

# Simulation électromagnétique et technique de mesure RF

Mohamed Hage Hassan

Clément Cheung

9 Octobre 2017

## Table des matières

<b>1</b>	<b>Introduction</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Filtre d'ordre 5</b>	<b>2</b>
2.1	Modélisation des mailles et simulation du schematic . . . . .	3
2.2	Simulation avec le cuivre . . . . .	4
2.3	Génération d'un symbol et simulation électromagnétique . . . . .	5
<b>3</b>	<b>Antenne miniature patch</b>	<b>6</b>
3.1	Conception d'une antenne miniature et simulation . . . . .	6
3.2	Génération automatique des composants passifs . . . . .	9
<b>4</b>	<b>Techniques de mesures RF et de-embedding</b>	<b>10</b>
4.1	Analyse des méthodes du de-embedding . . . . .	10
4.1.1	Calibrage ex-situ . . . . .	10
4.1.2	Calibrage in-situ . . . . .	10
4.2	Étude théorique . . . . .	10
4.3	Réalisation du de-embedding . . . . .	11
4.4	Comparaison avec un bench sans parasites . . . . .	14
<b>5</b>	<b>Conclusion</b>	<b>15</b>
	<b>Références</b>	<b>16</b>

# 1 Introduction

L'objectif principal de ce TP porte sur l'initiation à l'utilisation avancée d'ADS, et comprend une série de manipulations pour comprendre l'efficacité de cet outil à effectuer des différents genres de simulations, aux niveaux électromagnétique ou schématique. Ces démarches vont être primordiales pour la réalisation du projet de l'interface Wi-Fi que l'on réalise en parallèle.

Les différents résultats de simulations vont être interprétés, en partant d'une étude d'un filtre d'ordre 5 en technologie microruban, puis par l'analyse d'une antenne patch miniature, avec la synthèse semi-automatique de modèle de filtres connus, et finalement par le processus du de-embedding et les techniques de mesure radiofréquences.

## 2 Filtre d'ordre 5

Nous commençons par l'étude d'un filtre microruban passe-bas d'ordre 5. Il est composé 3 inductances en série dans les lignes de propagation fines et de 2 capacités en parallèle dans les lignes plus larges. Le schéma suivant est issu de ADS.

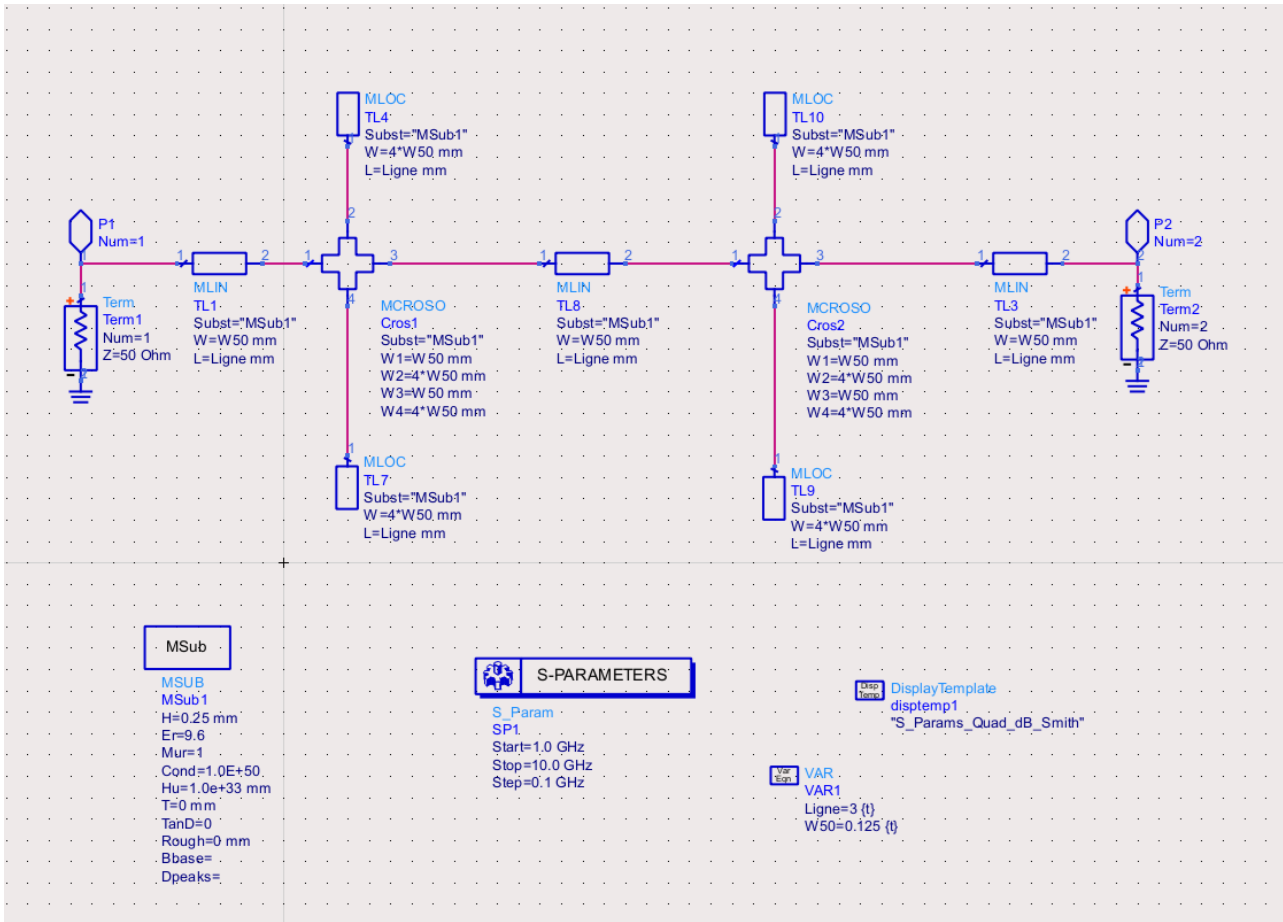


Figure 1: Simulation primaire d'un filtre microruban

Nous avons utilisé les éléments MCROS & MLOC pour construire les lignes larges au lieu d'un élément simple car cela permet de mieux voir le couplage entre les 2 lignes par la suite quand la longueur des lignes fines va varier. Les simulations s'effectuent avec les éléments TERM à  $Z = 50\Omega$  ainsi que la boîte S-PARAM qui va permettre de récupérer les paramètres S pour une variation en fréquence entre 1 à 10GHz de notre filtre.

L'objectif est de réaliser l'adaptation du filtre à  $50\Omega$  ( $S_{11} = -20dB$ ). Les longueurs totales  $W$  &  $L$  de la ligne ont d'abord été fixées de manière à avoir  $f_0 = 5GHz$  et  $E_{eff} = 90^\circ$  environ avec  $W = 0.25mm$  et  $L = 5.88mm$ . Le reste des longueurs de chaque brin est ensuite paramétrable.

