

Projet Conception WiFi - Partie Hybride Mélangeur Conversion Haute

Mohamed Hage Hassan

Clément Cheung

5 Février 2018

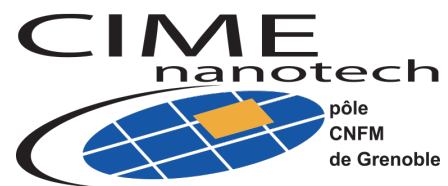


Table des matières

Introduction	3
1 Substrat FR4	4
1.1 Lignes de test	4
1.2 Mesures et comparaisons	4
2 Coupleur	7
2.1 Design et simulations électriques	7
2.2 Layout et simulations momentum	8
3 Ligne de délai	11
3.1 Design électrique	11
3.2 Layout et simulations	11
4 Circuit de diodes	14
4.1 Diode BAT15	14
4.1.1 Modèle électrique	14
4.1.2 Polarisation	14
4.2 Design	15
4.3 Adaptation simultanée	16
5 Montage global	18
5.1 Performances simulées	18
5.2 Layout	18
5.3 Performances mesurées	19
6 Conclusion	21
Références	21

Introduction

La prolifération des architectures intégrées ainsi que l'augmentation rapide de nombres des objets connectés nécessitent une maîtrise des moyens de conception et la mise au point de plusieurs types de circuits intégrés.

Le projet WiFi de la filière SEI Syrf à Phelma a pour objectif l'étude et la conception d'une chaîne émetteur-récepteur WiFi 2.4GHz complète. Cela inclus l'étude théorique et les spécifications de chaque bloc, la réalisation hybride (lignes microrubans et composants CMS) des amplificateurs, mélangeurs & antennes et enfin les mesures expérimentales du système global. Ce projet est réalisé entièrement sous le logiciel ADS de Agilent Technologies.

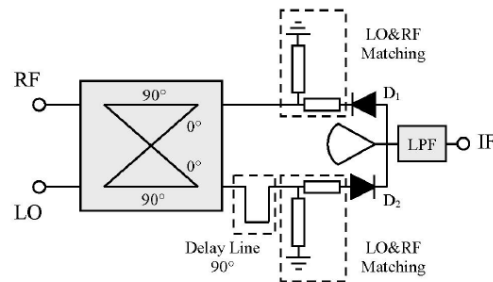


FIGURE 2 – Schéma du mélangeur global

Tansmetteur	
Mélangeur single side band	
Pertes de conversion max (dB)	10
Fol (GHz)	2.337
entrée Fif (GHz)	0.1
sortie Frf (GHz)	2.437
puissance OL (dBm)	10
Réjection OL par rapport à l'entrée (dB)	30

FIGURE 3 – Cahier des charges pour le mélangeur en transmission

1 Substrat FR4

Avant de commencer tout design en ligne microruban comme nous allons le faire durant ce projet, il est absolument nécessaire de bien définir et de bien caractériser le substrat avec lequel nous allons travailler.

Il s'agit ici en majorité d'un substrat peu coûteux FR4 qui sera utilisé pour les blocs de mixage et d'amplification. Les filtres seront dessinés sur substrat Rogers RO4003 qui présente moins de pertes.

1.1 Lignes de test

Nous avons tout d'abord designé une ligne microruban de longueur $L = 4\text{cm}$ et adaptée à 50Ω avec l'outil Linecalc d'ADS. Les dimensions sont données sur la figure suivante.

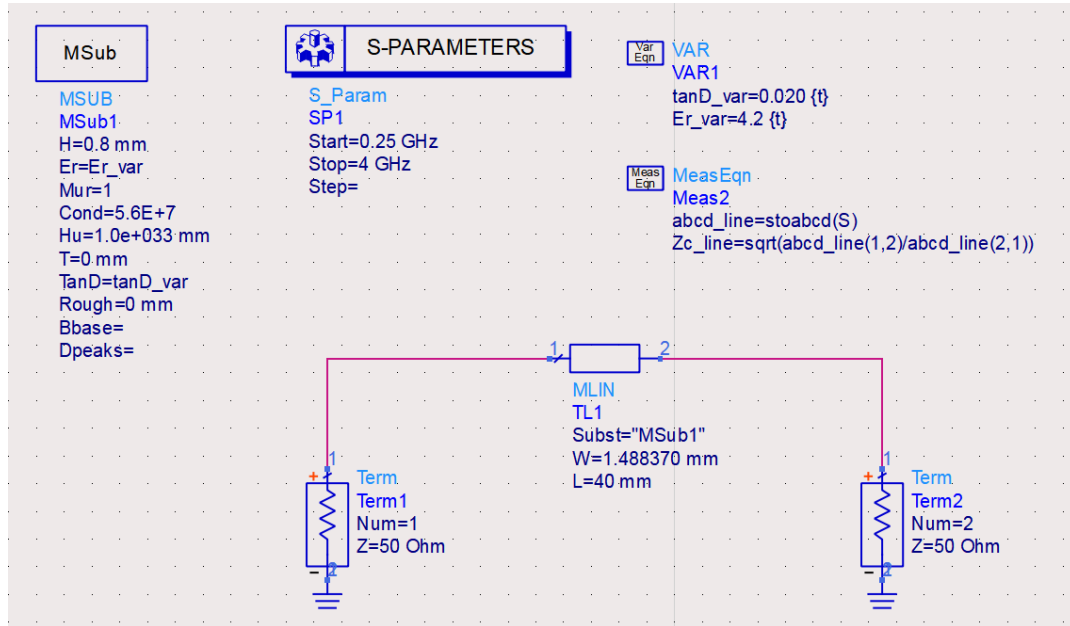


FIGURE 4 – Vue schematic de la ligne 4cm

Une fois le design schematic réalisé, nous pouvons réaliser le layout et tirer la ligne sur substrat FR4 afin de la mesurer expérimentalement avec un VNA.

1.2 Mesures et comparaisons

La ligne microruban de 4cm est facilement mesurable grâce à un VNA en l'insérant dans une monture adaptée. La monture vient poser sur chaque bout de ligne des pointes auxquels sont connectés des ports SMA. Une fois la mesure des paramètres S de la ligne effectuée, nous récupérons les fichiers .s2p que nous allons pouvoir récupérer sous ADS.

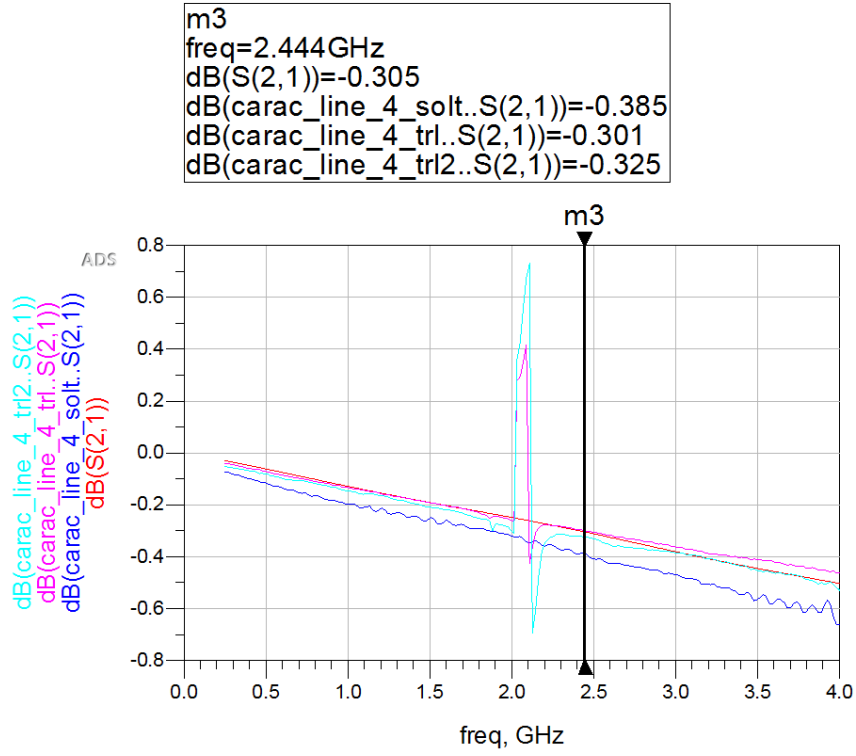


FIGURE 5 – Résultat expérimental du paramètre S21

Nous pouvons voir ici différentes mesures expérimentales : SOLT et TRL. Nous avons choisi de garder la mesure TRL (cyan & magenta) car elle a été mesurée deux fois et présente la même consistance.

