396761022	5,3823742	5,3831752	5,3815732	3359,78414	4,02026212	m6	12,437

Table 8: Caractéristiques du mode TM_{110}