Nous verrons par la suite que la longueur du brin central TL8 aura des conséquences sur la fréquence de résonance en entrée et sur l'adaptation du filtre.

Les premières simulations permet de montrer que l'effet de couplage électromagnétiques entres les blocs capacitifs du filtres (TL4, TL10 et TL7, TL9 sur la figure 1), n'est pas pris en compte. Il faut ainsi essayer d'appliquer une modélisation EM, en passant par :

- Simulation du schematic.
- Dessin du composant (layout).
- Exécution d'un raffinement du schéma en mechs de 3 cellules par largeur.
- Essais de simulations pour un symbol crée à partir du mech.
- Changement du matériel pour le filtre d'un conducteur parfait vers le cuivre, et sa simulation.
- Simulation avec un symbol en "emModel" ou simulation électromagnétique.

## 2.1 Modélisation des mailles et simulation du schematic

Nous créons le layout à partir du schematic précédent et on effectue un maillage (mesh) pour effectuer les simulations EM des moments (momentum) :

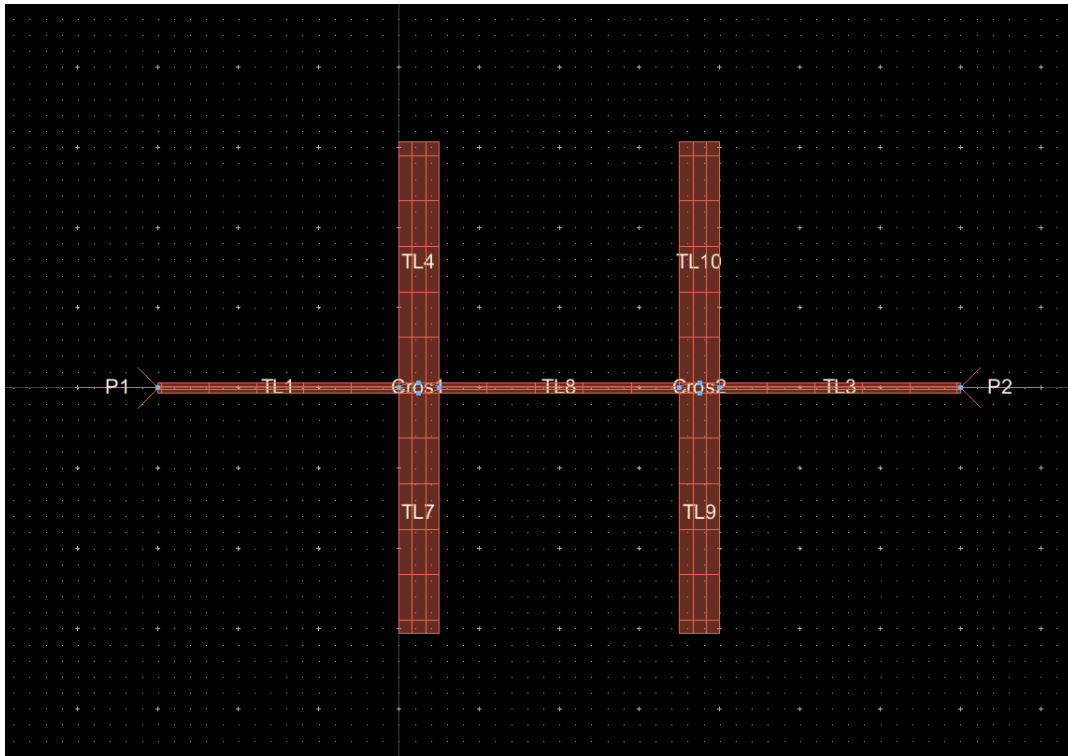


Figure 2: Dessin et raffinement du layout

Suite à la simulation nous obtenons le graphe fig.3 où les résultats des simulations schematic sont superposés aux layout.

Les paramètres  $S_{21}$  de chacune des simulations indiquent le comportement passe-bas du filtre. À  $4GHz$ , on apparemment une très bonne adaptation, à la résonance, à plus que  $-20db$  en entrée pour les deux modèles. Une simulation EM est nécessaire pour voir l'effet du couplage des condensateurs.

Le modèle schematic semble avoir une déviation légère par rapport à celui qui est maillé. Une bonne adaptation en entrée indique que toute la puissance était transférée à la charge, sachant qu'on garde un minimum de réflexion.

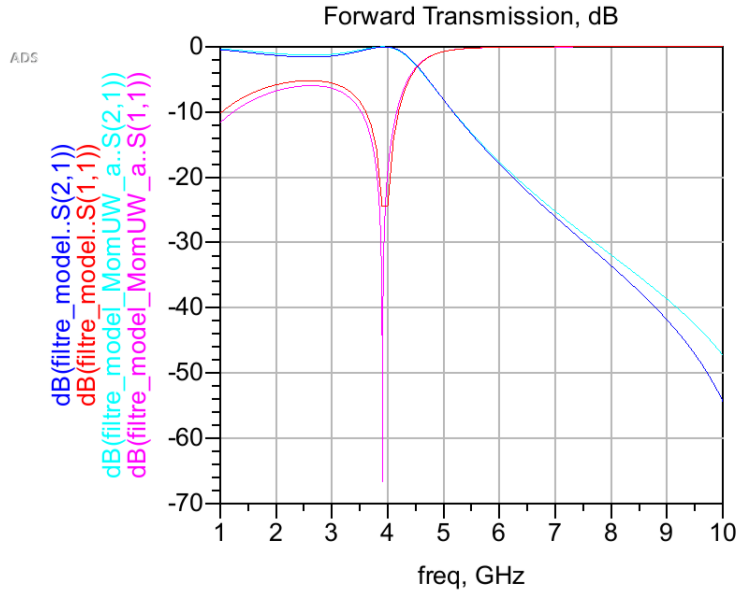


Figure 3: Simulation du schematic et du mesh généré (filtre\_model et model\_MomUW) respectivement.

## Explications ::

### 2.2 Simulation avec le cuivre

Cette fois, nous remplaçons le conducteur parfait du layout par du cuivre et relançons la même simulation que précédemment. Les courbes cyan & rose correspondent à la simulation conducteur parfait et les courbes bleu & rouge au cuivre, représentés par la figure 4.

