

# Rapport de Conception

## Filtre "Open Loop" à 6 pôles de faible dimensions

Mohamed Hage Hassan

Clément Cheung

5 Février 2018



Institut Polytechnique de Grenoble  
Phelma

# Table des matières

<b>1</b>	<b>Filtre Hairpin</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Filtre de type "Open Loops"</b>	<b>4</b>
2.1	Filtre "Open Loops" en simulation électrique . . . . .	6
2.2	Filtre open loop à 6 pôles . . . . .	8
<b>3</b>	<b>Excitation des structures résonantes</b>	<b>8</b>
<b>4</b>	<b>Conclusion</b>	<b>15</b>
	<b>Références</b>	<b>15</b>

Cette section du projet traite la conception d'un filtre passe-bande très selectif, de sorte qu'on va annuler la fréquence de l'oscillateur local ainsi que toute la partie image du spectre du signal utile. On va voir que l'outil de synthèse automatique des composants passifs d'ADS est incapable de rendre la procédure assez simple, mais effectivement l'inverse. L'un des exemples les plus pertinents c'est l'utilisation de l'architecture de filtre hairpin comme le premier pas vers la conception.

# 1 Filtre Hairpin

Rappelons les **spécifications du filtre** nécessaires à respecter par le cahier des charges.

- Bande à  $-3dB$  :  $92MHz$ , sachant qu'on doit faire passer les canaux entre  $f = 2.402GHz$  et  $f = 2.494GHz$ .
- Fréquence centrale :  $f_c = 2.448GHz$ .
- Réjection hors bande  $> 23.5dB$ .
- Zone de réjection :  $< 2.380GHz$  et  $> 2.512GHz$ .
- Pertes du filtre (théorique) :  $1dB$ .

En débute en essayant d'effectuer la synthèse automatique d'un filtre de type hairpin (des lignes couplées en forme de U interdigités) **avec le substrat Rogers RO4003**. Il était visible en simulations électriques et layout que même Design Guide n'est pas capable de retrouver la bonne forme de  $S_{21}$  avec le substrat FR4 : Ce dernier représente tros de pertes pour qu'il soit utiliser comme substrat de filtre à  $2.45 GHz$ , sachant qu'on doit avoir un coefficient de qualité assez large.

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f}$$

On a une bande passante très étroite, ce qui implique un grand facteur de qualité. On spécifie alors dans le composant les pararmètres indiqués, et on utilise **Design Guide** pour effectuer le design, on arrive donc au schéma suivant en layout :

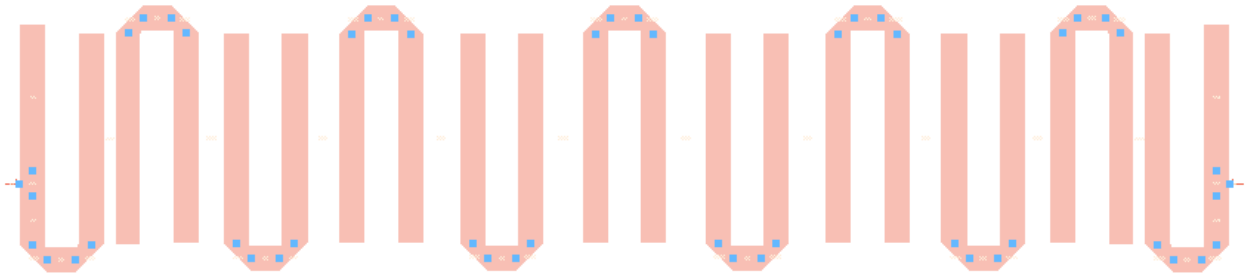


Figure 1: Layout du filtre Hairpin

Avec une mesure de distance sous ADS, on trouve que ce filtre fait  $8.7 cm$  de longueur, ce qui est à peine acceptable, mais on arrive donc à décider de ne pas prendre en compte cette architecture vis-à-vis des performances au niveau de simulation électrique et layout (sous momentum).

On peut voir déjà que même avec l'utilisation du substrat Rogers R04003, l'atténuation est assez élevée au niveau de  $S_{21}$  (même la fréquence centrale est à  $-10 dB$ ), ainsi que par rapport au  $S_{11}$ , on a une atténuation maximale de  $-10 dB$ . La simulation de la figure. 2 est **électrique** : après plusieurs essais sur des lignes couplés et des "T" de lignes en simulation électrique, il est apparant que ADS ne prends pas les modèles du couplage en compte **en simulation électrique** sauf si c'est bien spécifier (éléments des lignes couplées par exemple). Il se trouve que le gap sous la simulation électrique n'est considérer qu'un simple espace sans effets capacitifs.

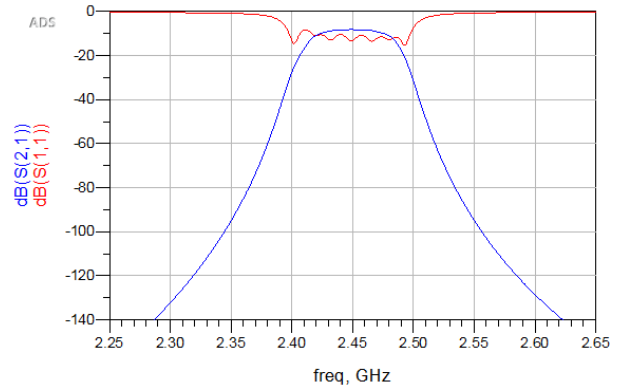


Figure 2: Simulation électrique du filtre Hairpin

Essayons maintenant d'effectuer la simulation Momentum du layout du filtre Hairpin:

Momentum est un outil assez puissant qui modélise les surfaces planaires en effectuant un maillage puis une simulation électromagnétique en 2D, il permet de prendre en compte tout effet de couplage qui existe entre les lignes, ainsi qu'une simulation sur une grande plage de fréquences.

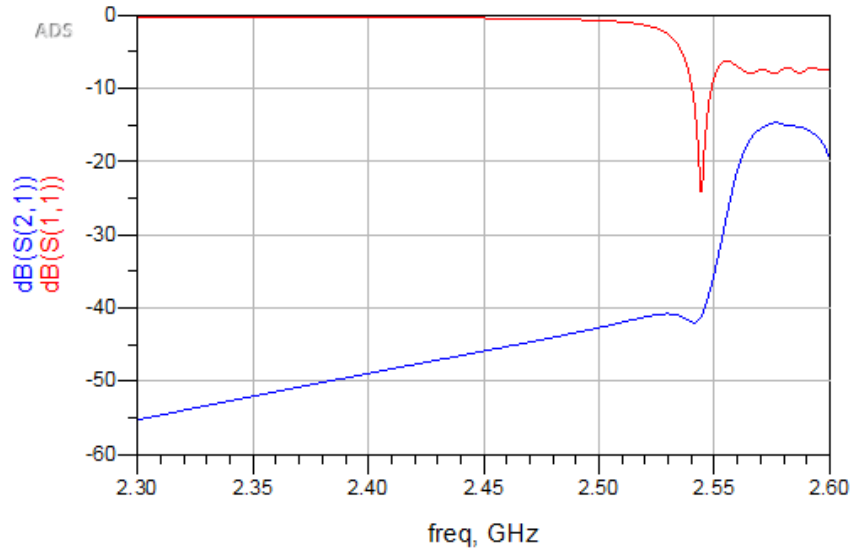


Figure 3: Simulation momentum du layout du filtre Hairpin

On peut voir que cette fois le comportement du filtre est changé : malgré que le fait qu'on a la même allure de la courbe de  $S_{11}$  et  $S_{21}$  (le filtre garde la fonctionnalité du filtrage en layout), on est complètement décalé en fréquence, ainsi qu'on a de très hautes pertes au niveau du  $S_{21}$  (environ -15 dB au centre de la bande-passante).