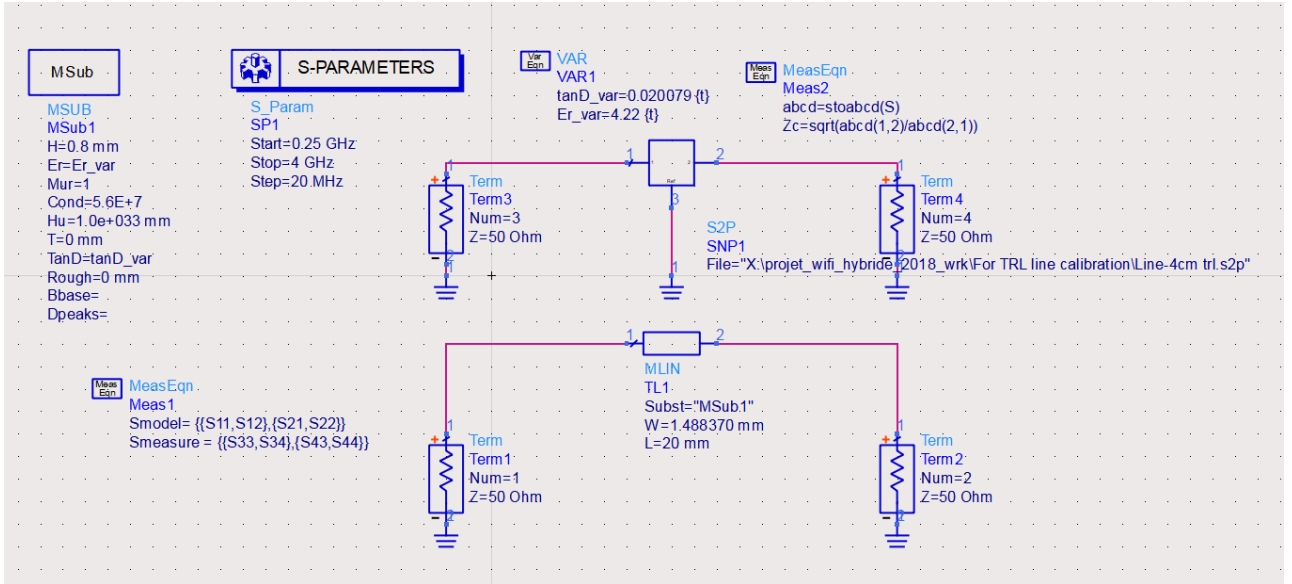


FIGURE 6 – Vue schematic de la ligne 4cm et du DAC contenant les valeurs expérimentales

Le substrat étant défini avec une permittivité ϵ_r et des pertes diélectriques $\tan(\delta)$ variables pour les simulations, nous pouvons comparer les résultats expérimentaux aux résultats de simulation afin de trouver ϵ_r et $\tan(\delta)$ correspondant à la réalité du FR4. En comparant les valeurs obtenues dans le fichier .s2p récupérées dans un composant DAC avec une simulation en mode TUNING nous pouvons superposer les deux courbes et trouver manuellement les valeurs qui correspondent sur les graphes des paramètres S et de l'impédance Z_c obtenue à partir des paramètres ABCD.

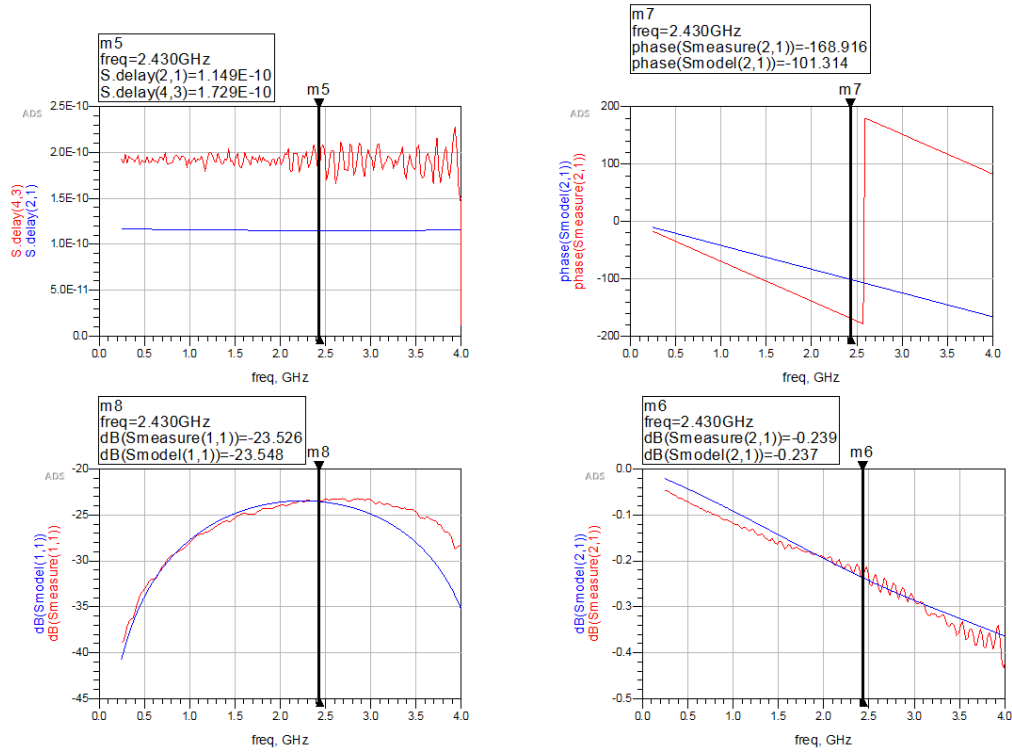


FIGURE 7 – Résultats de simulation et d'expérience - mode TUNING

Le but est de rapprocher au plus près la courbe bleue (simulation) de la rouge (expérience) sur les paramètres S_{11} (dB) et S_{21} (dB et phase). Nous trouvons finalement des valeurs $\epsilon_r = 4.22$ et $\tan(\delta) = 0.02$ qui sont finalement proche des valeurs théoriques pour le FR4. Une fois ce substrat correctement caractérisé, nous avons pu partager ces valeurs avec les autres groupes et les intégrer à tous nos futurs designs.

2 Coupleur

Notre mélangeur se compose de trois parties : un coupleur, une ligne de délai et un circuit de diodes. Nous allons ici détailler la conception du coupleur RF utilisé pour la conversion haute.

C'est un coupleur symétrique qui fonctionne entre $f_{OL} = 2.337GHz$ et $f_{RF} = 2.437GHz$. Son rôle est de répartir équitablement la puissance des deux ports d'entrée pour avoir 50% (soit $-3dB$) sur les ports sortie pour chaque signal. Il doit également créer un déphasage de 90° entre les ses deux branches de sortie.

2.1 Design et simulations électriques

Une première approche rapide a été d'utiliser le Design Assistant d'ADS pour des circuit passifs.

