



# ENSEA

Beyond Engineering

## COMPTE RENDU DE TP

Antennes

**TP 1 : Analyseur de réseau et antenne quart d'onde**

3<sup>eme</sup> année

Année : 2025 - 2026

Camille LANFREDI, Valentin JOSSERON  
Novembre 2025

## Table des matières

<b>1</b>	<b>Préparation</b>	<b>2</b>
1.1	Mesures en réflexion . . . . .	2
1.1.1	Interprétation physique . . . . .	2
1.1.2	Taux d'erreur via une charge coulissante . . . . .	2
1.2	Mesures en transmission . . . . .	3
<b>2</b>	<b>Manipulation</b>	<b>4</b>
2.1	Calibrage complet . . . . .	4
2.1.1	Sans Calibrage . . . . .	4
2.1.2	Calibrage via SOL . . . . .	5
2.1.3	Mesure de l'atténuateur . . . . .	7
2.2	Mesure de l'antenne quart d'onde . . . . .	9
2.2.1	Ordre de grandeur de la fréquence de résonnance du dipole quart d'onde . . . . .	9
2.2.2	Calibrage au niveau du plan de masse . . . . .	10
2.2.3	Mesure du $S_{11}$ de l'antenne 1 . . . . .	11
2.2.4	Caractéristiques $R(f)$ et $X(f)$ . . . . .	12
2.2.5	Facteur de raccourcissement K . . . . .	12
2.2.6	Coefficient de qualité Q du doublet . . . . .	12
2.2.7	Mesure en transmission . . . . .	14

# 1 Préparation

## 1.1 Mesures en réflexion

Lorsqu'on mesure un dipôle, on utilise un montage à deux coupleurs :

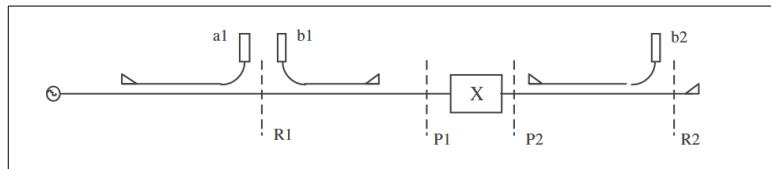


Figure 1: Schéma de mesure d'un dipôle avec deux coupleurs

### 1.1.1 Interprétation physique

L'équation (2) définit un régime de réflexion multiples :

$$\frac{b_1}{a_1} = E_{DF} + \frac{E_{RF} \Gamma}{1 - E_{SF} \Gamma}$$

où  $E_{DF}$ ,  $E_{RF}$  et  $E_{SF}$  sont des coefficients de diffusion complexes dépendant de la fréquence.

- $\frac{b_1}{a_1}$  est le coefficient de réflexion mesuré au port 1 du VNA.
- $E_{DF}$  est l'erreur de directivité du coupleur. Même si la charge est parfaitement adaptée ( $\Gamma = 0$ ), il reste un signal qui « fuit » directement du générateur vers le récepteur : c'est un terme additif indépendant de la charge.
- $E_{RF}$  est l'erreur de suivi en réflexion. Elle représente les pertes, le gain et la phase du chemin complet émission-réception (câbles, coupleur, détecteur).
- $E_{SF}$  est l'erreur d'adaptation de la source. Le port de l'analyseur n'est pas exactement à  $50 \Omega$ , donc il possède lui-même un coefficient de réflexion. Cela provoque des réflexions multiples entre la source et le dipôle.

### 1.1.2 Taux d'erreur via une charge coulissante

On pose :

$$\Gamma = \Gamma_0 e^{j\varphi}$$

En remplaçant dans l'équation (2), on obtient :

$$\frac{b_1}{a_1} = E_{DF} + \frac{E_{RF} \Gamma_0 e^{j\varphi}}{1 - E_{SF} \Gamma_0 e^{j\varphi}}$$

Le lieu de  $\frac{b_1}{a_1}$  est donc un cercle de centre  $E_{DF}$ . La mesure de la charge coulissante permet donc de déterminer le terme d'erreur  $E_{DF}$ .