Ces performances sont inacceptables, ainsi que les grandes dimensions du filtre. C'est toute fois utile de mentionné que l'outil de synthèse automatique de ADS a réussi à retrouver la bonne forme et la forte atténuation du filtre hairpin, mais **qu'en simulation électrique** : Ce n'est pas le cas en layout. Il faut donc essayer de trouver d'autres architectures plus performantes.

## 2 Filtre de type "Open Loops"

Il faut aussi se rappeler que la conception du filtre RF est assez contraignante, aucune des architectures proposées au début de projet sont pratiquement faisables : c'est principalement à cause de la bande fractionnelle très faible nécessaire par le filtre :  $FBW = 3.758\%$  de la bande totale, ce qui rend l'utilisation de la plupart des architectures de filtre (comme les filtres passe-bande aux lignes couplées, les filtres Hairpin, ainsi que des architectures triangulaires) pratiquement inutile : on se trouve à des dimensions de filtres qui dépassent les 10 cm en longueur facilement.

Rappelons de nouveau les spécifications **les spécifications du filtre** :

- Bande à  $-3dB$  :  $92MHz$ .
- Fréquence centrale :  $f_c = 2.448GHz$
- Réjection hors bande  $> 23.5dB$
- Pertes du filtre (théorique) :  $1dB$ .

La bande fractionnelle est définie par :

$$FBW = \frac{f_2 - f_1}{f_c} = \frac{(2.494 - 2.402) \times 10^9}{2.448 \times 10^9} = 3.758 \%$$

Après une recherche élaborée, on a trouvé une architecture assez "avancée"[1] mais satisfait pratiquement les contraintes du projet avec des dimensions très réduites. On retrouvera ces spécifications après l'analyse des performances du filtre obtenu.

Ce type de filtre admet une fonction de Chebyshev généralisée, dont l'expression [1] :

$$\cosh \left\{ (N-2) \cosh^{-1}(\Omega) + \cosh^{-1} \left( \frac{\Omega_a \Omega - 1}{\Omega_a - \Omega} \right) + \cosh^{-1} \left( \frac{\Omega_a \Omega + 1}{\Omega_a + \Omega} \right) \right\}$$

Le document[1] représente une méthodologie de synthèse rapide de ce type particulier de filtre à  $n$  ( $n$  paire) de pôles, qui suit généralement les lignes suivantes :

- Calcul des longueurs des lignes et assurer l'adaptation à 50 Ohms.
- Calcul de la bande passante fractionnelle.
- Calcul des pôles d'atténuation.
- Recherche des coefficient de couplages.
- Estimation des valeurs de sections à partir des coefficients de couplages (avec grande précision).

Commençons par la recherche des 2 pôles d'atténuation périphériques, sachant que  $\Omega = \pm \Omega_a$ .

$$\Omega = \frac{1}{FBW} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

Sachant que  $\omega_0$  est la fréquence centrale,  $\omega$  peut prendre les valeurs de  $2\pi \times 2.38GHz$  ou  $2\pi \times 2.512GHz$ . On retrouve  $\Omega_a = \pm 1.4$ . On se basant sur [1], on peut extraire des valeurs des tableaux fournis pour trouver les coefficients **C** et **J**, qui représentent des capacités ainsi que des inductances internes au filtre. Les valeurs de C et J étaient précalculées pour des pertes de retour de -20 dB, et chaque degré possède un tableau de valeurs spécifique, prenons par exemple les tableaux du  $N = 4$  et  $N = 6$ .

$\Omega_a$	$C_1$	$C_2$	$J_1$	$J_2$
1.80	0.95974	1.42192	-0.21083	1.11769
1.85	0.95826	1.40972	-0.19685	1.10048
1.90	0.95691	1.39927	-0.18429	1.08548
1.95	0.95565	1.39025	-0.17297	1.07232
2.00	0.95449	1.38235	-0.16271	1.06062
2.05	0.95341	1.37543	-0.15337	1.05022
2.10	0.95242	1.36934	-0.14487	1.04094
2.15	0.95148	1.36391	-0.13707	1.03256
2.20	0.95063	1.35908	-0.12992	1.02499
2.25	0.94982	1.35473	-0.12333	1.0181
2.30	0.94908	1.35084	-0.11726	1.01187
2.35	0.94837	1.3473	-0.11163	1.00613
2.40	0.94772	1.34408	-0.10642	1.00086

$\Omega_a$	$C_1$	$C_2$	$C_3$	$J_2$	$J_3$
1.20	1.01925	1.45186	2.47027	-0.39224	1.95202
1.25	1.01642	1.44777	2.30923	-0.33665	1.76097
1.30	1.01407	1.44419	2.21	-0.29379	1.63737
1.35	1.01213	1.44117	2.14383	-0.25976	1.55094
1.40	1.01051	1.43853	2.09713	-0.23203	1.487
1.45	1.00913	1.43627	2.0627	-0.20901	1.43775
1.50	1.00795	1.4343	2.03664	-0.18962	1.39876
1.55	1.00695	1.43262	2.01631	-0.17308	1.36714
1.60	1.00606	1.43112	2.00021	-0.15883	1.34103

Figure 4: Tables des valeurs de J et C précalculées

Ces coefficients nous permet de suite de retrouver les valeurs de couplages entre les différents résonateurs du filtre,  $M_{1,2}$ ,  $M_{2,3}$ ,  $M_{3,4}$ ,  $M_{2,5}$  ainsi que le coefficient de qualité externe  $Q_{ei}$  [1].

$$Q_{ei} = \frac{C_1}{FBW}$$

$$M_{n,n-1} = M_{N-n, N-n+1} = \frac{FBW}{\sqrt{C_n C_{n+1}}} \quad \text{pour } n = 1 \text{ vers } \frac{N}{2}$$

$$M_{m, m+1} = \frac{FBW \cdot J_m}{C_m}, \quad \text{pour } m = \frac{N}{2}$$

$$M_{m-1, m+2} = \frac{FBW \cdot J_{m-1}}{C_{m-1}} \quad \text{pour } m = \frac{N}{2}$$

Ces valeurs représentent 4 types différents de couplages, qui dépend principalement de l'orientation des structures de boucles ouvertes résonantes : on identifie le couplage magnétique  $M_{3,4}$ , électrique  $M_{2,5}$ , hybride  $M_{1,2}$  et mixte  $M_{2,5}$  par exemple pour un filtre de 6 poles (6 boucles résonantes)).