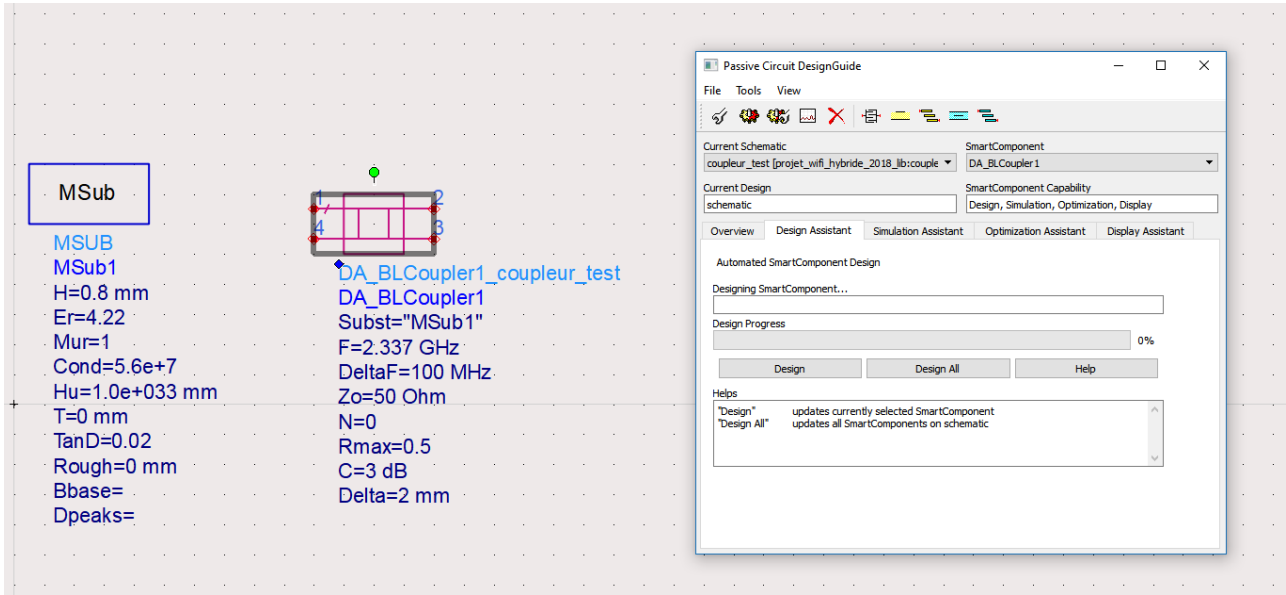


FIGURE 8 – Utilisation du Design Assistant

Il suffit d'indiquer la fréquence cible de $2.337GHz$ et le décalage de $100MHz$ pour obtenir un premier design adapté à 50Ω .

Nous reprenons les dimensions données par cet assistant pour créer notre coupleur carré en ajoutant des blocs MTEE pour les croisements de lignes.

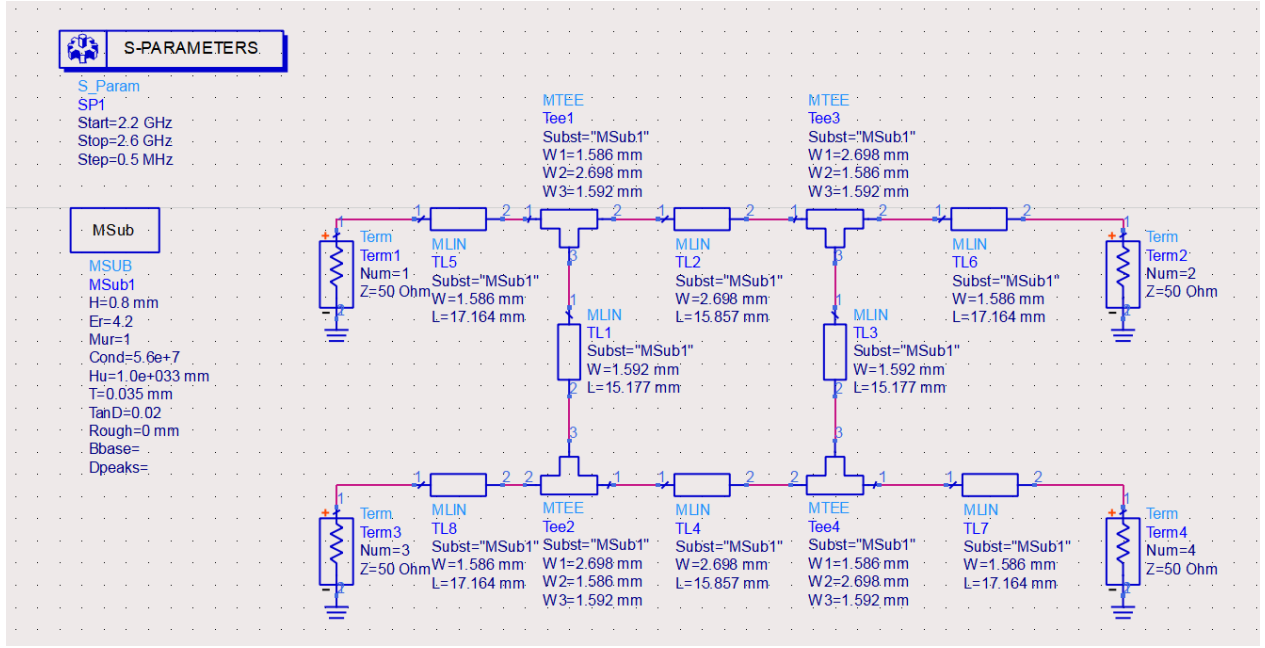


FIGURE 9 – Schematic du coupleur

Nous effectuons ensuite une simulation S-Parameters avec une optimisation sur la longueur et la largeur des lignes internes de manière à avoir une adaptation S_{21} la plus proche possible de $2.337GHz$, $S_{21} = S_{31} = -3dB$ et un déphasage $\Delta\phi = \phi(S_{21}) - \phi(S_{31}) = 90^\circ$ à la fréquence $f_{RF} = 2.437GHz$.

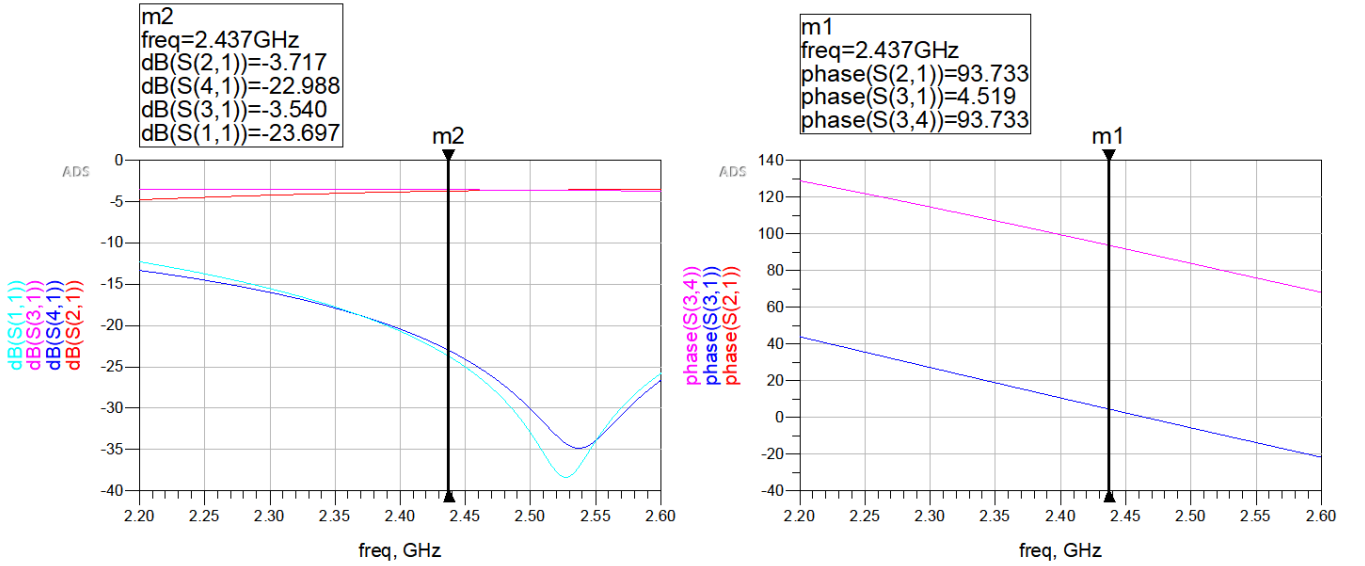


FIGURE 10 – Résultats de simulation électrique

La simulation électrique donne $S_{21} = -3.717dB$ proche de $S_{31} = -3.546dB$ et $\Delta\phi = 89.2^\circ$ à la fréquence de travail $f_{RF} = 2.437GHz$. Nous estimons ces résultats suffisamment conforme au cahier des charges et procédons au layout qui pourra accepter des modifications si nécessaire.

2.2 Layout et simulations momentum

Nous réalisons le layout du schematic présenté en section précédente.