## 1.2 Mesures en transmission

Le calibrage en transmission sert à corriger les erreurs de mesure de  $S_{21}$  et  $S_{12}$ . Pour ce faire, on détermine les termes  $E_{XF}$ ,  $E_{LF}$  et  $E_{TF}$  comme suit :

- $E_{XF}$  (fuite / isolation) : On connecte une charge adaptée sur chaque port, sans les relier entre eux. Dans ce cas, on doit avoir  $S_{21} = 0$ . L'écart mesuré provient des fuites internes ou du couplage entre l'émission et la réception. Cela permet de déterminer le terme  $E_{XF}$ .
- $E_{LF}$  (désadaptation de charge) : On connecte une charge adaptée sur le port 1 (afin d'éliminer toute réflexion côté source), et on relie le port 2 au système de mesure. La mesure de  $S_{22}$ , une fois soustraite les fuites caractérisées par  $E_{XF}$ , provient de la mauvaise adaptation du port 2 (qui n'est pas exactement à  $50 \Omega$ ). Cette contribution permet de déterminer le terme d'erreur  $E_{LF}$ .
- $E_{TF}$  (erreur de suivi en transmission) : On relie les deux ports par un câble « thru » supposé parfaitement adapté et de transmission idéale ( $|S_{21}| = 0 \text{ dB}$ ). On envoie un signal depuis le port 1 et on mesure la transmission vers le port 2. L'écart entre le  $S_{21}$  mesuré et la transmission idéale correspond uniquement aux limitations du système de mesure (pertes, gain, phase des câbles, coupleurs, etc.). Cette mesure permet de déterminer le terme  $E_{TF}$ .

Cette étape est essentielle pour comprendre comment un analyseur de réseau vectoriel corrige les erreurs systématiques en transmission.

## 2 Manipulation



Figure 2: Kit de calibration utilisé SOL (Short, Open, Load)



Figure 3: Atténuateur de 5 dB

### 2.1 Calibrage complet

#### 2.1.1 Sans Calibrage

Dans un premier temps, nous réalisons un calibrage sans adaptatation d'impédance en connectant directement les 2 ports du VNA. Dans ces conditions, l'impédance vue par chaque port n'est pas exactement de  $50\Omega$  : l'ensemble (*câble + connecteurs + second port du VNA*) constitue une charge mal adaptée.



Figure 4: Mesure du  $S_{11}$  sans adaptation d'impédance

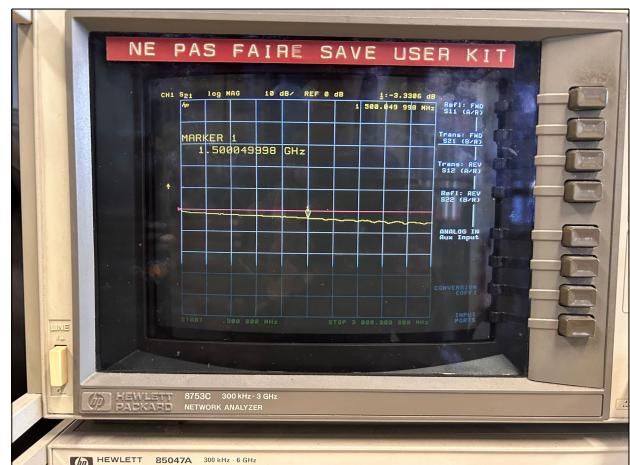


Figure 5: Mesure du  $S_{21}$  sans adaptation d'impédance

Avant calibrage, la représentation de  $S_{11}$  dans le diagramme de Smith (Fig. 4) décrit un ensemble de boucles autour du centre, sans point stable ni position clairement interprétable. La Fig. 5, tracée en magnitude, confirme que  $|S_{21}|$  n'est pas exactement à 0 dB sur toute la bande de fréquence.

Ces observations sont cohérentes avec le modèle théorique présenté en préparation : en l'absence de calibrage, les erreurs systématiques (directive  $E_{DF}$ , suivi en réflexion  $E_{RF}$  et désadaptation de source  $E_{SF}$ ) ne sont pas compensées. Elles se traduisent par une mesure des paramètres  $S$  fortement biaisée, qui reflète un mélange de réflexions, de fuites et de pertes internes de l'analyseur.

### 2.1.2 Calibrage via SOL

On réalise ensuite un calibrage complet en réflexion sur chaque port à l'aide du kit SOL (*Short*, *Open*, *Load*). Pour chaque port du VNA, on connecte successivement le court-circuit, l'open et la charge adaptée, que l'on utilise comme standards de calibration.

Sur les figures 6 à 11, représentant les mesures de  $S_{11}$  et  $S_{21}$  avec les différents étalons, on constate que :

- le short est projeté sur le bord gauche du diagramme de Smith, ce qui correspond à une impédance nulle ( $\Gamma = -1$ ) ;
- l'open apparaît sur le bord droit du diagramme de Smith, correspondant à une impédance infinie ( $\Gamma = +1$ ) ;
- la charge adaptée se situe au centre du diagramme, soit une impédance proche de  $50 \Omega$  ( $\Gamma \approx 0$ ).