## 2.1 Filtre "Open Loops" en simulation électrique

Il faut noter que le document[1] termine la 5ème étape (estimation des valeurs des sections des structures à partir des coefficients de couplages) avec la reléve de la valeur de la section depuis une courbe : celle-ci était faite en simulation électromagnétique complète de la structure d'intérêt seule (type hybride, magnétique..), qui montre **la variation de coefficient de couplage d'un certain type en fonction de l'espacement des structures** (ou la section) :

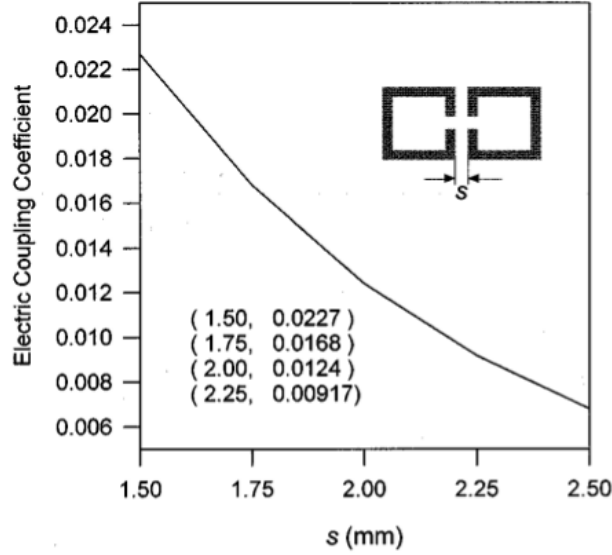


Figure 5: Variation du coefficient de couplage électrique en fonction l'espacement de la structure ( section s)

Ces courbes sont extraites des simulations pour toutes les autres structures, **mais définies pour un substrat donné** (ici pour un RT/Duroid avec  $\epsilon_r = 10.8$ ).

Pour notre part du projet, la méthode dont on peut simuler les structures était non-claire : On a essayer donc de s'approcher en premier temps des valeurs réelles des sections de chaque structure (magnétique, électrique..) en effectuant **une simulation électrique** :

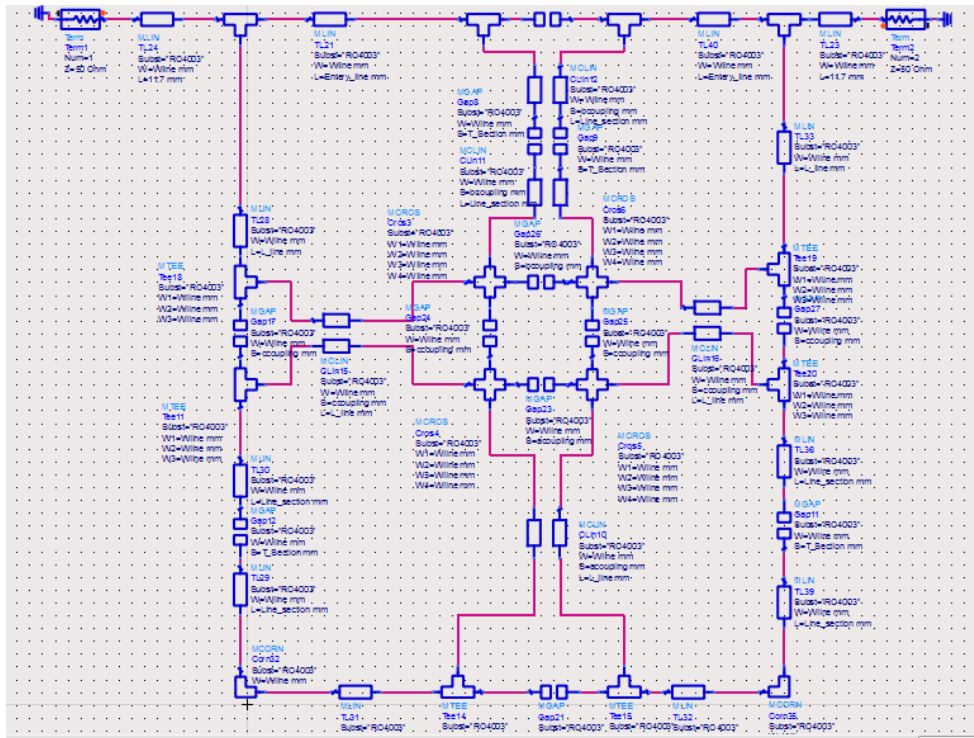


Figure 6: Schéma électrique d'un filtre open loops à 4 pôles

Le filtre était fait sur un substrat Rogers **RO4003** pour avoir un coefficient de qualité assez large. Calculons les longueurs des lignes pour la réalistaion du filtre en respectant une adaptation à  $50\Omega$  ( $\Rightarrow W = 1.835mm$ ) :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times \left( \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \left( \frac{H}{W} \right)}} \right)$$

Pour un substrat Rogers,  $H = 0.83mm$ , d'où  $\epsilon_{eff} = 2.77$ , on peut donc calculer la longueur d'onde correspondante à cet  $\epsilon_{eff}$ , à une fréquence centrale de  $f_0 = 2.448GHz$  :

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} = 73.63 \text{ mm}$$

En prenant en compte que chaque boucle d'un résonateur (ou structure) fait presque  $\frac{\lambda}{2}$  en périmètre [1], on a pour une côté du filtre :

$$a = \frac{\lambda_g}{8} = 9.20mm$$

C'est une valeur très proche de la valeur indiquée par ADS ( $L = 9.182 \text{ mm}$  pour  $\frac{\lambda_g}{8}$ ) et  $W = 1.835mm$  à une fréquence de  $f_0 = 2.448GHz$ . En dimensionnant les lignes de chaque résonateurs suivants ces paramètres, on fait une première simulation pour voir le comportement, avec des sections de structures (s) assez petites. On trouve par contre une allure de courbe à une autre fréquence que celle voulue à  $2.448 \text{ GHz}$  : On essaye de reprendre les simulation électriques, en augmentant la taille des lignes globalement dans le circuit, on arrive à une nouvelle longueur de  $11.7 \text{ mm}$ , ceci centre bien la réponse du filtre à  $2.448 \text{ GHz}$ .