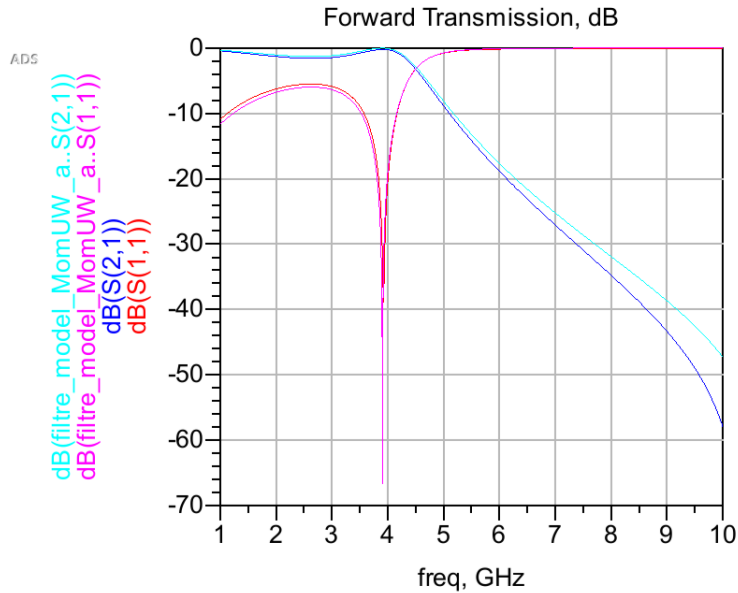


Figure 4: Simulation du mesh généré avec celui en copper

## Explications ::

Les différences observées sont minimales sauf à haute fréquence où la pente du filtre au cuivre est légèrement plus importante.

Nos simulations n'ont pas rendu compte de différences majeures entre ces deux modèles. La figure 5 montre la vue 3D de notre filtre microruban.

On remarque que les zones en orange présentent l'onde EM confinée dans la ligne de transmission fine et qu'elle s'étend au passage des lignes larges (bleu).

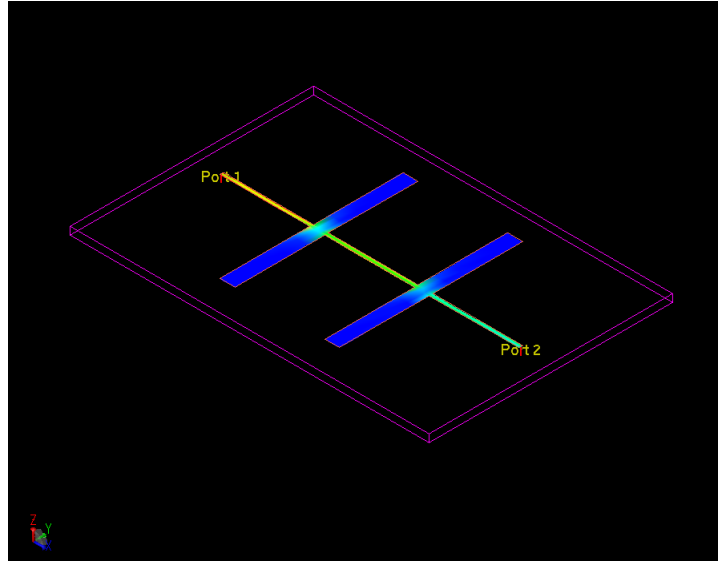


Figure 5: Simulation électromagnétique en 3D

### 2.3 Génération d'un symbol et simulation électromagnétique

L'étape suivante était de créer un symbole de notre filtre dans ADS afin de pouvoir continuer plus facilement les simulations.

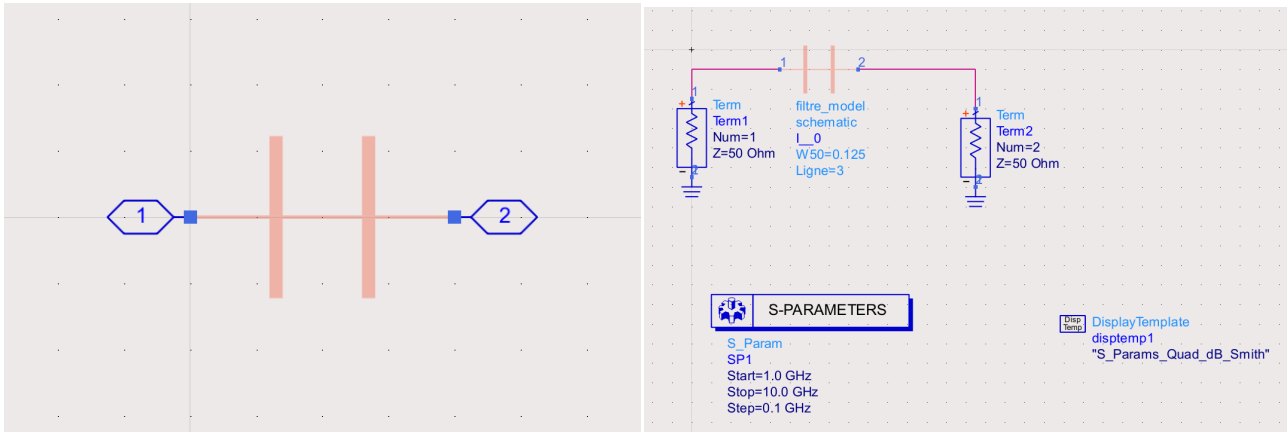


Figure 6: Schéma du symbol auto-généré et le bench respectivement

Nous avons défini des variables globales pour la longueur Ligne et W50 que nous pouvons ensuite balayer pour obtenir différentes fréquences de coupure du filtre.

Nous avons fait un sweep sur la variable Ligne de 1 à 6mm par pas de 1mm. Le résultat est présenté sur le graphe fig. 7.

L'analyse de ces courbes montre que l'on est toujours adapté à 50Ω sur la plage de fréquence [1; 10GHz] quelque soit la longueur de ligne. On remarque cependant que la fréquence de coupure (et d'adaptation) sur les courbes rouges baisse plus la longueur de ligne est importante.

Cela est dû au comportement inductif d'un long filtre sans couplage capacitif entre les deux lignes larges. On sera ainsi plus près du modèle schematic qui ne prend pas en compte ces effets.