Figure 6: Mesure du  $S_{11}$  via le short



Figure 7: Mesure du  $S_{22}$  via le short



Figure 8: Mesure du  $S_{11}$  via l'open

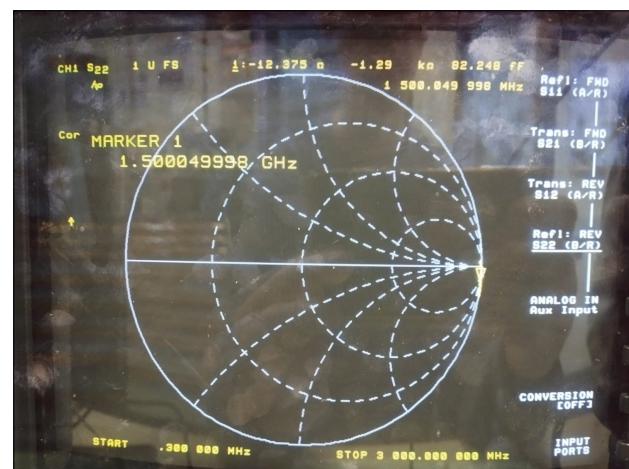


Figure 9: Mesure du  $S_{22}$  via l'open



Figure 10: Mesure du  $S_{11}$  via la load



Figure 11: Mesure du  $S_{22}$  via la load

Les représentations dans le diagramme de Smith pour chaque standard de calibration forment de petits cercles serrés autour de leur position théorique, ce qui montre que, sur toute la plage de fréquence balayée, les erreurs systématiques ont bien été compensées.

En particulier, le centre du diagramme de Smith devient désormais un point de référence fiable : une mesure proche du centre correspond réellement à une bonne adaptation à  $50\Omega$ , contrairement au cas sans calibrage où la représentation de  $S_{11}$  était fortement biaisée.

Ce comportement est conforme au modèle théorique : en utilisant des standards de calibration connus (*short, open, load*), le VNA identifie les coefficients d'erreurs en réflexion et corrige ensuite les mesures selon l'équation (2). Le plan de mesure est ainsi ramené au plan des connecteurs du kit de calibration.

Une fois le calibrage SOL effectué, on peut tester la validité de la correction en mesurant un atténuateur de 5 dB.

### 2.1.3 Mesure de l'atténuateur

#### Mesure de l'atténuateur en réflexion

En plaçant un court-circuit à l'extrémité de l'atténuateur et en mesurant le port 1 du VNA (Fig. 12), on observe que la magnitude de  $|S_{11}|$  est d'environ  $-10$  dB sur la bande de fréquence.

Théoriquement, un court-circuit possède  $|\Gamma| = 1$  (soit  $0$  dB). Lorsque l'onde franchit l'atténuateur, elle subit une atténuation de  $5$  dB à l'aller, puis de nouveau  $5$  dB au retour, soit une atténuation totale de  $10$  dB sur la réflexion.

La valeur mesurée est donc en excellent accord avec la théorie, ce qui valide le calibrage en réflexion.

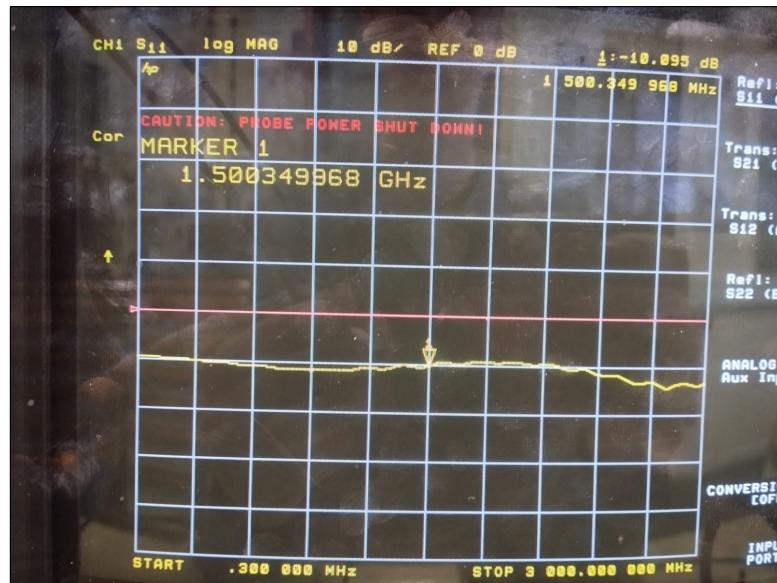


Figure 12: Mesure de l'atténuation en réflexion

#### Mesure de l'atténuateur en transmission

On insère ensuite l'atténuateur de  $5$  dB entre les deux ports du VNA et l'on mesure le paramètre  $S_{21}$  (Fig. 13). L'atténuateur indique une plage de fonctionnement de  $[0 ; 1.5]$  GHz.