On règle maintenant les sections du filtre en effectuant un tuning, se qui permet d'arriver au comportement passe-bas désiré, en simulation électrique :

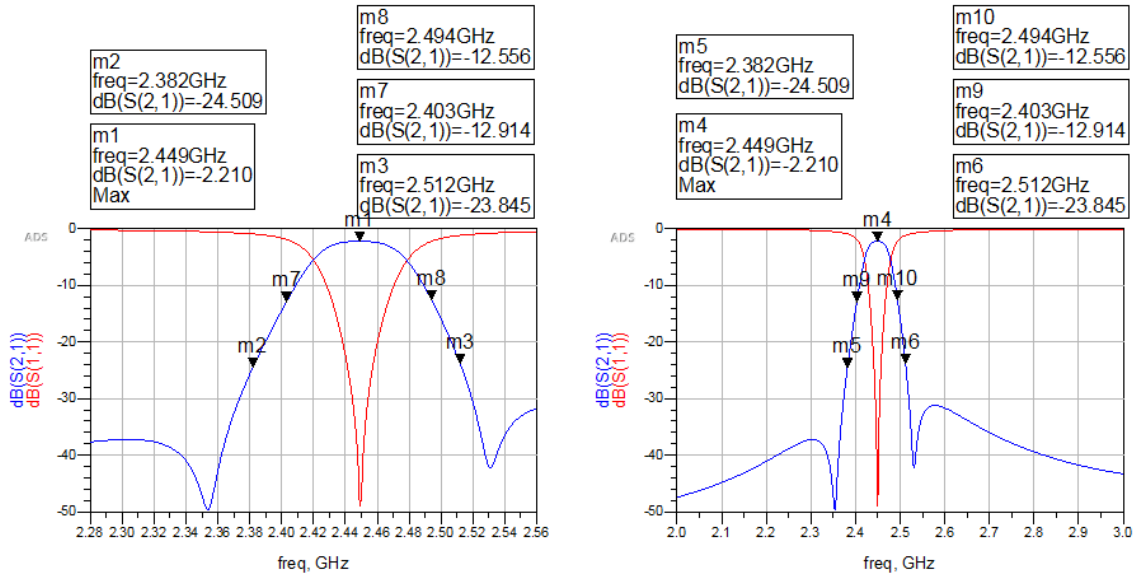


Figure 7: Simulation électrique d'un filtre open loops à 4 pôles, vue écartée et éloignée respectivement.

Le faite qu'on essaye de déterminer les valeurs de sections des structures résonantes en simulation électrique est très limité : on a pas du tout le même comportement en simulation layout, avec des fortes atténuation au niveau du  $S_{21}$  voir sa suppression. Même en simulation électrique, on peut voir qu'on a une bande passant très étroite par rapport aux spécifications, ce qui rend cette structure inutile. Cette partie permet de vérifier que pour les structures aux bords couplées, il ne faut pas prendre en compte les simulation électriques seules, sachant qu'il y a une grande différence entre la simulation layout (momentum) et électrique au niveau des structures à lignes couplées.

## 2.2 Filtre open loop à 6 pôles

Admettant que la méthode de simulation électrique ne marche pas, sachant qu'elle ne prend pas en compte tout les effets de couplages (et celles des bords) entre les structures, revenons au calcul des coefficients de couplage :

En utilisant les valeurs du tableau, on arrive a :

$$M_{1,2} = \frac{FBW}{\sqrt{C_1 C_2}} = 0.031169$$

$$M_{2,3} = \frac{FBW}{\sqrt{C_2 C_3}} = 0.021636$$

$$M_{3,4} = \frac{FBW.J_3}{C_3} = 0.02664$$

$$M_{2,5} = \frac{FBW.J_{m-1}}{C_{m-1}} = -0.0060615$$

$$Q_{ei} = \frac{C_1}{FBW} = 26.8895$$

Sachant que le papier [1], par contre, ne fournit que des valeurs des coefficients de couplages pour un substrat spécifié, on trouve un moyen pour exciter les structures et regarder leur 2 fréquences de résonances résultantes, ce qui permet de remonter aux coefficients de couplages :

$$M_{i,j} = \pm \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2}$$

L'excitation se fait en couplant les lignes d'accès (port 1 et port 2) à une très faible distance non-nulle, et faire la simulation en layout tout en réglant la distance entre les 2 boucles d'une structure résonante.

Il faut donc faire les layouts associés à chaque structure résonante, et effectuer un "tunning" manuel des espacements des structures pour retrouver le bon coefficient de couplage qui correspond à celui calculé en théorie. On doit trouver manuellement un espacement pour chaque type de structure (mixte, hybride..) de sorte que la formule mentionnée ci-dessus peut nous amener au mêmes valeurs de coefficients de couplages souhaités.

## 3 Excitation des structures résonantes

Pour faciliter la procédure, on réalise un schéma électrique de chaque structure résonante, et on crée son layout sans le simuler en électrique.

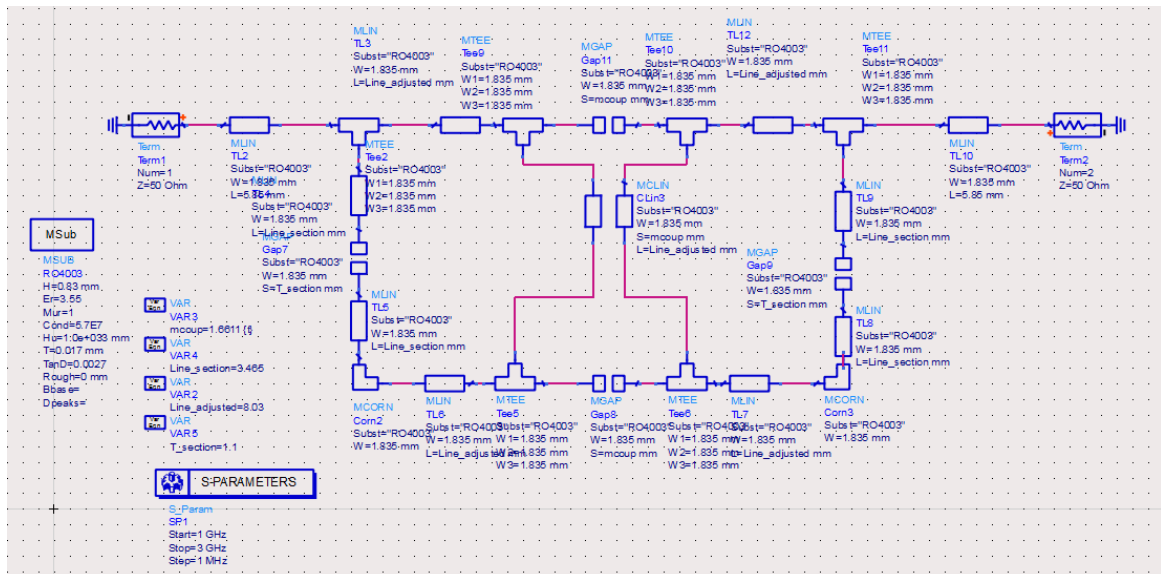


Figure 8: Schéma électrique de la partie d'excitation magnétique



Effectuons l'excitation d'un type spécifique de couplage, on peut trouver le couplage magnétique et hybride :