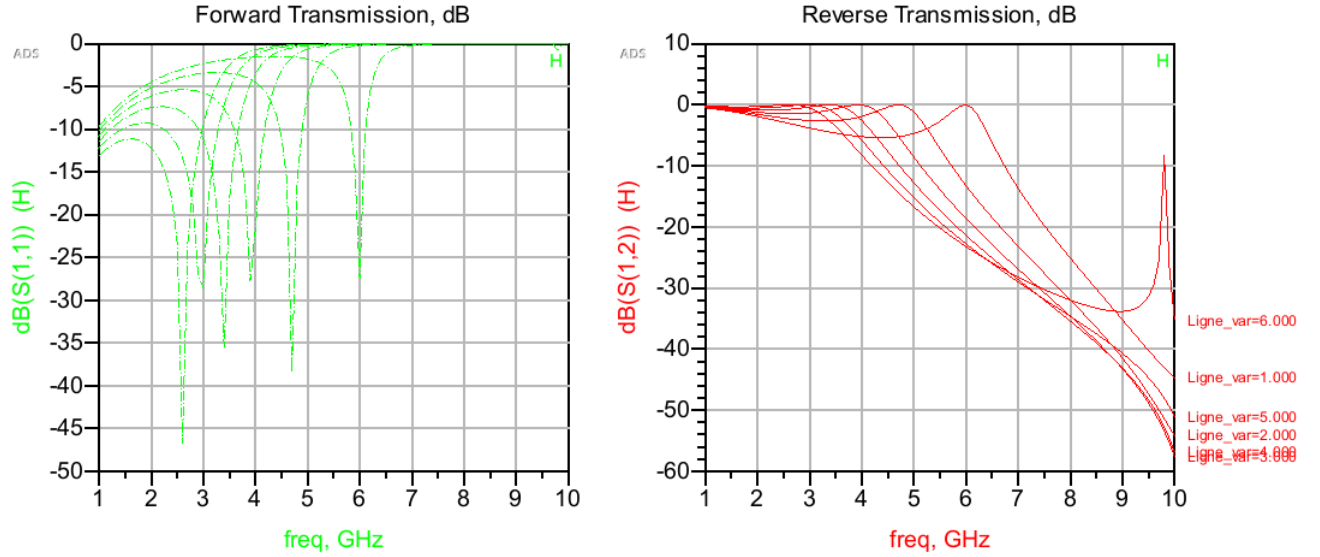


Figure 7: Simulation électromagnétique du Symbole (en copper)

### 3 Antenne miniature patch

#### 3.1 Conception d'une antenne miniature et simulation

Dans cette partie nous avons réalisé une antenne patch miniature sur substrat. Le layout présenté fig.8 montre le port d'accès central ainsi que les 2 bras latéraux qui ont une longueur variable selon l'adaptation voulue.

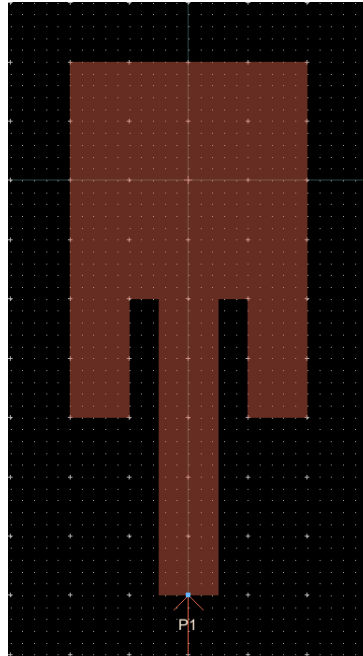
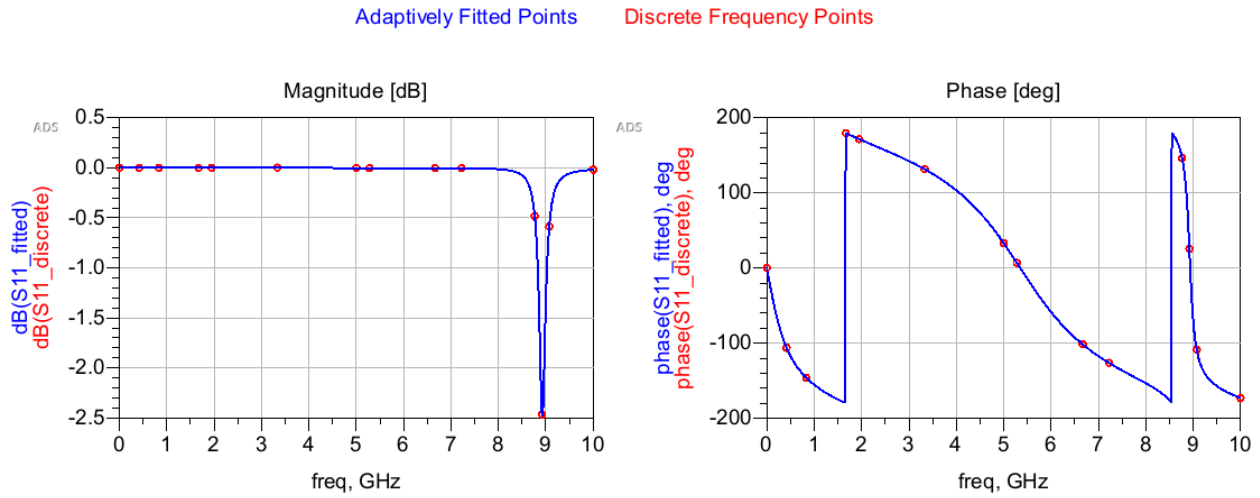


Figure 8: Layout de l'antenne patch

Nous avons ensuite lancé une première simulation EM de ce layout (fig.9) pour vérifier grossièrement l'adaptation de notre antenne. On voit ici qu'elle n'est pas très bien adaptée à  $f = 9GHz$  pour le moment ( $S_{11} > -20dB$ ).

## Discrete Frequencies vs. Fitted (AFS or Linear)



Dataset: antenne\_MomUW\_a - Sep 18, 2017

Figure 9: Simulations discrète

Nous avons ensuite réalisé un symbole ADS de l'antenne (fig.10) pour comparer avec les simulations Momentum du layout.

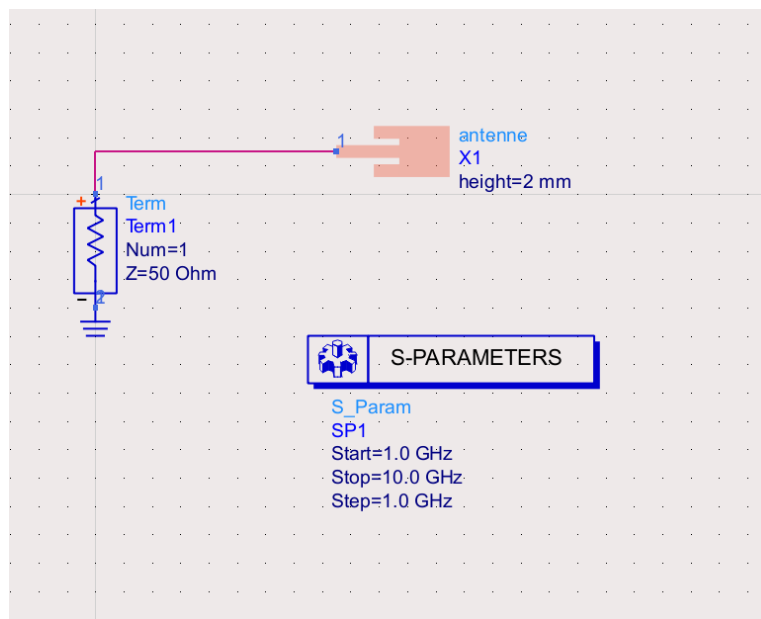


Figure 10: Schématic de l'antenne patch

Le graphe fig.11 montre la simulation schematic (rouge) versus la simulation momentum (bleu) pour une même longueur de bras  $height = 2.3mm$ .

On remarque directement une moins bonne adaptation et un décalage vers les hautes fréquences car le modèle EM prend en compte les effets capacitifs parasites entre les bras et le port d'accès principal de l'antenne.