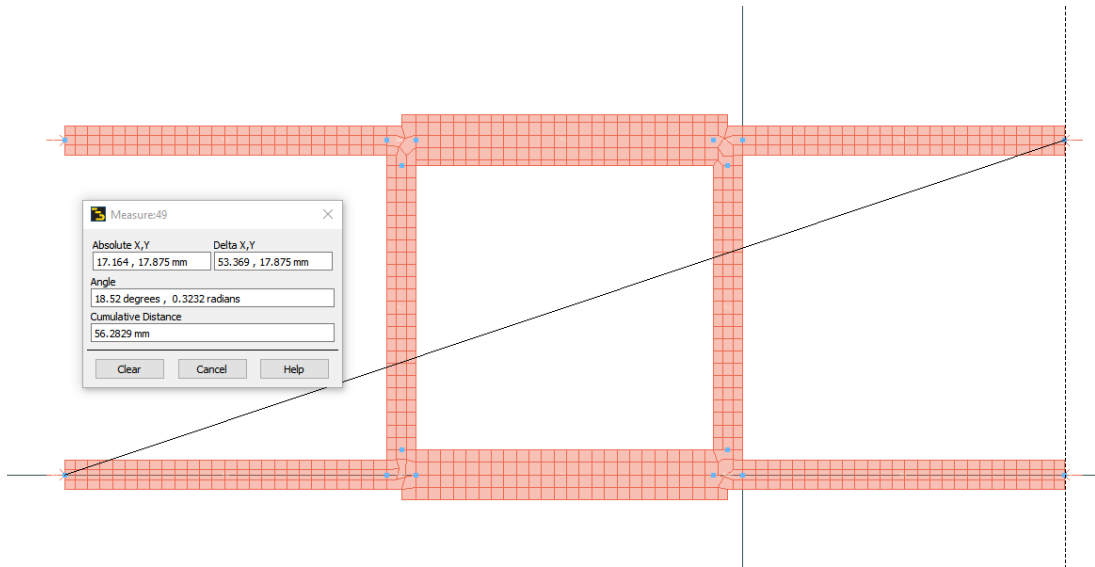


FIGURE 11 – Vue layout du coupleur

Sur la figure 11 sont indiquées les dimensions du coupleur : 53.4 x 17.9 mm ce qui en fait un bloc assez compact et laissera plus de place pour le reste du montage. Le layout est simulé avec Momentum sous un mesh assez fin de 100 cellules/ λ .

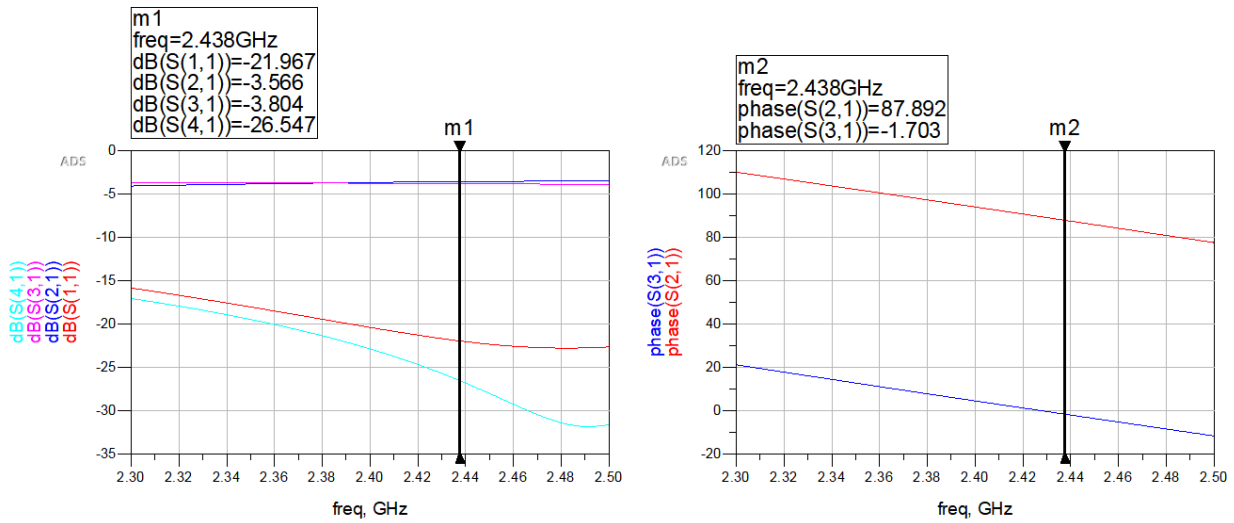


FIGURE 12 – Résultats de simulation Momentum

La simulation momentum donne $S_{21} = -3.566dB$ proche de $S_{31} = -3.804dB$ et $\Delta\phi = 89.6^\circ$ à la fréquence de travail $f_{RF} = 2.437GHz$. Ces résultats sont légèrement en dessous du cahier des charges imposé mais il n'est pas possible d'avoir exactement $-3dB$ de pertes de couplage.

Les résultats obtenus par simulation électromagnétique sont plus proches de la réalité physique et nous avons décider de continuer avec ce bloc finalisé pour le reste du projet.

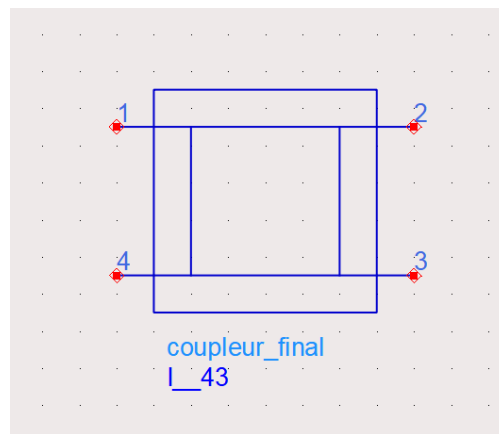


FIGURE 13 – Symbole du bloc coupleur

3 Ligne de délai

Afin d'effectuer correctement le mélange de fréquences, il faut que les signaux arrivent sur le circuit de diodes avec une phase relative totale de 180° . Il convient donc de rajouter une ligne de délai de 90° sur la branche basse f_{LO} à la suite du coupleur.

Il faut également garder en tête la géométrie du montage, cela nous impose de garder des longueurs égales pour les deux lignes de délai pour arriver dans le même plan que les lignes d'accès aux diodes.

3.1 Design électrique

Nous avons conçu assez rapidement la ligne en imposant une ligne droite sans délai (pour l'autre branche du coupleur) longue de 10mm et des arrondis pour arriver dans le même plan des diodes. Il faut également respecter l'écartement imposé par le coupleur. Il suffisait alors de faire varier la longueur verticale des lignes en mode simulation TUNING pour arriver au résultat souhaité. La longueur de chaque ligne verticale est d'environ $\lambda/8$ pour arriver à un déphasage total de $\lambda/4$ en bout de ligne.

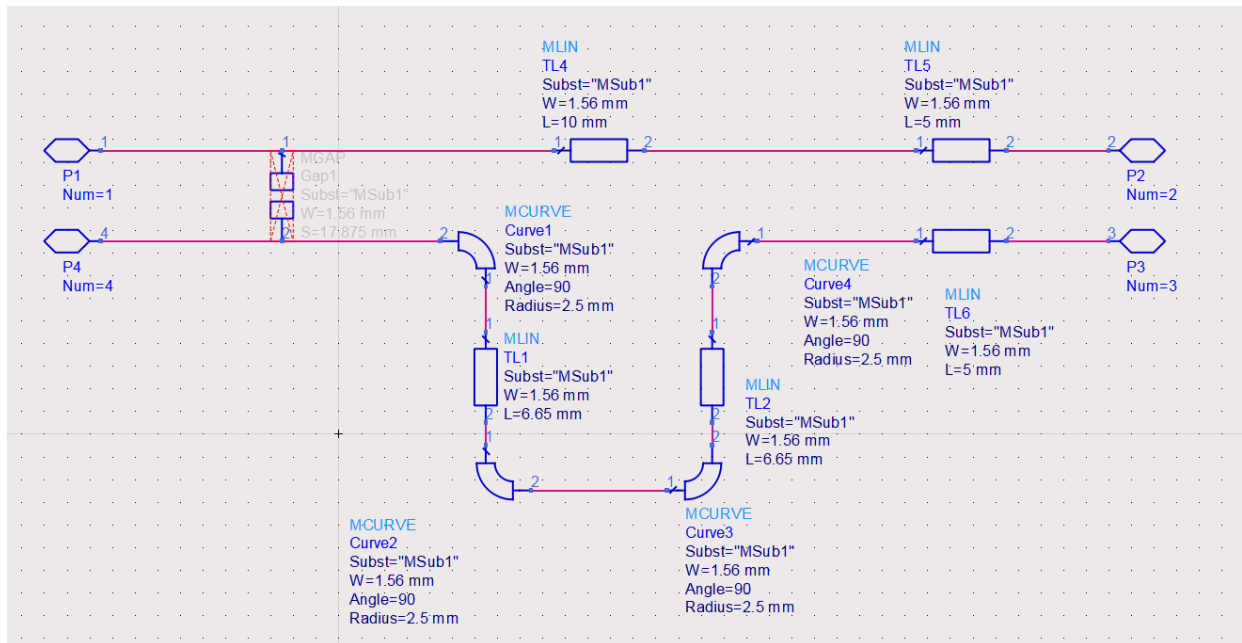


FIGURE 14 – Vue schematic de la ligne de délai

Nous avons tuné les paramètres pour avoir un déphasage entre les deux bouts de ligne d'environ 90° . Nous verrons par la suite que cela n'a pas été très judicieux de notre part.