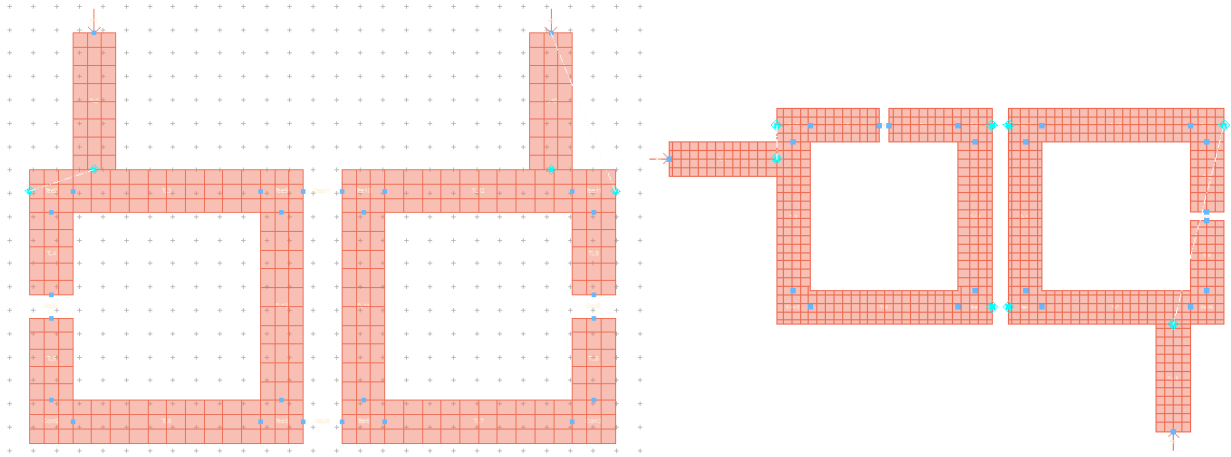


Figure 9: Layout pour l'excitation des structures résonantes magnétique et hybride respectivement

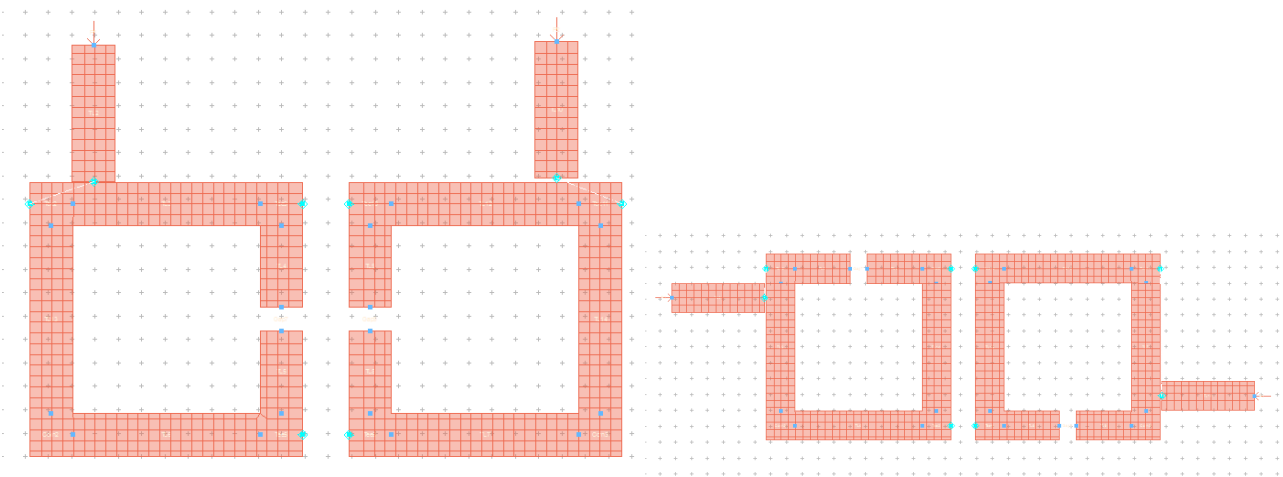


Figure 10: Layout pour l'excitation des structures résonantes electrique et mixte respectivement

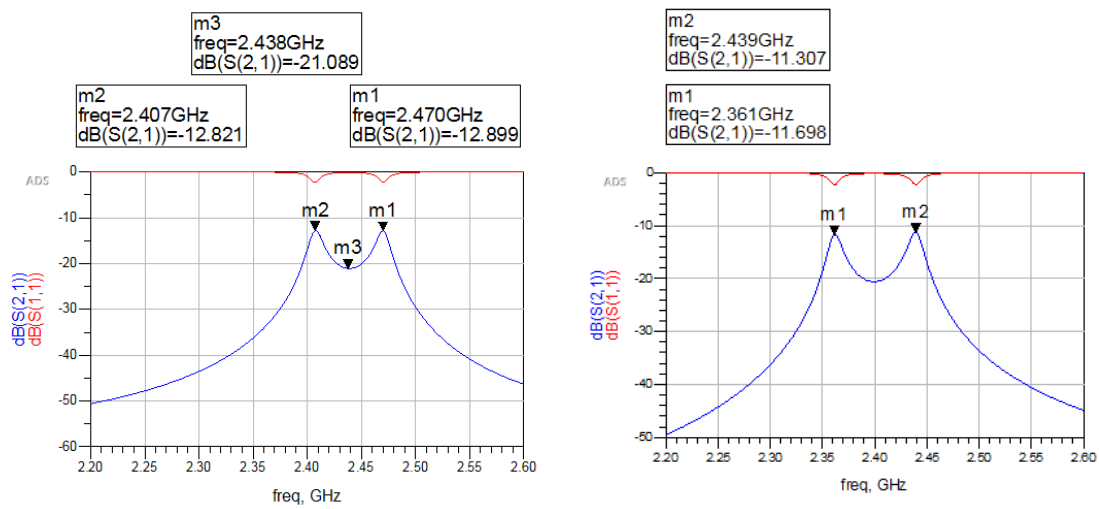


Figure 11: Fréquences de résonances des structures magnétique et hybride

On introduit le signal à très faible proximité de la structure pour observer les 2 fréquences de résonances pour chaque structure, et on commence à tuner manuellement la distance **dans le layout** pour arriver aux fréquences de résonances qui donne une valeur très proche pour les coefficients de couplage.