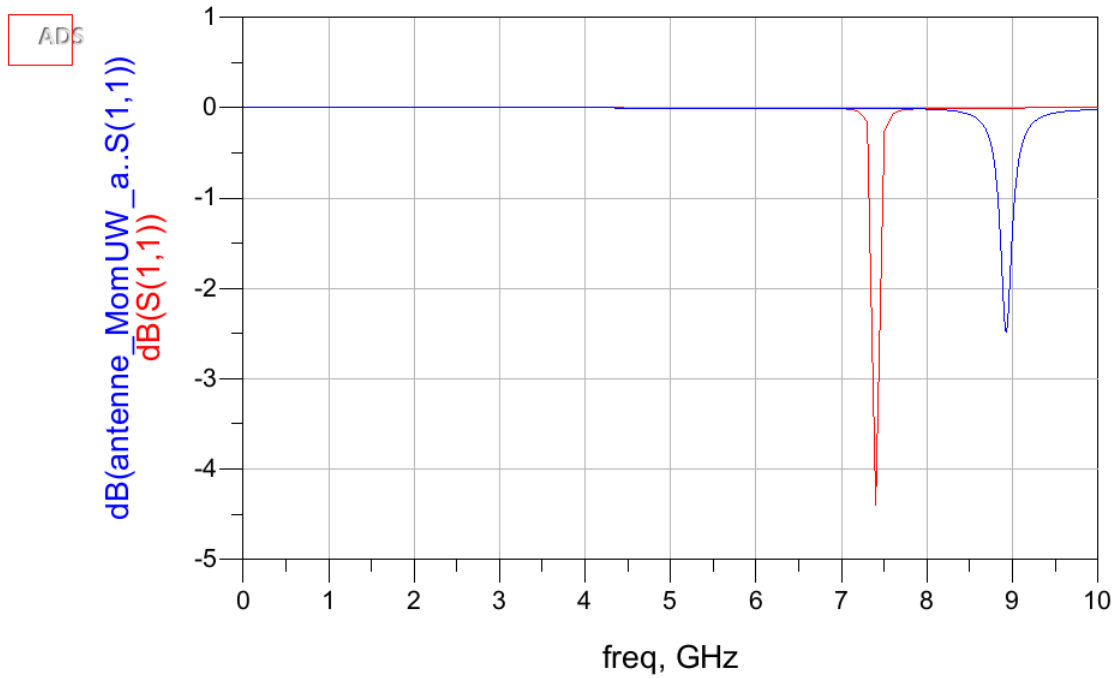


Figure 11: Simulation pour une longueur de bras  $h = 2.3mm$

Nous avons ensuite utilisé le tuner pour trouver la longueur de bras d'antenne qui donnait une adaptation à  $-20dB$  minimum en créant un paramètre de variation dans le layout. Nous avons trouvé que la valeur height  $h = 1.31mm$  donnait le résultat le plus intéressant (point M1 sur le graphe fig.12) pour l'adaptation.

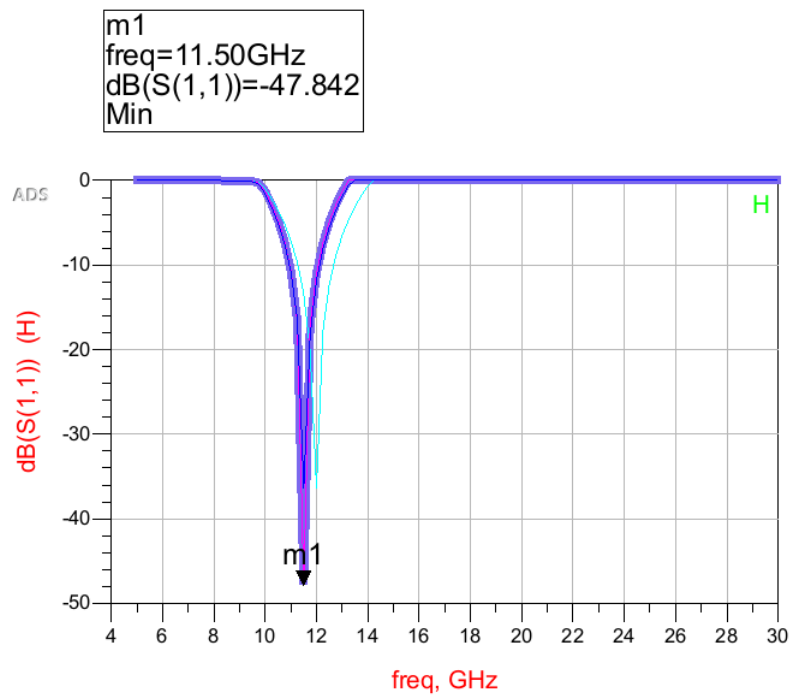


Figure 12: Simulation pour une longueur de bras  $h = 1.31mm$  (maximum d'adaptation)



### 3.2 Génération automatique des composants passifs

## 4 Techniques de mesures RF et de-embedding

### 4.1 Analyse des méthodes du de-embedding

Le calibrage peut s'effectuer généralement selon deux méthodes :

#### 4.1.1 Calibrage ex-situ

##### SOLT : Short Open Line Transition calibration

Ce type de calibrage est commercial, et dépend de la précision des valeurs indiqués par le fabriquant. L'utilisation de ce type de calibrage entraine la nécessité de connaître les standards fournis, ainsi que 12 termes d'erreurs à retrouver. Les caractéristiques généraux se résument par :

- Rien à régler du coté d'analyseur vectoriel (pas d'algorithme).
- Procédure de calibrage particulièrement longue.
- Nécessite une intervention en de-embedding.

La partie de de-embedding consiste donc de passer du plan de mesure (les PADS) vers le plan du DUT. Les PADS sont utilisés pour les connecteurs wafer car les lignes d'accès permettent d'éviter le couplage entre 2 lignes si le DUT est petit et pour laisser le temps à l'onde d'excitation de l'analyseur vectoriel de s'établir correctement.

#### 4.1.2 Calibrage in-situ

##### TRL : Thru Reflect Line

Ce type de calibrage consiste sur l'autocalibration, et c'est nous même que l'on fabrique. Le calibrage s'effectue, contrairement au calibrage SOLT, directement au plan du DUT, et nécessite la connaissance de 8 termes d'erreurs.