3.2 Layout et simulations

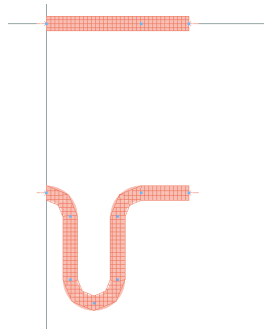


FIGURE 15 – Vue layout de la ligne de délai

Nous avons créé le layout en laissant la longueur verticale comme variable. De cette manière nous avons effectué les simulations Momentum correspondantes et avons trouvé une longueur de ligne qui garantissait un déphasage de 90° .

Une fois le schematic mis à jour avec les bonnes dimensions, nous avons voulu voir quels étaient les nouveaux résultats en simulation électrique. Il s'avère que nous n'avions plus 90° mais 99° de déphasage. Cela veut dire que comme nos lignes sont proches, il existe un couplage électromagnétique qui n'est pas pris en compte dans la simulation électrique. Il faut donc se fier à la simulation Momentum dans ce cas et garder les dimensions de la ligne de délai correspondante.

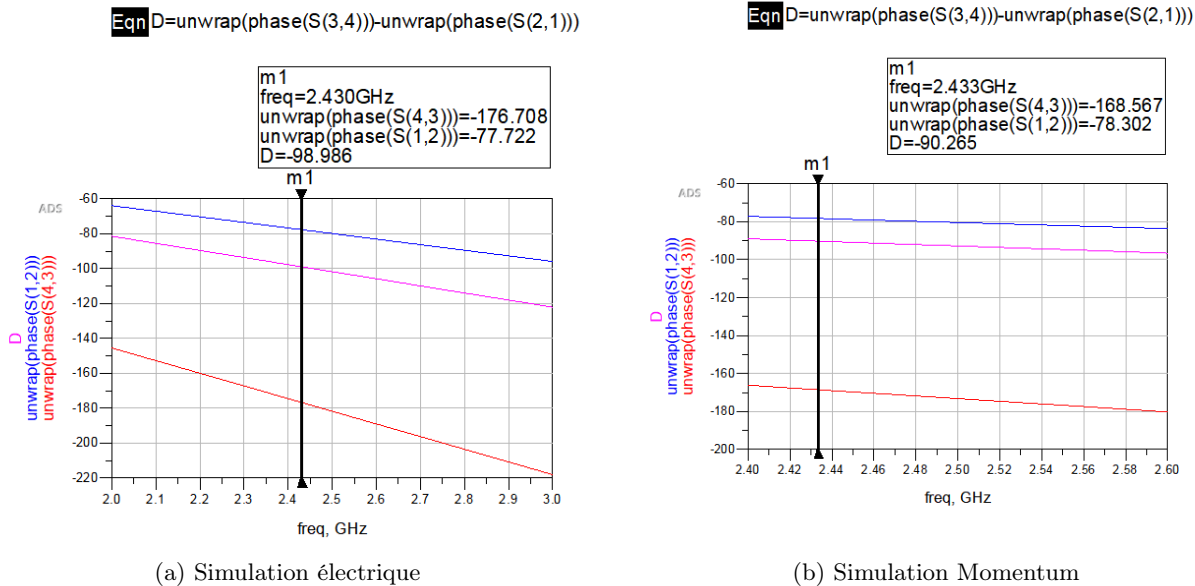


FIGURE 16 – Résultats de simulation

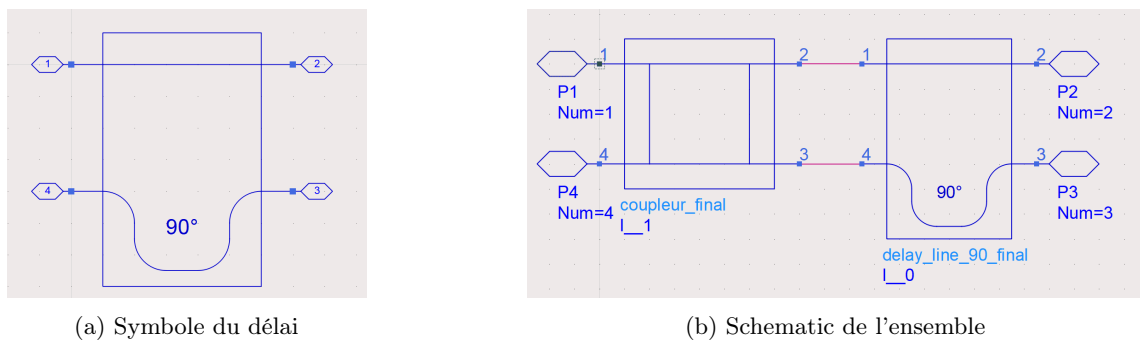


FIGURE 17 – Vues Symbole

Nous gardons donc les dimensions issues des simulations Momentum et créons un symbole associé pour la ligne de délai et vérifions ensuite le bon comportement de l'ensemble coupleur + délai avec une simulation momentum.

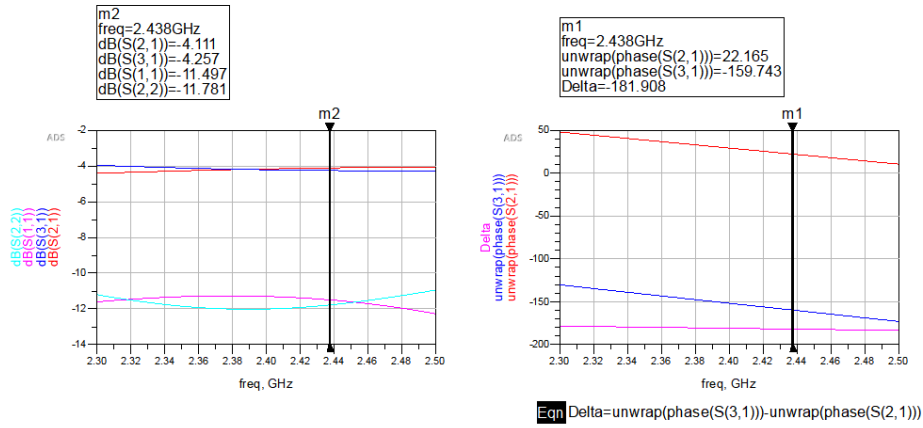


FIGURE 18 – Simulation Momentum de l'ensemble coupleur + délai

Nous pouvons voir que nous avons encore perdu de la puissance de couplage car les lignes sont plus longues mais que nous avons un déphasage total de 180° tout en respectant la géométrie du mixeur global. Une fois cette partie finalisée, nous savons qu'elle remplit correctement son rôle de couplage/déphasage et qu'elle est adaptée à 50Ω pour le reste du montage.

4 Circuit de diodes

Le mélangeur est dit "single balanced" et contient deux diodes qu'il faut assembler et surtout adapter en puissance avec le reste du circuit. Cette architecture permet théoriquement d'atteindre des gains de conversion de l'ordre de $-10dB$ pour la conversion haute et présente une bonne isolation des ports ($> 25dB$ pour LO). Nous travaillons sur l'émetteur donc une conversion du signal OFDM à $f_{IF} = 100MHz$ vers une fréquence $f_{RF} = 2.437GHz = f_{LO} + f_{IF}$ est nécessaire à l'aide d'un oscillateur local $f_{LO} = 2.337GHz$.

4.1 Diode BAT15

Notre mixeur utilise 2 diodes BAT15 tête-bêche pour assurer le mélange des fréquences. Avant de réaliser le reste du bloc, il est nécessaire d'étudier et de trouver un modèle électrique correct pour simuler ces diodes.

4.1.1 Modèle électrique

Nous avons récupéré un modèle SPICE de la diode BAT15 avec tous les effets parasites correspondant au boîtier (inductances et capacités).