Après calibrage, la courbe obtenue reste proche de  $-5$  dB pour des fréquences inférieures à  $1.5$  GHz, conformément au comportement attendu pour un atténuateur nominal de  $5$  dB.

Au-delà de  $1.5$  GHz, la courbe commence à se dégrader : la valeur de  $|S_{21}|$  s'écarte progressivement de  $-5$  dB et des variations plus marquées apparaissent avec la fréquence.

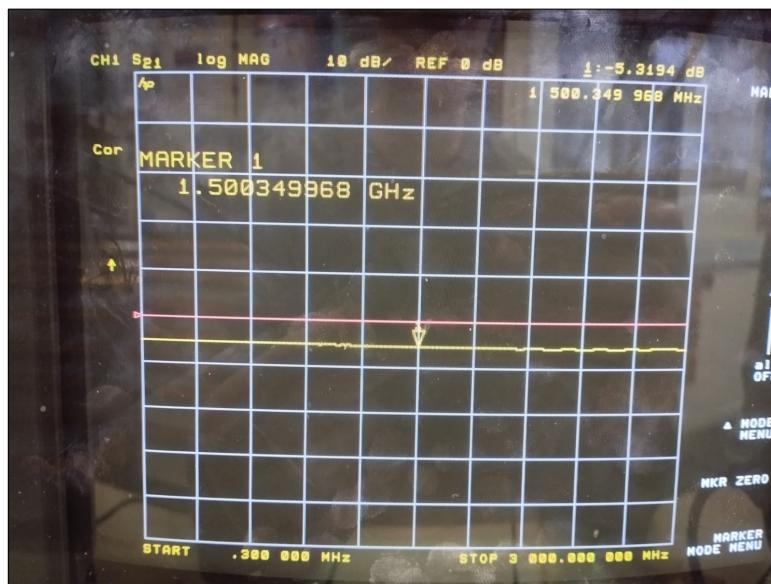


Figure 13: Mesure de l'atténuation en transmission



Figure 14: Mesure de l'atténuation en transmission avec calibrage



Figure 15: Mesure de l'atténuation en transmission sans calibrage

Les figures 14 et 15 illustrent l'effet du calibrage dans le plan de Smith pour la transmission :

- **avec calibrage** (Fig. 14), le point correspondant à l'atténuateur reste proche du centre, indiquant que le composant est globalement bien adapté ;
- **sans calibrage** (Fig. 15), la trace se déplace et décrit un cercle plus large, signe qu'une partie importante de ce que l'on interprète comme désadaptation provient en réalité des erreurs internes du VNA.

Ainsi, la comparaison des mesures avec et sans calibrage met en évidence le rôle crucial de la calibration : elle permet de retrouver les valeurs théoriques de l'atténuateur ( $-10\text{ dB}$  en réflexion avec court-circuit,  $-5\text{ dB}$  en transmission) et de donner aux paramètres  $S$  une signification physique correcte au plan de référence choisi.