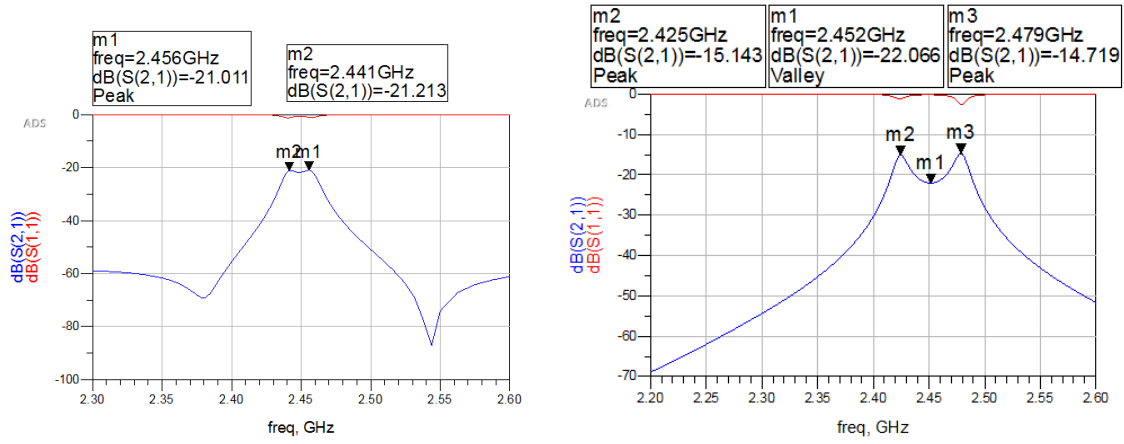


Figure 12: Fréquences de résonances des structures électrique et mixte

Les valeurs de fréquences de résonances mise en évidence dans les figures. 11 et 12 sont celle qui permettent de remonter aux valeurs des séparations des structures :

- $M_{1,2} = 0.0311 \Rightarrow S = 0.87mm$
- $M_{2,3} = 0.2166 \Rightarrow S = 1.6871mm$
- $M_{3,4} = 0.02664 \Rightarrow S = 1.6616mm$
- $M_{2,5} = -0.00601615 \Rightarrow S = 1.9461mm$
- $Q_{ei} = 26.88 \Rightarrow t \simeq 2.8mm$

Par rapport au  $Q_{ei}$ , il est déterminé de la même manière :

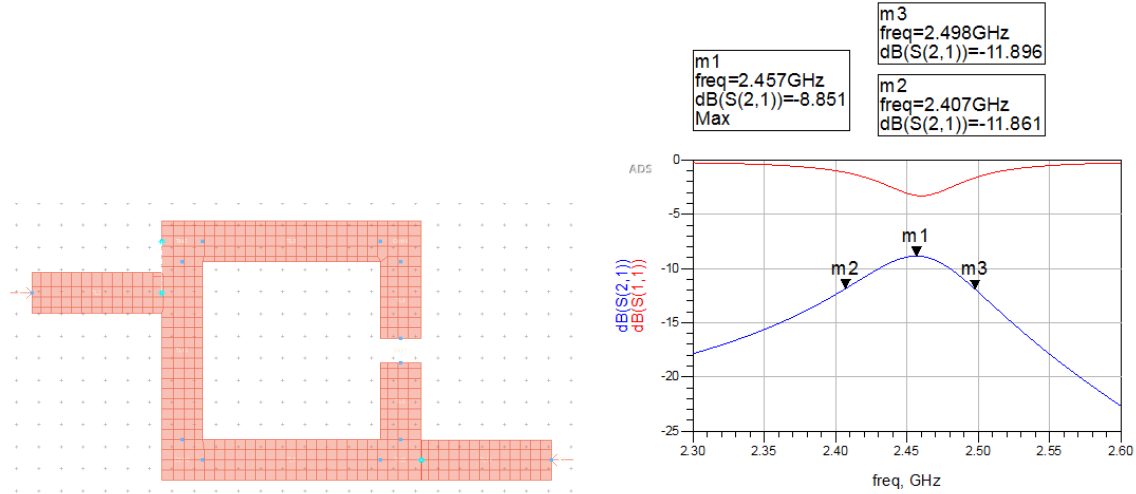
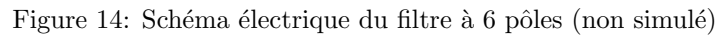


Figure 13: Layout et Simulation momentum de la structure pour déterminer le coefficient de qualité

$$Q_{ei} = \frac{f_0}{\delta f_{3dB}}$$

On modifie la position de la ligne d'accès du port 1 jusqu'à la convergence du  $Q_{ei}$  vers la valeur souhaité ( $Q_{ei} = 26.88$ ), sachant que c'est la position de cette ligne qui impacte largement le facteur de qualité.

Le gap des structures (la séparation entre le 2 bras d'une même boucle) modifie la fréquence du filtre entier : on prend une valeur de  $g = 1mm$  qui correspond à une fréquence centrale du filtre de  $f = 2.448GHz$ .



La simulation initiale du layout avec l'emplacement aléatoire des lignes d'accès au filtre est médiocre :

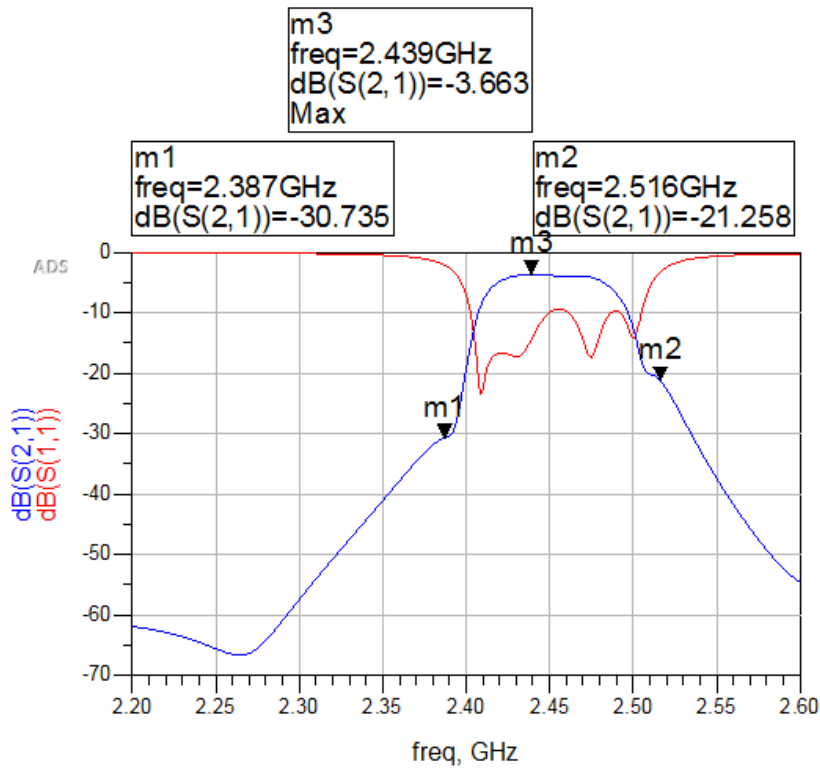


Figure 16: Simulation initiale du layout du filtre à 6 pôles

Par contre, lors de l'optimisation de l'espacement des lignes d'accès en prenant en compte la valeur du coefficient de qualité externe  $Q_{ei}$ , se qui nous ramène au paramètre  $t$  (distance entre le centre de la ligne d'accès et le centre de la ligne perpendiculaire à cette dernière), on peut trouver des meilleurs performances.