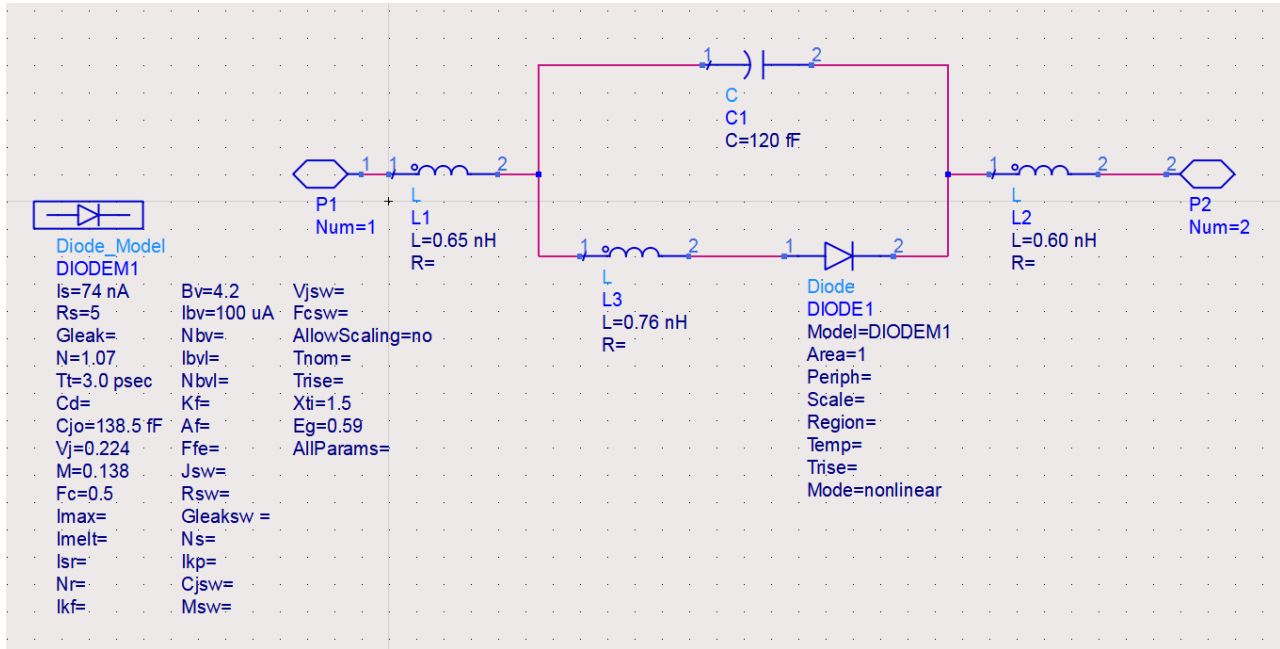


FIGURE 19 – Vue schematic du modèle de diode

4.1.2 Polarisation

Il est ensuite nécessaire de regarder à quelle tension de polarisation la diode fonctionne en régime non-linéaire. En effet c'est la non-linéarité du montage qui fait que l'on a un mélange des fréquences. Nous faisons donc varier la tension aux bornes de la diode et traçons la caractéristique courant-tension du composant.

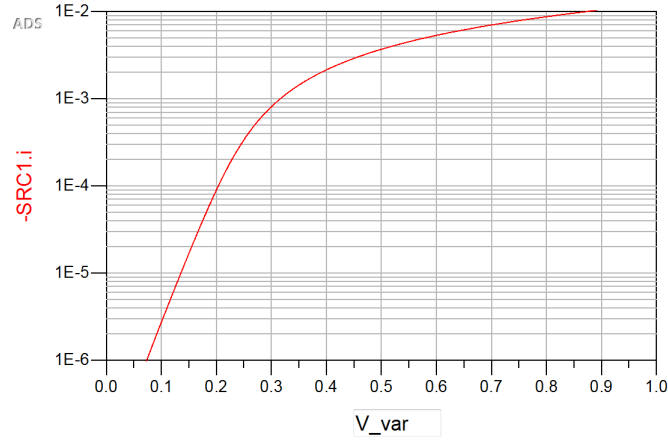


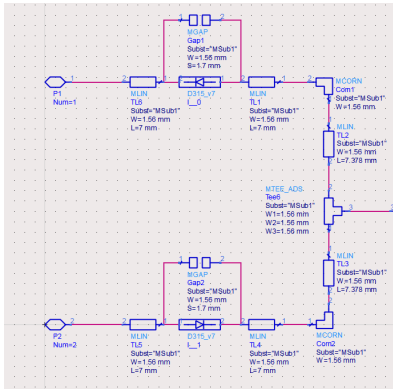
FIGURE 20 – Tracé de la caractéristique de la diode : log de l'intensité (A) en fonction de la tension (V)

On voit que pour une tension de $0.2V$, nous nous trouvons dans la zone de coude (partie linéaire sur l'échelle logarithmique). C'est donc autour de ce point de fonctionnement que nous allons travailler.

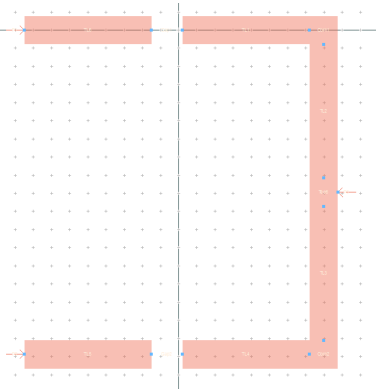
4.2 Design

Le design de ce bloc ne nécessite pas de simulations particulières, il suffit juste de respecter les conditions géométriques : écartement imposé par le coupleur et fin des lignes d'accès dans le même plan. Il faut néanmoins laisser un peu de place pour souder correctement les boîtiers de diodes, un gap de $1.7mm$ a été ajouté. Le layout a pu être généré rapidement avec une largeur de ligne microruban correspondant à 50Ω .

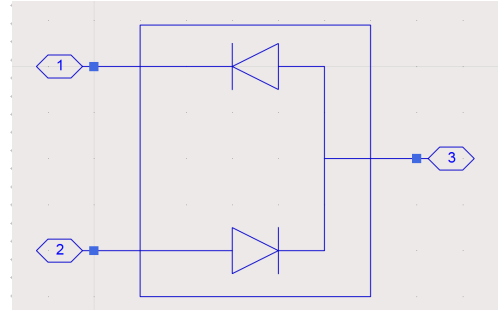
Une fois ce bloc réalisé nous pouvons créer un symbole comme avec les blocs précédents. Cela facilite la lecture du schéma du mixeur complet global.



(a) Schematic du circuit



(b) Vue layout correspondante



(c) Symbole du circuit

FIGURE 21 – Vues du circuit de diodes

4.3 Adaptation simultanée

Une fois les blocs finalisés et testés séparément, il est essentiel de les adapter en puissance pour l'assemblage final afin d'avoir un montage global qui n'ait pas de pertes.

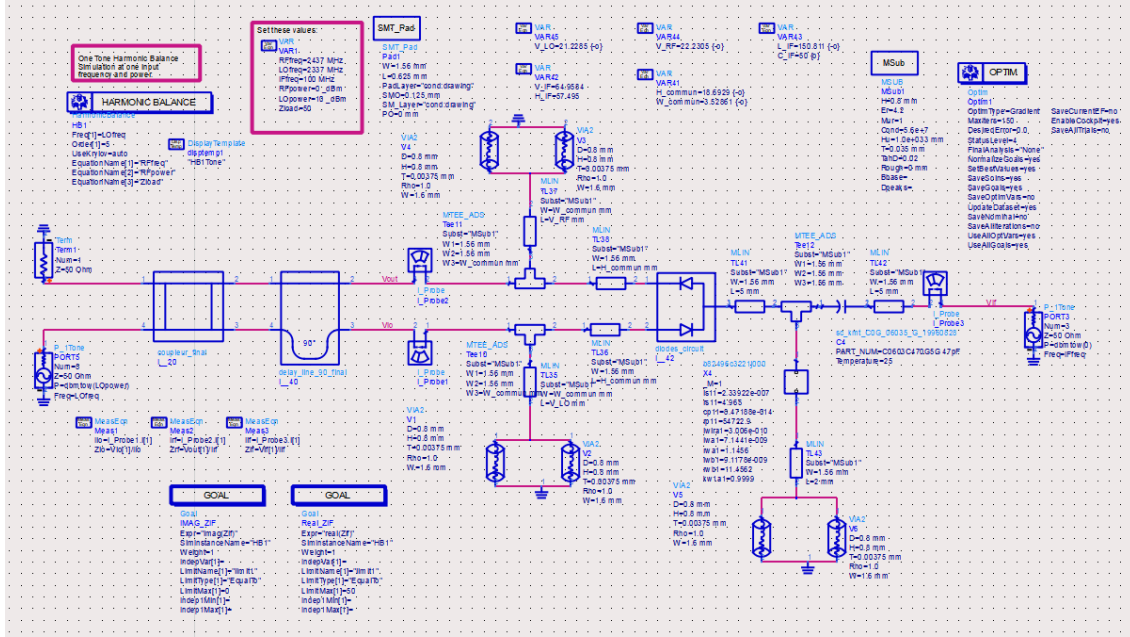


FIGURE 22 – Vue schematic du test d'adaptation entrée/sortie

Nous avons utilisé un réseau de stubs en court-circuit pour chaque port haute fréquence (LO et RF) du circuit de diodes et un réseau $L_{\text{parallèle}}/C_{\text{serie}}$ pour l'entrée basse fréquence (IF). Les composants discrets CMS ont été choisis pour remplacer des stubs car ces derniers auraient été trop longs sur le PCB final.