## 4.2 Étude théorique

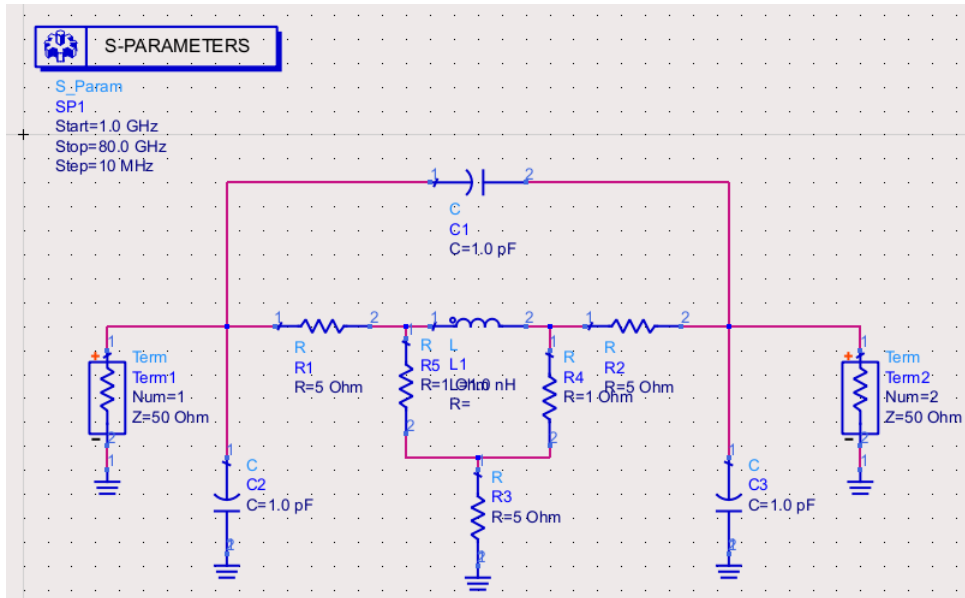


Figure 13: Modélisation des parasites en éléments discrets

Notre but c'est de retrouver  $Y_{DUT}$ , ou même  $S_{DUT}$  du circuit ou élément sous test, ici un pont en  $\Pi$ . On utilise la méthode short-open de-embedding, qui consiste à enlever les parasites (fig. 13) par un essai de 2 types de terminaisons : court-circuit, puis circuit-ouvert. Rappelons que[1]:

$$Y_{openpad} = Y_{Measure} - Y_{open}$$

$$Y_{shortpad} = Y_{short} - Y_{open}$$

et surtout :

$$Z_{DUT} = Z_{openpad} - Z_{shortpad}$$

ce qui implique que :

$$Y_{DUT} = \left( (Y_{openpad})^{-1} - (Y_{shortpad})^{-1} \right)^{-1}$$

Ces transformations vont être codé dans un bench global pour simuler le processus du de-embedding. Une analyse va comparer les résultat des simulations entre l'étape de de-embedding, et une analyse de l'élément seul:

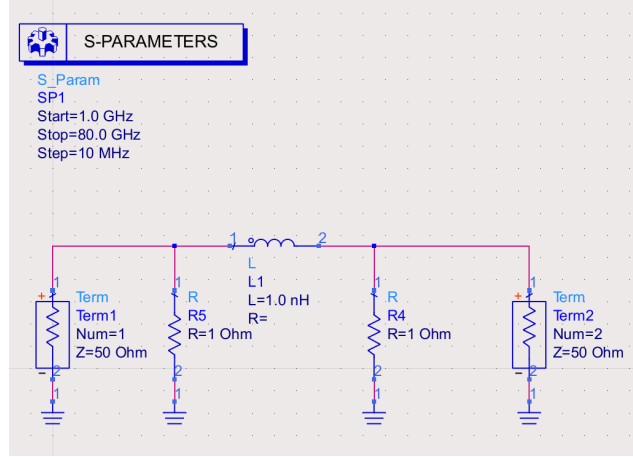


Figure 14: Modélisation de l'élément passif sous test

### 4.3 Réalisation du de-embedding

#### Méthodologie

Notre méthode consiste à :

- Réalisation de 3 schémas pour prendre en compte les terminaisons court-circuit et circuit-ouvert, ainsi que le schéma complet.
- Exécution de simulations pour les 2 terminaisons short et open.
- Insertion des DACs de simulations dans le schéma général et sa simulation, en considérant les transformations indiquées pour arriver jusqu'à  $Y_{DUT}$ .
- Comparaison du  $S_{DUT}$ ,  $Y_{DUT}$  avec une simulation du  $S_{bench}$ ,  $Y_{bench}$  d'un bench du pont en II.

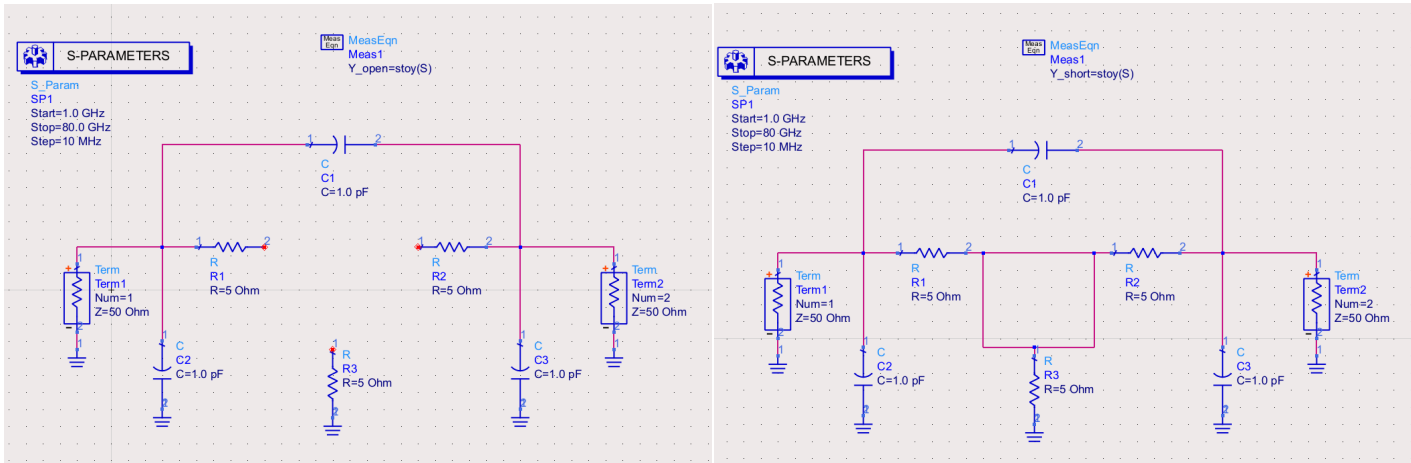


Figure 15: De-embedding open et short respectivement

Pour toutes les simulations, on effectue un balayage en fréquence entre 1 et 80 GHz pour 7901 points.