## 2.2 Mesure de l'antenne quart d'onde

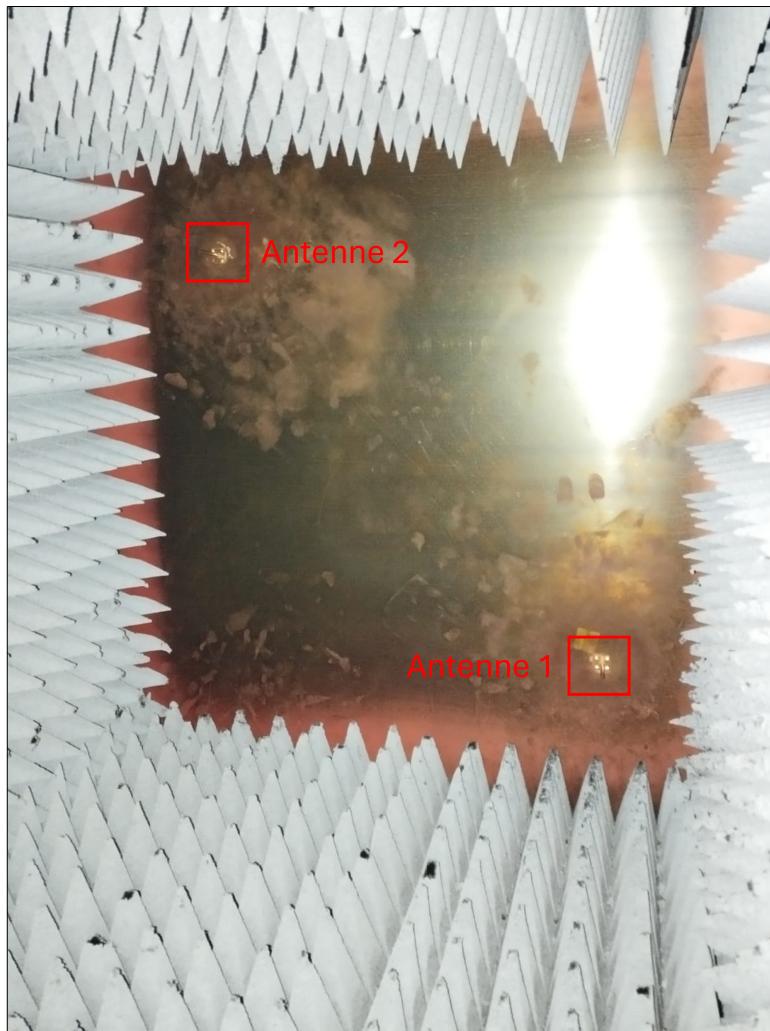


Figure 16: Antennes quart d'onde utilisées

### 2.2.1 Ordre de grandeur de la fréquence de résonnance du dipôle quart d'onde

$$\frac{\omega l}{v} = \frac{\pi}{2} \quad \text{donc} \quad \frac{2\pi f_r l}{v} = \frac{\pi}{2} \quad \text{i.e.} \quad f_r = \frac{v}{4l} \quad ; \quad l = 35 \text{ mm}$$

Soit :

$$f_{\text{théorique}} = 2.14 \text{ GHz}$$

### 2.2.2 Calibrage au niveau du plan de masse

Dans un premier temps et avant de calibrer, nous diminuons la bande de fréquence du VNA pour nous concentrer sur la plage d'intérêt de la fréquence de résonance de l'antenne, à plus ou moins 20%, soit entre 1.54 GHz et 2.31 GHz.

Puis, nous réalisons un calibrage complet en utilisant le kit SOL (Short, Open, Load) pour chaque port du VNA, en faisant le calibrage au niveau du plan de masse de l'antenne.

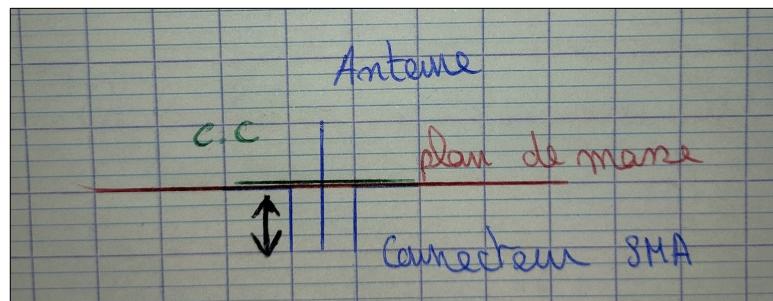


Figure 17: Schéma du calibrage au niveau du plan de masse de l'antenne

Enfin, nous faisons un changement de plan de référence pour ramener les mesures au niveau de l'antenne. Pour cela, nous court-circuitons le plan de masse de l'antenne. Lorsque le court-circuit est connecté, nous balayons l'abaque de Smith via l'Electrical Delay pour centrer le graphique sur le point de court-circuit.



Figure 18: Visualisation du court-circuit pour être au niveau de l'antenne

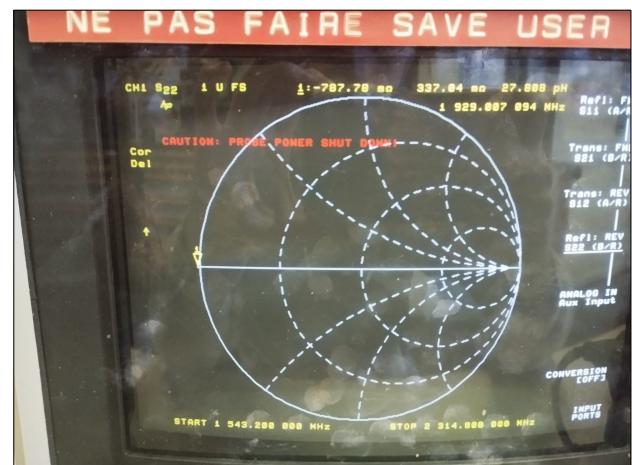


Figure 19: Visualisation du  $S_{22}$  avec le plan de masse de l'antenne court circuité

Une fois le calibrage effectué au niveau du plan de masse de l'antenne, nous mesurons le  $S_{11}$  de l'antenne 1.