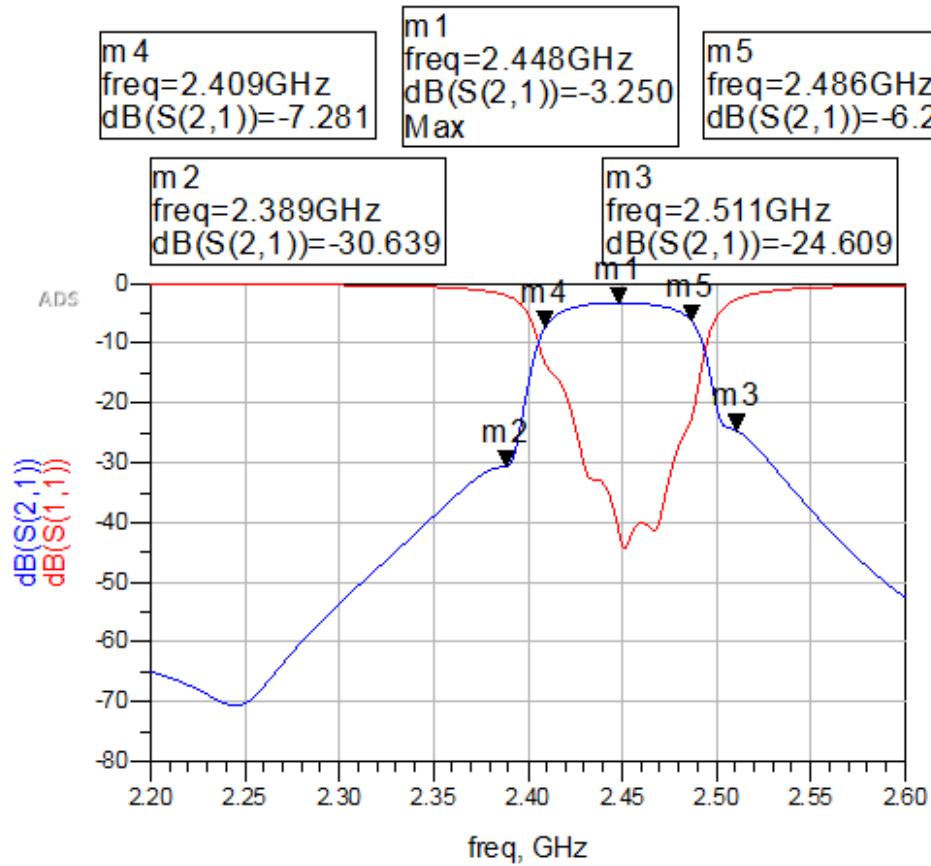


Figure 17: Simulation optimisée du layout du filtre à 6 pôles

On modifie toujours la position des lignes d'accès pour avoir une meilleur optimisation du filtre :

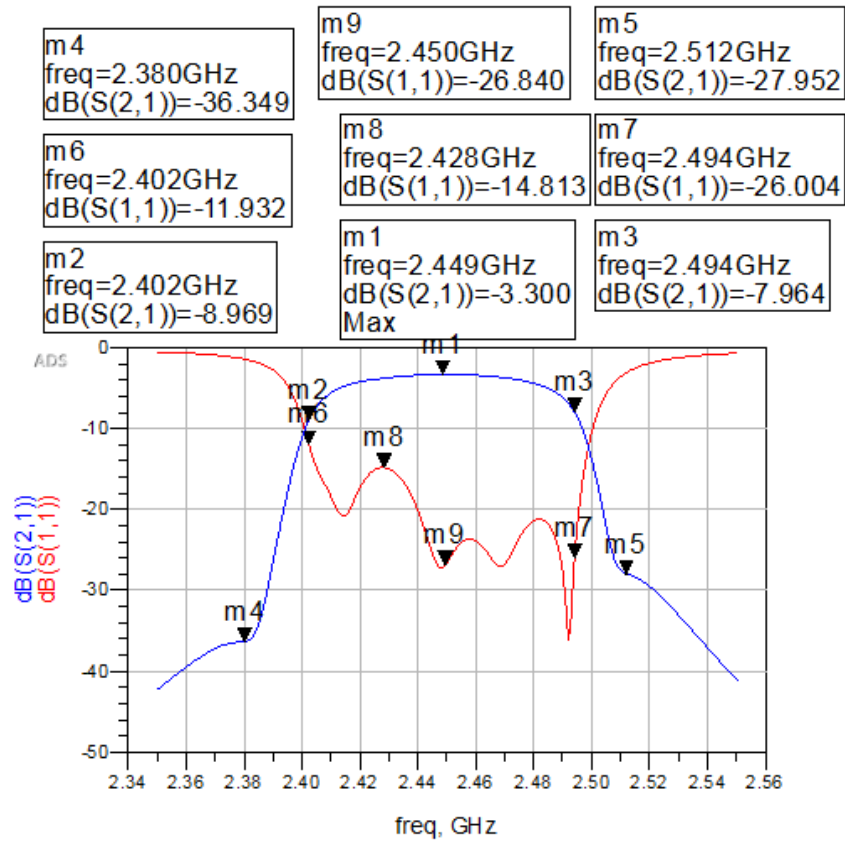


Figure 18: 2ème simulation optimisée du layout du filtre à 6 pôles

Malgré la remonté de  $S_{11}$  à  $f = 2.428GHz$ , cette optimisation du filtre est meilleur en terme d'atténuation sur les bords de transmission ( $S_{21}$ ), surtout aux fréquences  $f = 2.402GHz$  et  $f = 2.492GHz$  (atténuation de -8.9 dB et -7.9 dB respectivement au lieu de -10 et -15 dB)

Essayons de faire la simulation électrique du montage :

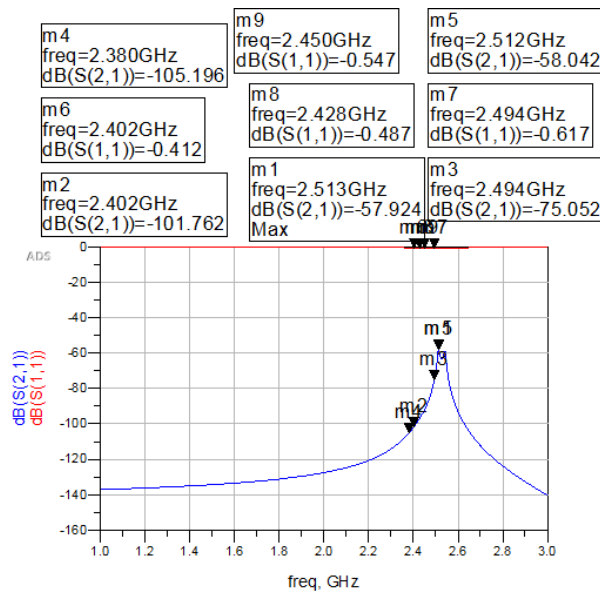


Figure 19: Simulation électrique du filtre à 6 pôles

On peut voir facilement la dégradation totale du comportement voulu, même avec les bonnes valeurs de sections (couplages).