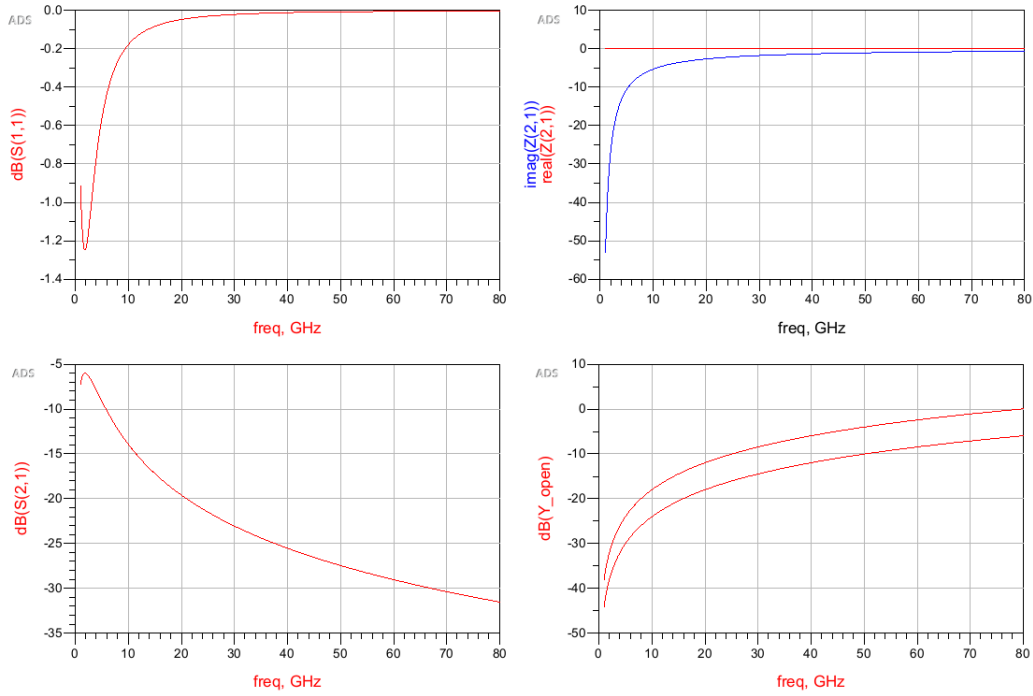


Figure 16: Résultat de simulation Open

Pour la partie open, on remarque que le circuit est assimilable à un pont en  $\Pi$  de capacités, (sans la partie centrale), ce qui implique un comportement de filtrage : les diagrammes de  $S_{11}$  et  $S_{21}$  (complémentaires) montrent une atténuation de transmission en augmentation de fréquence. On a aussi le comportement purement réactif des capacités, illustré par  $imag(Z_{21})$  (chute en fréquence).

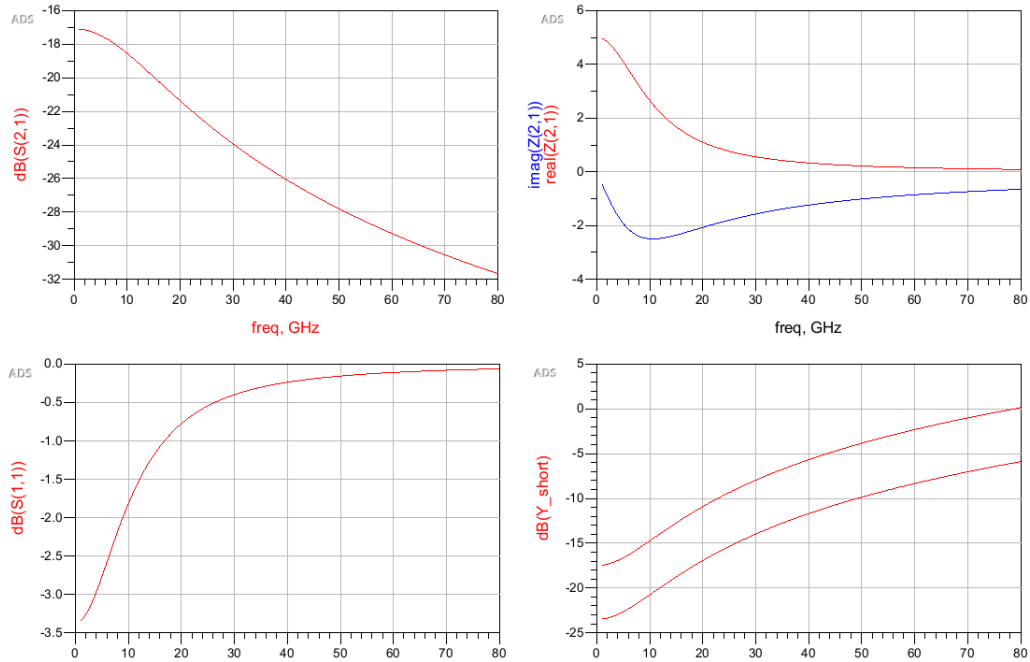


Figure 17: Résultat de simulation Short

Cependant, pour la partie short, l'élément sous test est remplacé par un court-circuit : on se retrouve avec l'ancienne configuration capacitive, mais aussi avec des atténuation du aux résistances ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ) des plots d'accès. On a un "décalage" de la fréquence de coupe du nouveau filtre (l'annulation de la transmission en  $S_{11}$  est à  $f = 70GHz$ ).

$Re\{Z_{21}\}$  indique le comportement résistif du schéma.

Sachant que le comportement en short et open du circuit représente les parasites du circuit, il faut les éliminer : On reprend le modèle initial et on applique les méthodes mathématique. La robustesse du modèle mathématique va indiquer l'exactitude ou non des résultats de simulation, en comparaison avec les résultats réels.