### 2.2.3 Mesure du $S_{11}$ de l'antenne 1

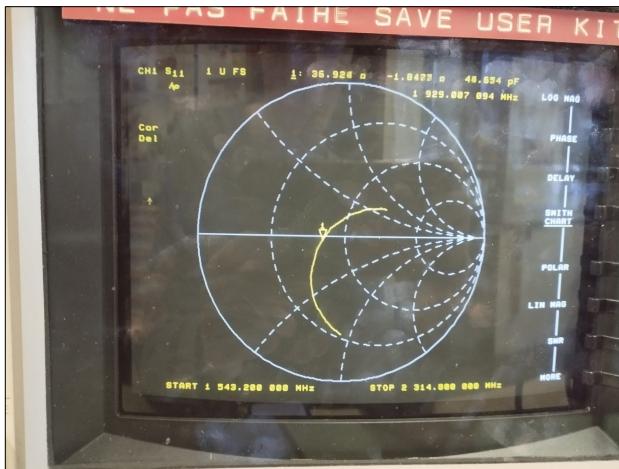


Figure 20: Visualisation du  $S_{11}$  ramené à l'antenne 1



Figure 21: Visualisation du  $S_{22}$  ramené à l'antenne 2

Comme nous pouvons le voir sur la figure ci-dessus, l'antenne présente une fréquence de résonance  $f_0$  d'environ 1.929 GHz (exactement comme le  $S_{22}$  de l'antenne 2).

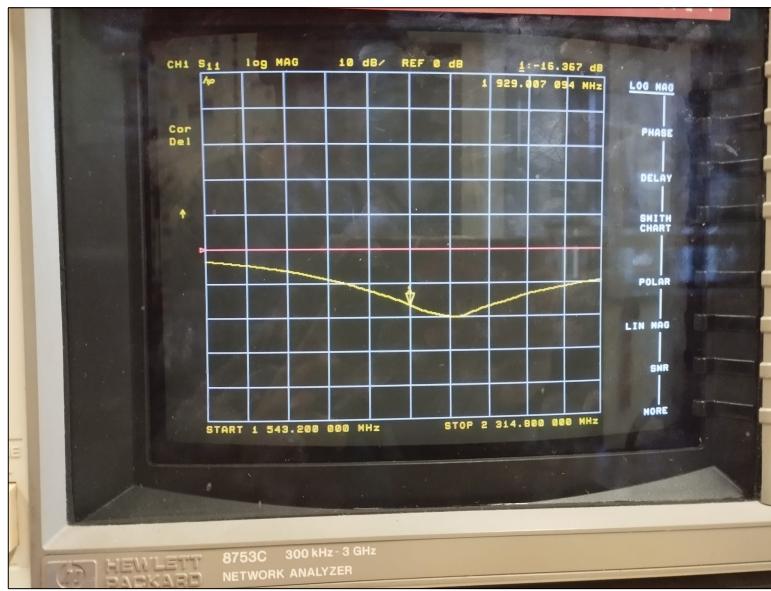


Figure 22: Visualisation du  $S_{11}$  ramené à l'antenne 1 en échelle logarithmique

Pour déterminer le type de résonance, nous observons le graphique en échelle logarithmique. Nous constatons que le  $S_{11}$  a une allure convexe autour de la fréquence de résonance, ce qui indique une résonance série. Cela peut également être confirmé par l'observation de la partie imaginaire de l'impédance, sur l'abaque de Smith, qui traverse l'axe des abscisses de bas en haut à la fréquence de résonance.

**Attention :** la fréquence de résonance  $f_0$  n'est pas la fréquence à laquelle le  $S_{11}$  est minimum, mais bien la fréquence à laquelle la partie imaginaire de l'impédance est nulle. Il faut donc se référer à l'abaque de Smith pour déterminer précisément cette fréquence.

### 2.2.4 Caractéristiques $R(f)$ et $X(f)$

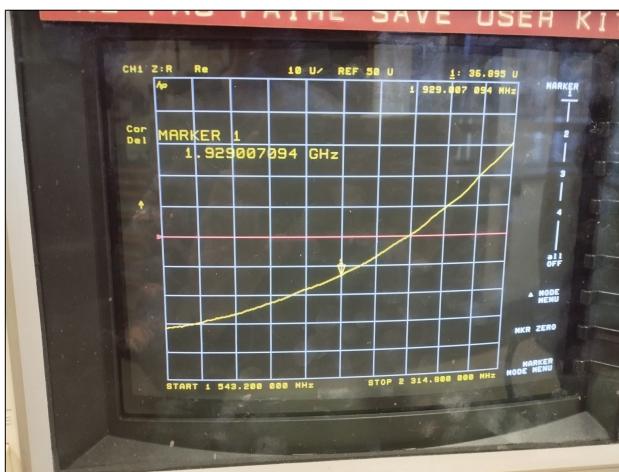


Figure 23: Mesure de  $S_{11}$  de la partie réelle de l'antenne 1



Figure 24: Mesure de  $S_{11}$  de la partie imaginaire de l'antenne 1

A la fréquence de résonance  $f_0 = 1.929 \text{ GHz}$ , nous lisons sur le graphique la valeur de la résistance  $R(f_0) = 35.8\Omega$  et de la réactance  $X(f_0) = -1.83\Omega$  :