Pour finir, il faut faire les mesures sur le filtre réel retiré en Rogers RO4003, on effectue une simulation s2p des paramètres mesurés du filtre :

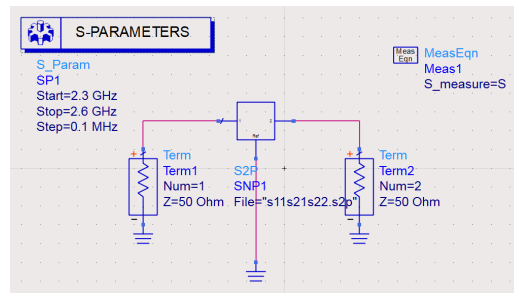


Figure 20: Simulation du s2p des données récupérées

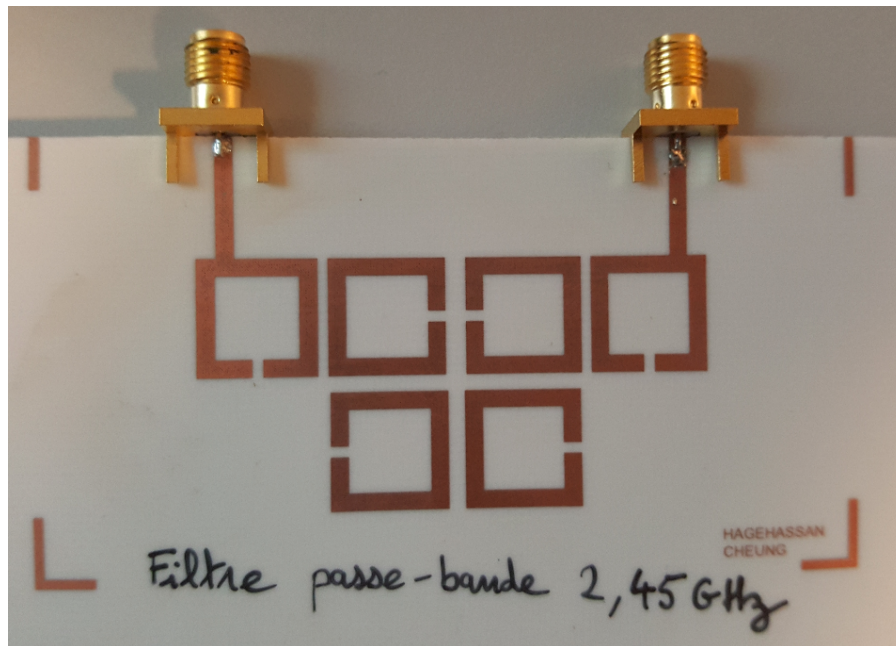


Figure 21: Filtre en dimensions réelles

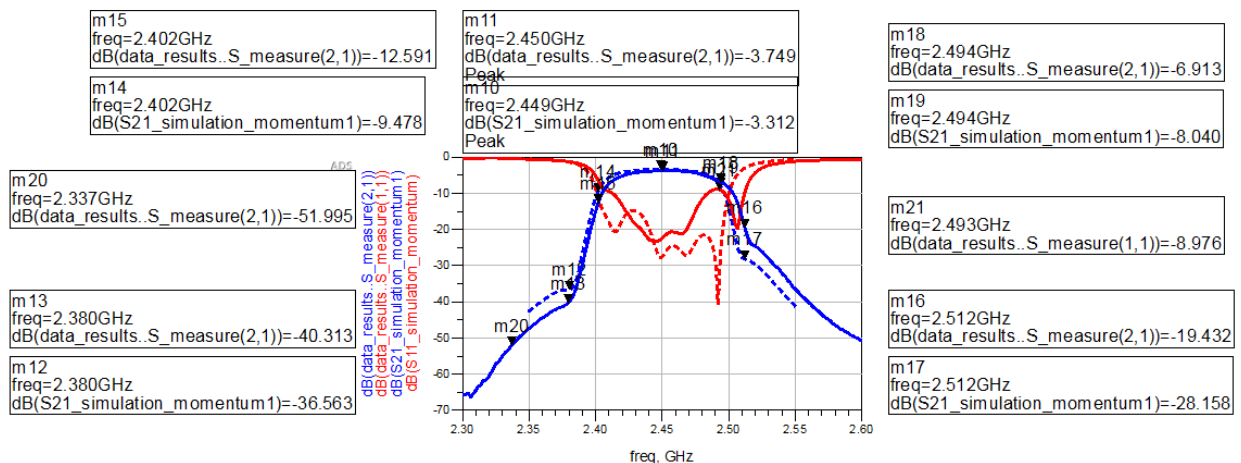


Figure 22: Simulation des paramètres s2p de la mesure avec celle de momentum du filtre sous ADS

On voit que le paramètre  $S_{21}$  est presque en accord avec la simulation électromagnétique sous ADS, par contre, on a un spurious dans le  $S_{11}$  au niveau de  $f = 2.494GHz$ , on remonte à -8 db en cette valeur. On voit aussi une différence subtile entre le max de la courbe en  $S_{21}$  en milieu de la bande en simulation (-3.3 dB) et en réel (-3.7 dB).

## 4 Conclusion

Ce projet fut intéressant, on a appris à exploité la technologie microstrip pour réaliser des structures assez complexes, en gardant les performances maximales et en réduisant la taille du filtre. L'architecture en "Open loops" est parmi celles la plus compactes, et on a vue l'impact de modéliser un tel type d'architecture en simulation électrique sur ses performances en layout. Par rapport à la comparaison entre la simulation momentum et le circuit réel, on peut dire que momentum d'ADS est assez puissant pour simuler des structures complexes avec assez de précision.

Par rapport aux performances du filtre, on a -3.7 dB en pertes au lieux du -1 dB théorique (impossible à satisfaire en pratique), ainsi qu'une chute du  $S_{21}$  sur les bords de la bande passante (fréquences des cannaux de bords).

Par contre, le filtre respecte bien les spécifications d'atténuation ( $> -40dB$  sur  $f = 2.384GHz$ ) et en limite sur l'autre ( $-20$  dB sur  $f = 2.512GHz$  en mesure). Le filtre élimine pratiquement la puissance de l'oscillateur local de l'émission (-52 dB).

Specs	Theorique	Filtre Open Loops
Bande -3dB	92 MHz	80 MHz
frequence centrale	$f_c = 2.448 GHz$	$f_c = 2.450 GHz$
Rejection hors bande	$> 23.5 dB$	$> 23.5 dB$
Zone de rejection	$< 2.380GHz$ et $> 2.512GHz$ .	$< 2.39GHz$ et $> 2.520GHz$ .
Pertes du filtre	- 1 dB	- 3.7 dB

## Références

- [1] *Design of Highly Selective Microstrip Bandpass Filters with a Single Pair of Attenuation Poles at Finite Frequencies*, Jia-Sheng Hong, Member, IEEE, and Michael J. Lancaster, Member, IEEE  
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 48, NO. 7, JULY 2000
- [2] *Couplings of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters*, Jia-Sheng Hong, Member, IEEE, and Michael J. Lancaster, Member, IEEE  
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THBORY AND TECHNIQUES, VOL 44, NO 12, DECEMBER 1996