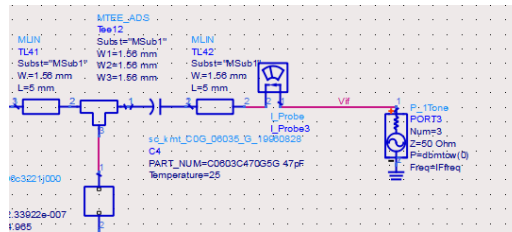


FIGURE 23 – Détail du test d'adaptation en sortie

Nous réglons les variables (longeurs de stubs et valeurs des composants discrets) de la manière suivante :

1. Nous injectons la puissance par les ports concernés (LO et IF) pour garder les diodes dans leur zone de fonctionnement via une simulation Harmonic Balance
2. Nous observons l'impédance d'un port grâce au montage de la figure 23 constitué d'un ampèremètre grâce à la relation $Z_e = \frac{V_e}{I_e}$
3. Nous fixons des objectifs d'optimisation de manière à avoir une partie réelle $Re(Z) = 50\Omega$ et une partie imaginaire $Im(Z) = 0\Omega$
4. Nous recommençons les étapes 1 à 3 sur chacun des ports car chaque réseau va influencer les deux autres.
5. Pour finir nous vérifions les valeurs obtenues par une simulation électrique globale. Le résultat est présenté figure 24

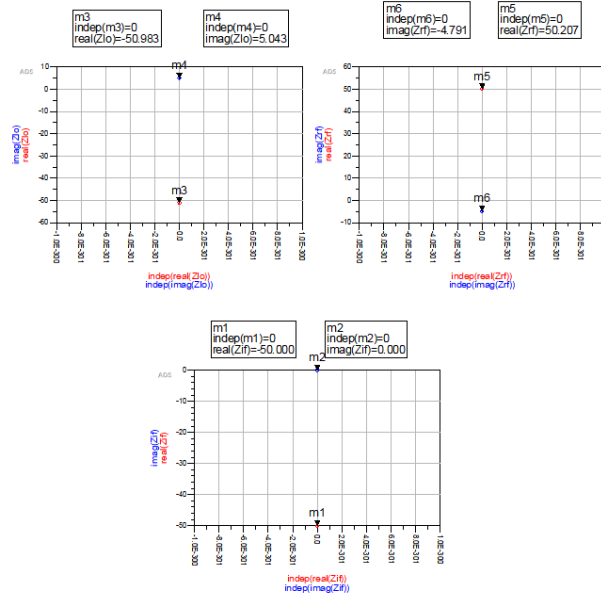


FIGURE 24 – Résultat de simulation après adaptation des ports

Cette étape a été de loin la plus longue et la plus compliquée à mettre en œuvre car nous devons faire une adaptation simultanée de tous les ports, sans qu'ils soient indépendants entre eux. Au final nous avons trouvé les valeurs des impédances complexes

- $Z_{RF} = 37.736 - j92.493$ à $2.437GHz$
- $Z_{LO} = 5.418 - j19.545$ à $2.337GHz$
- $Z_{IF} = 18.637 - j11.346$ à $100MHz$

Les valeurs des composants discrets ont quand à eux été choisis en fonction de leur équivalent le plus proche parmi ceux disponibles à l'atelier du CIME. Nous avons choisi une inductance SIMID $100nH$ et une capacité $39pF$ en boîtier 0603.

5 Montage global

5.1 Performances simulées

Les diodes et les composants discrets n'ayant pas de modèle Momentum, nos simulations se sont donc effectuées uniquement avec le modèle électrique issu à la suite de la partie adaptation simultanée.

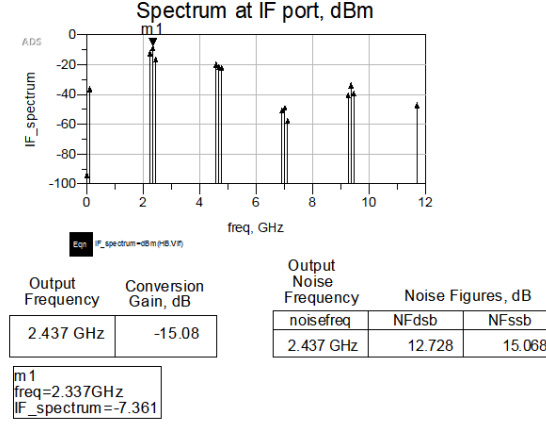


FIGURE 25 – Résultats de simulation électrique (upconversion)

On voit que la conversion s'effectue correctement, le signal de sortie RF étant à $f_{RF} = 2.437GHz$ mais avec un de grandes pertes de conversion $CL = -15.08dB$ qui seront certainement plus grandes une fois le montage tiré sur substrat. Nous voyons également une faible isolation du port LO : il reste à $-7.36dB$ sur le marqueur M1, ce qui donne une isolation

$$P_{LO/RF}^{iso} = P_{LO}^{in} - P_{RF}^{out} = 10dBm + 7.36dB = 17.36dB$$

inférieurs aux $30dB$ requis dans le cahier des charges.

Malgré des efforts d'adaptation des ports nous n'avons pas pu parvenir aux objectifs fixés pour ce mélangeur. Une solution avec moins de pertes, comme un stub papillon, pour l'entrée IF aurait peut-être permis un meilleur ajustement des valeurs mais nous voulions essayer dans un premier temps des composants CMS discrets pour comparer les performances avec le design de l'autre binôme qui travaillait sur la même partie que nous.

5.2 Layout

Une fois que tous les blocs ont été réalisés, assemblés en schematic et surtout adaptés entre eux, nous avons pu générer le layout en n'oubliant pas les espaces nécessaires aux composants CMS du réseau d'adaptation basse fréquence ainsi que les trous pour les vias. Les dimensions finales du mélangeur sont : longueur $L = 121mm$, largeur $W = 63mm$

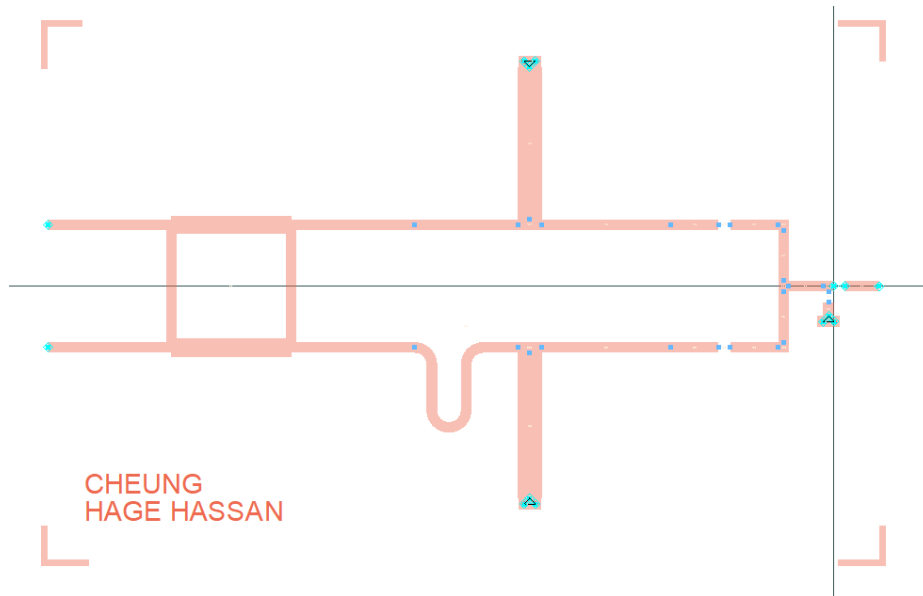


FIGURE 26 – Layout du montage complet

5.3 Performances mesurées

Une fois le layout tiré sur substrat FR4 nous avons pu souder les connecteurs SMA, les composants CMS (diodes, capacité et inductance) et installer le mélangeur sur le banc de test.