### 2.2.5 Facteur de raccourcissement K

Le facteur de raccourcissement  $K$  est donné par la relation suivante :

$$K = \frac{\frac{\lambda_0}{4} - h}{\frac{\lambda_0}{4}} = \frac{\frac{c}{4f_0} - h}{\frac{c}{4f_0}} = \frac{\frac{3 \times 10^8}{4 \times 1.929 \times 10^9} - 0.035}{\frac{3 \times 10^8}{4 \times 1.929 \times 10^9}} = 0.0998$$

La valeur de  $K$  est donc environ égale à 0.0998. Cela signifie que la longueur électrique de l'antenne est environ 9.98% plus grande que sa longueur physique. Nous pouvons en conclure que l'antenne est légèrement raccourcie par rapport à une antenne idéale.

### 2.2.6 Coefficient de qualité Q du doublet

Une fois les caractéristiques de l'antenne obtenues, nous pouvons calculer le facteur de qualité  $Q$  du doublet à l'aide de la formule suivante :

$$Q = \frac{1}{2} \frac{\partial X}{\partial f} \frac{f_0}{R}$$

Nous avons besoin de déterminer la pente de la partie imaginaire  $X$  au voisinage de la fréquence de résonance  $f_0$ .

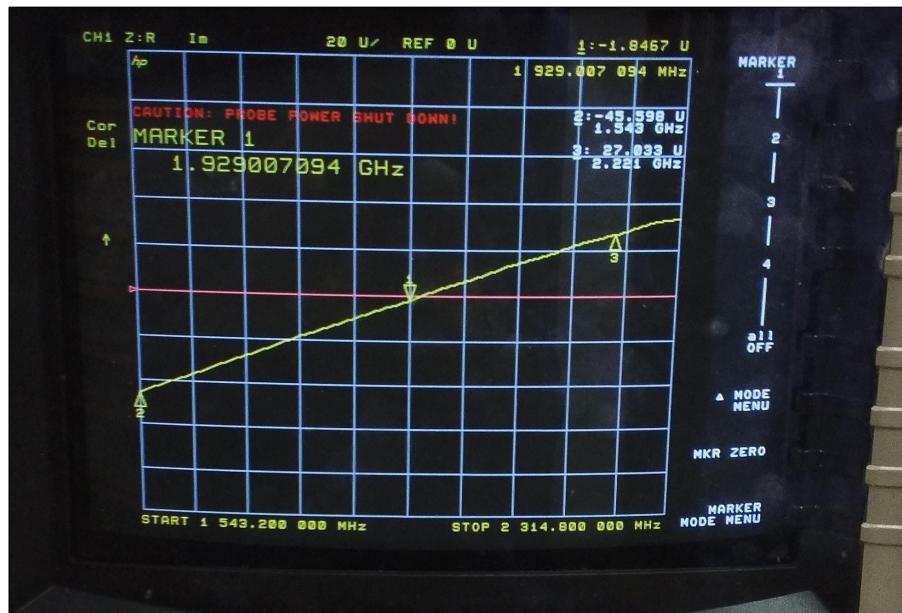


Figure 25: Détermination de la pente de  $X$  au voisinage de  $f_0$

Nous trouvons graphiquement que :

$$\frac{\partial X}{\partial f} \approx 1.13 \times 10^{-3} \Omega/\text{MHz}$$

Nous pouvons maintenant calculer le facteur de qualité  $Q$  :

$$Q = \frac{1}{2} \times 1.13 \times 10^{-7} \times \frac{1,929 \times 10^9}{35.8} \approx 3.05$$

Le facteur de qualité  $Q$  du doublet est donc d'environ 3.05. Cela indique que l'antenne a une bande passante relativement large, ce qui est typique pour une antenne quart d'onde. Une valeur de  $Q$  faible signifie que l'antenne peut fonctionner efficacement sur une large gamme de fréquences autour de la fréquence de résonance.

### 2.2.7 Mesure en transmission

Après avoir caractérisé l'antenne en réflexion, nous allons maintenant mesurer son comportement en transmission entre les 2 antennes quart d'onde. Pour cela, nous connectons l'antenne 1 au port 1 du VNA et l'antenne 2 au port 2 du VNA. Nous mesurons l'affaiblissement via les paramètres S en transmission, à savoir  $S_{21}$ .