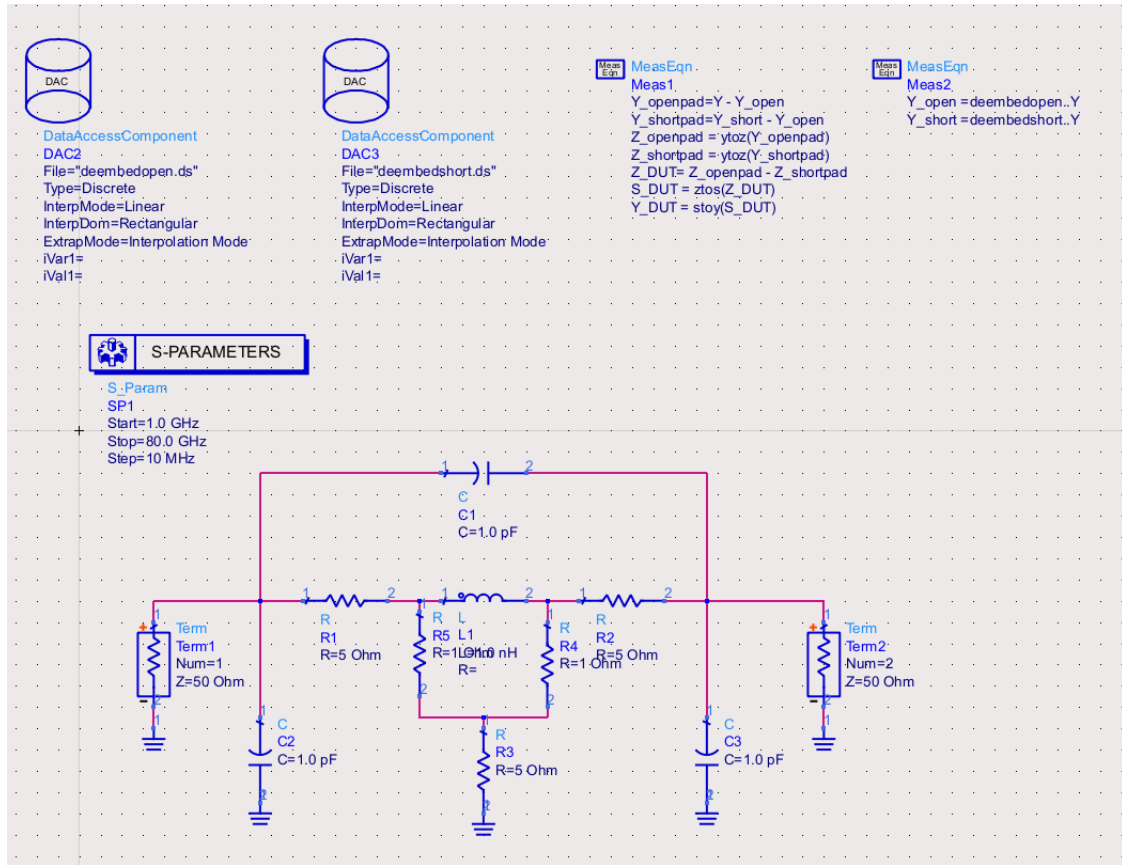


Figure 18: De-embedding : étape générale

Les résultats de simulations du de-embedding (fig. 19) montre le comportement avec parasite (premier rang), et celui en de-embedded (sans parasite, deuxième rang).

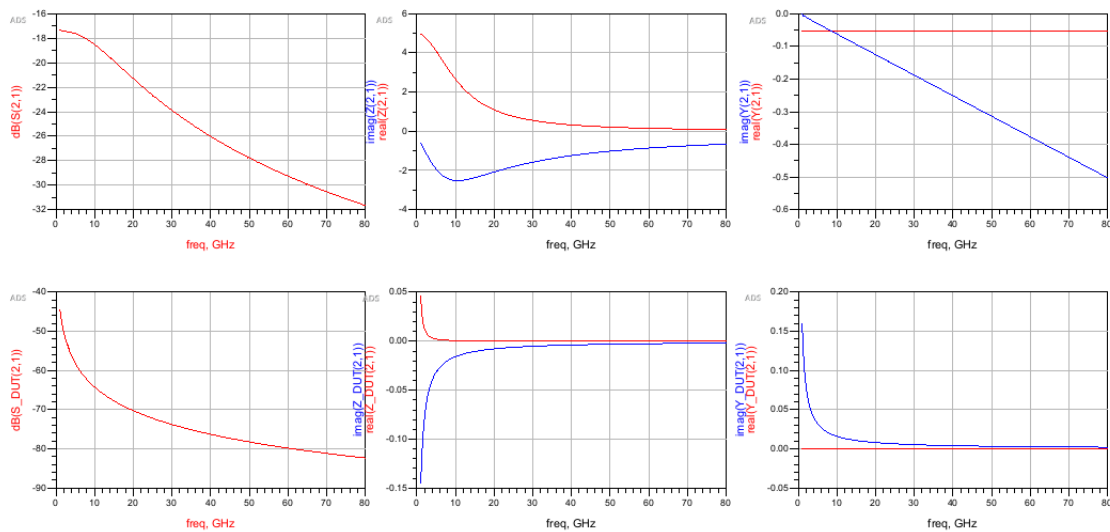


Figure 19: Résultats de simulations de-embedding

Ces deux résultats sont complètement différents : Les plots d'accès ajoutés des distorsions significatives qui peuvent complètement changer le fonctionnement du circuit (dans ce cas). Le schéma équivalent en de-embedded - sans parasites - est certainement proche du celui de la fig. 14

## 4.4 Comparaison avec un bench sans parasites

On peut voir, en comparant les fig.19 et 20, que le comportement des deux schémas (de-embedding sans parasites et bench (sans plots d'accès)), est identique.

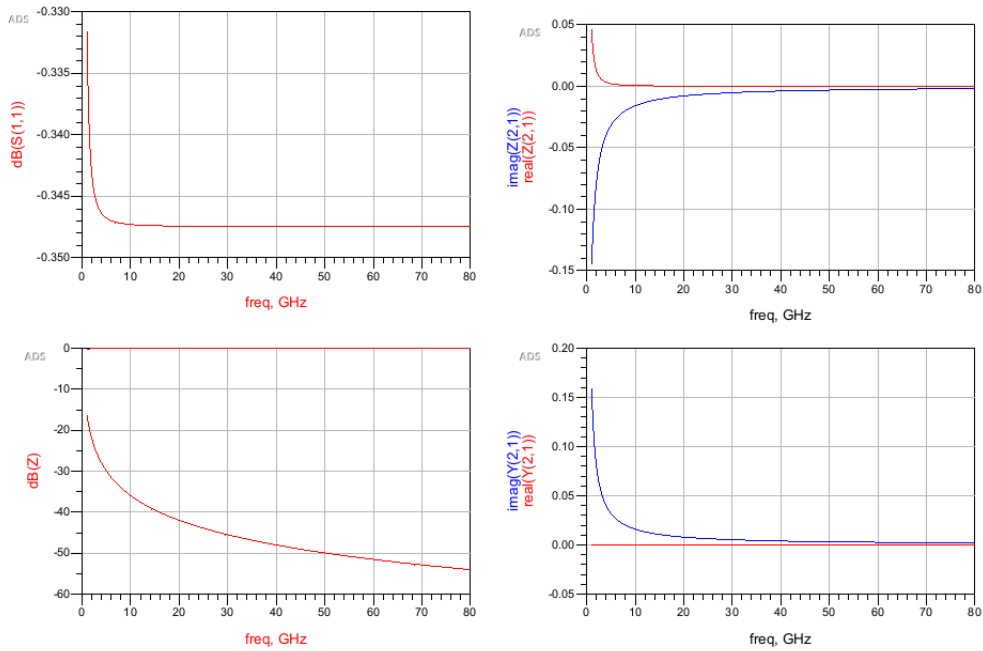


Figure 20: Simulations du bench (sans parasites)

## 5 Conclusion

Ces séances de travaux pratiques sous ADS ont permis d'étudier la conception de filtres et d'antennes en technologie microruban telle qu'utilisée actuellement dans l'industrie.

L'utilisation avancée de ce logiciel nous a amené à effectuer des simulations de modèles schematic et de modèle layout, selon la méthode des moments électromagnétiques, et à comparer ces simulations. Nous avons remarqué à plusieurs reprises les influences des couplages capacitifs parasites entre les lignes de propagation sur les performances d'adaptation du filtre, influences qui n'étaient pas présentes lors des simulations du modèle schematic.

Nous avons vu pour le filtre passe-bas et l'antenne que l'adaptation à  $50\Omega$  se faisait par des variations géométriques de longueur du layout.

## Références

- [1] *Simulation électromagnétique et technique de mesure RF*,  
Jean-Daniel Arnould, Institut Polytechnique de Grenoble - Phelma