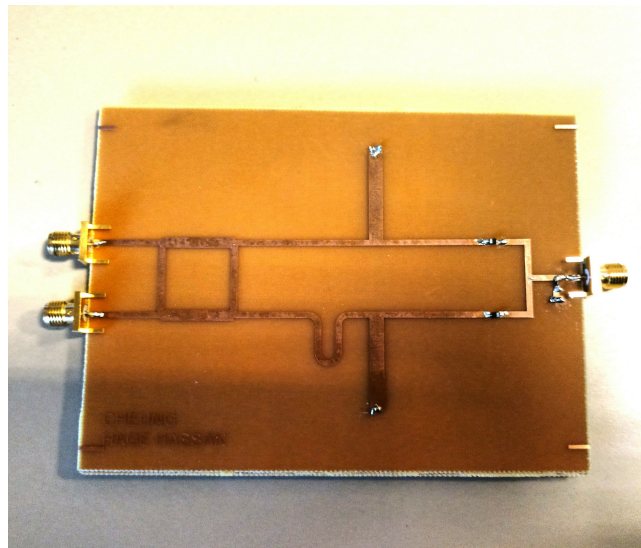
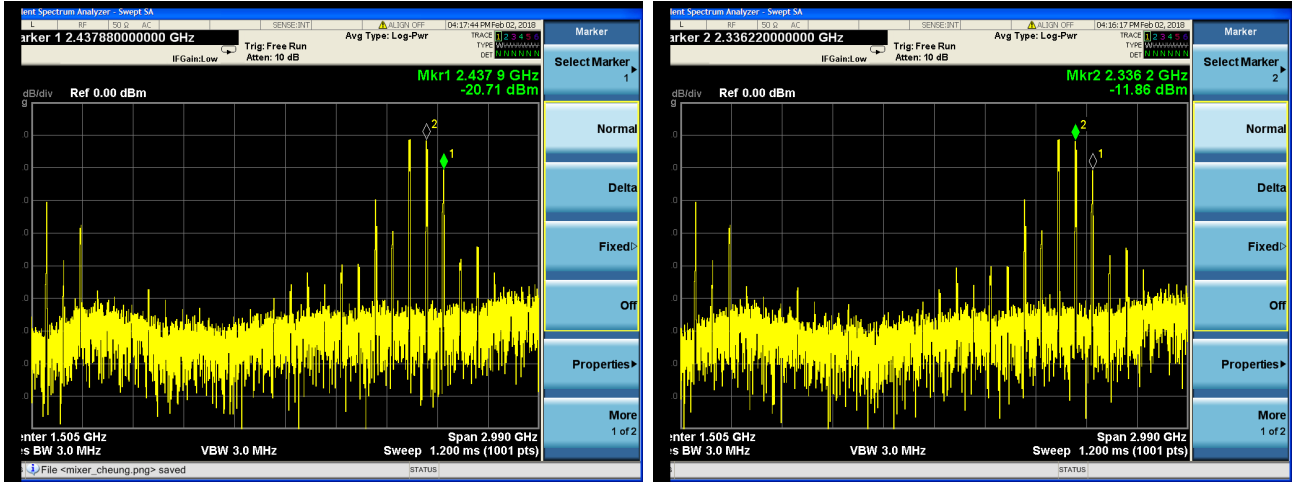


FIGURE 27 – Photo du montage complet

Les mesures ont été effectuées avec un oscillateur local qui délivre $f_{LO} = 2.337GHz$ à la puissance $P_{LO} = 10dBm$ raccordé à l'entrée appropriée du coupleur et d'un générateur OFDM qui délivre $f_{IF} = 100MHz$ à $P_{IF} = 0dBm$ (réglé à $+3dBm$ car l'appareil n'était pas bien calibré) sur l'entrée RF. La sortie IF était connectée directement au VNA pour visualiser les pics de conversion.



(a) Mesure du pic IF

(b) Mesure du pic LO

FIGURE 28 – Mesures expérimentales du mélangeur complet

On observe d'abord le pic $f_{RF} = 2.437GHz$ qui présente une puissance $P_{RF} = -20.71dBm$ soit un gain de conversion $CL = -20.71dB$ encore moins bon que celui simulé sous ADS. Cela peut s'expliquer par l'ajout de parasites liées aux soudures pour les réseaux d'adaptation et de pertes liées au substrat FR4.

Si on regarde le pic $f_{LO} = 2.337GHz$, il est à $P_{LO} = -20.71dBm$ ce qui donne $P_{LO/RF}^{iso} = 30.71dB$. Paradoxalement on augmente l'isolation et la réjection LO par rapport à l'entrée car il y a plus de pertes globales.

Nous avons également essayé de mesurer les performances en conversion basse avec une sortie à $100MHz$. Nous obtenons un taux de conversion légèrement meilleur avec un pic à $-18.08dB$. De manière globale nous pouvons dire que notre mélangeur n'atteint pas les performances attendues car les pertes de conversion sont trop importantes et l'isolation LO médiocre.

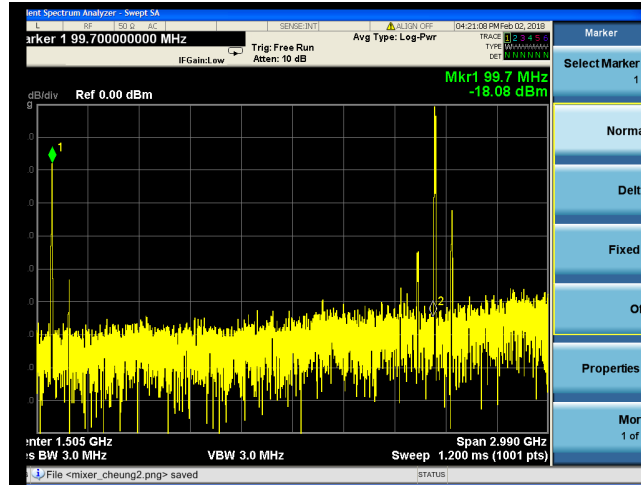


FIGURE 29 – Mesures expérimentales en conversion basse

Les mesures de la chaîne complète réalisées par la suite ont été concluantes pour une modulation QPSK à une distance de 30cm max entre les antennes. Notre mélangeur n'a pas été utilisé lors des tests faute de bonnes performances mais notre filtre passe-bande a pu être employé.

6 Conclusion

Cette partie hybride du projet WiFi a été l'occasion de réaliser concrètement les blocs prédéfinis lors de la partie système. Nous avons pu utiliser tous les outils que pouvaient offrir le logiciel ADS afin de concevoir au mieux ce mélangeur RF.

Ce projet a pu mettre en évidence les limitations des simulations électriques comparées aux simulations Momentum mais aussi de pointer les difficultés d'obtenir un modèle fiable concernant les circuits une fois tirés sur substrat FR4. Il s'agit donc de faire des compromis lors de la phase de design afin d'anticiper au mieux les futures dégradations, chose que nous n'avons pas forcément fait lors de ce semestre.

Au final tous les groupes de la filière SEI Syrf ont pu intervenir à un moment ou un autre dans la conception globale de la chaîne WiFi et réalisé un prototype d'émetteur-récepteur fonctionnel.

Datasheet - Mélangeur Single Side Band		
Paramètre	Objectif	Mesuré
entrée F_{lo} (GHz)		2.337
entrée F_{if} (GHz)		0.1
sortie F_{rf} (GHz)		2.437
Puissance LO (dBm)		10
Puissance IF (dBm)		0
Pertes de conversion (dB)	10	20.71
Réjection LO	30	30.71

Références

- [1] *A 2.4-2.5 GHz Singly Balanced Diode Mixer for Up and Down Conversions*
J. Jaiyen, A. Namahoot, and P. Akkaraekthalin
Faculty of Engineering, King Monkhut's Institute of Technology North Bangkok
- [2] *Mixer Basics Primer, A Tutorial for RF & microwave Mixers*
F. Marki, and C. Marki - Marki Microwave, 2010
- [3] *Cours de conception RFIC - 2017*
Florence Podevin
Phelma, Institut Polytechnique de Grenoble