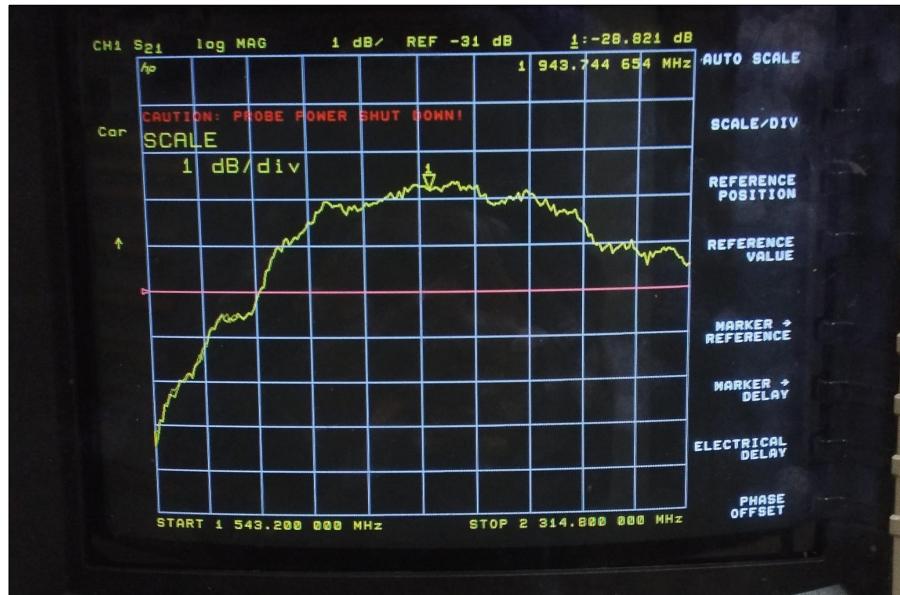


Figure 26: Mesure de  $S_{21}$  de la partie imaginaire de l'antenne 1

Nous constatons que l'affaiblissement minimal est d'environ -28.8dB à la fréquence de résonance  $f_0 = 1.929$  GHz. Cela indique que l'antenne transmet efficacement le signal à cette fréquence, bien que l'atténuation soit relativement élevée, ce qui est typique pour des antennes de petite taille et des distances de transmission courtes.

Les gains des antennes peuvent être calculés à partir de la formule du bilan de puissance :

$$\frac{P_2}{P_1} = G_1 G_2 \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 (1 - |\Gamma_1|)(1 - |\Gamma_2|) \quad \text{avec } G_1 = G_2$$

Or

$$\frac{P_2}{P_1} = |S_{21}|^2, \quad |\Gamma_1| = |S_{11}| = |\Gamma_2| = |S_{22}|$$

Ce qui donne :

$$G_1 = \sqrt{\frac{|S_{21}|^2}{\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 (1 - |S_{11}|^2)^2}}$$

Nous traçons maintenant les mesures de  $S_{11}$  et  $S_{22}$  en transmission, pour obtenir les gains des antennes.

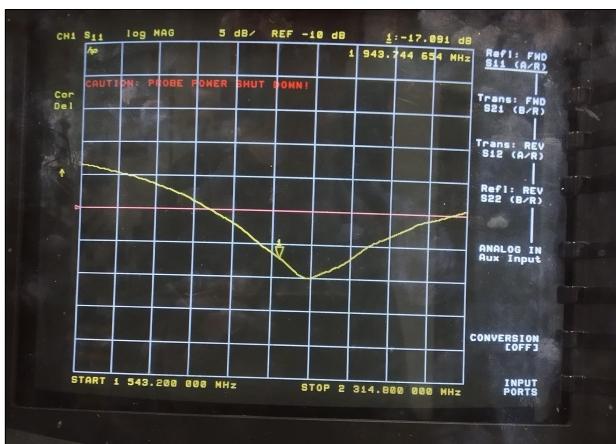


Figure 27: Mesure de  $S_{11}$  de l'antenne 1 en transmission



Figure 28: Mesure de  $S_{22}$  de l'antenne 1 en transmission

Nous lisons sur les graphiques que :

$$|S_{11}(f_0)| = -17.1 \text{ dB} = 0.158 \quad ; \quad |S_{22}(f_0)| = -16.956 \text{ dB} = 0.161$$

Nous pouvons maintenant calculer le gain des antennes à la fréquence de résonance  $f_0$ .

$$G_1 = \sqrt{\frac{|10^{\frac{-28.8}{10}}|^2}{\left(\frac{0.155}{4\pi \times 0.15}\right)^2 \left[1 - \left(10^{\frac{-17.1}{10}}\right)^2\right]^2}} \approx 1.49 \quad \text{i.e.} \quad G_1 \approx 1.74 \text{ dB.}$$

Le gain des antennes quart d'onde à la fréquence de résonance  $f_0$  est donc d'environ 1.49, soit 1.74 dB. Cela indique que les antennes sont capables de concentrer l'énergie rayonnée dans une direction spécifique.