

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou

Faculté de Génie Electrique et d'Informatique

Département d'Electronique



MEMOIRE

De Fin d'Etudes

En Vue de l'Obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique

Option : Communication

THEME

**Etude et Réalisation de la Partie Passive
d'une Chaîne d'Emission-Réception en
Technologie Microruban**

**Proposé par :
Mr El Kechai**

**Présenté par :
Ayouni & Ouahioune
Boudjemma Mohand**

PROMOTION 2007 / 2008

Remerciements

Nous tenons à remercier **Mr El Kechai** de nous avoir proposé ce thème et de nous avoir encadré et orienté tout au long de ce travail. Son professionnalisme, la qualité de ses cours en tant qu'enseignant des microondes, sa disponibilité et ses avis éclairés ont été les éléments moteurs de ce projet.

Dédicaces

_A mon père et ma mère ainsi qu'à toute ma famille.

_A mes amis.

Boudjemma

_A ma mère, mon père et à toute ma famille.

_A mes amis

Mohand

Tables des matières.

Introduction générale.9

Chapitre I : La communication en électronique.

1.1 L’histoire, les exigences du présent et les demandes du futur.....	12
1.2 Introduction aux systèmes de transmission.	12
1.3 Principales applications en télécommunication en fonction des fréquences de fonctionnement.	15
1.4 Présentation d’une chaîne RF passive.	17
1.4.1 Le circulateur.	17
1.4.2 Principe de fonctionnement du circulateur.	19
1.5 Chaîne RF modifiée.	20
1.5.1 Principe de fonctionnement de la chaîne RF sans circulateur.	20
1.5.2 Mode transmission TX.	21
1.5.3 Mode réception RX.....	22
1.6 Cahier des charges de la chaîne RF.....	23
1.7 Conclusion.	24

Chapitre II : Coupleurs directifs.

2.1 Introduction.	26
2.2 Les propriétés d’un coupleur directif.	26
2.3 Fonctionnement d’un coupleur directif.	28
2.4 Coupleur hybride.	29
2.5 Coupleur à branches.	30
2.5.1 Définition.	31
2.5.2 Analyse en mode pair/impair.	31
2.6 Conclusion.	34

Chapitre III : Filtres passifs microondes.

3.1 Généralités.	36
3.2 Gabarit d'un filtre.	36
3.3 Eléments de synthèse d'un filtre microonde.	36
3.3.1 Normalisation du filtre.	37
3.3.2 Choix de la réponse du filtre.	37
3.3.3 Valeurs des éléments du filtre passe bas normalisé.	40
3.3.4 Dé normalisation.	41
3.4 Conversion d'un filtre passe bande en utilisant des inverseurs d'impédances ou d'admittances.	42
3.4.1 Définitions.	42
3.4.2 Conversion du filtre passe bande.	42
3.5 Filtre à bande étroite utilisant des résonateurs à comportement dual (filtres DBR).	45
3.5.1 Topologie dual behavior resonators.	45
3.5.2 Principe du résonateur DBR.	45
3.5.3 Propriétés d'un filtre DBR.	46
3.5.4 Synthèse d'un filtre DBR à stubs uniformes en CO.	46
3.6 Résumé et conclusion.	53

Chapitre IV : Conception des composants de la chaîne RF

4.1 Les moyens de conception des composants hyperfréquences.	55
4.2 Démarche de conception du coupleur à branches 3dB/90°.	56
4.2.1 Cahier des charges du coupleur C1.	57
4.2.2 Synthèse du coupleur en lignes physiques.	57
4.2.3 Optimisation.	60
4.2.4 Simulation électromagnétique.	62
4.2.5 Cahier des charges du coupleur C2.	64
4.2.6 Conception du coupleur C2.	64
4.3 Démarche de conception des filtres DBR (F1, F2).	67
4.3.1 Cahier des charges du filtre DBR F1.	67
4.3.2 Formules de synthèse d'un filtre DBR d'ordre 2.	67
4.3.3 Synthèse du filtre en lignes de transmission idéales.	68
4.3.4 Synthèse du filtre en lignes physiques.	69
4.3.5 Optimisation.	71
4.3.6 Simulation électromagnétique.	72

4.3.7 Cahier des charges du filtre F2.	74
4.3.8 Conception du filtre F2.	74
4.4 Simulation de la chaîne RF sous ADS.	77
4.5 Réalisation pratique d'un coupleur et d'un filtre.	79
4.6 Conclusion.	80
<u>Conclusion générale.</u>	81
<u>AnnexeI : ADS(Advanced design system).</u>	83
A.I.1 Simulation d'un filtre DBR sous ADS.	83
<u>AnnexeII: HFSS(High Frequency Simulator Structures).</u>	87
A.II.1 Simulation d'un coupleur à branches sous HFSS.	87
<u>Références bibliographiques.</u>	93

Introduction générale

La prolifération des moyens de télécommunication est telle que s'affranchir des câbles entre émetteurs et récepteurs est vite apparu comme une nécessité, alors que les travaux menés au 19^{ème} siècle montrent que l'onde électromagnétique voyage dans la matière ou le vide à des vitesses de l'ordre de la lumière. Cela ouvre la voie aux futures découvertes.

Il y a 57 ans, la première liaison téléphonique utilisant les microondes a été réalisée, aujourd'hui l'impact des télécommunications sans fil sur nos vies est très important, et l'utilisateur ne se contente pas seulement de systèmes qui lui permettent d'accéder aux services traditionnels comme la voix et les messages écrits, il est aussi demandeur de services nouveaux et diversifiés.

Notre projet de fin d'études se penche sur l'étude de la partie passive d'une chaîne radiofréquence d'émission-réception en technologie microruban. Pour cela, le travail s'articule en 4 chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la présentation d'une chaîne d'émission-réception, élaborée à partir d'une structure comprenant une partie active et une partie RF passive qui est l'objet de notre étude, pour ce faire une topologie à circulateur est contournée (à cause de la complexité de la réalisation de ce composant) en proposant une topologie faisant appel à un autre composant facilement réalisable en technologie microruban qui est le coupleur à branches 3dB/90°. Cette nouvelle topologie met en œuvre pour aiguiller les signaux TX (transmission) et RX (réception), des divisions, réflexions et recombinaisons constructives et destructives des signaux.

Enfin, nous avons choisi la bande de fréquence de travail autour de 2GHz, et élaboré le cahier des charges de la chaîne complète.

Le deuxième chapitre porte sur l'étude théorique de la fonction de couplage de la chaîne, dans un premier temps nous décrivons le coupleur directif, ses propriétés (couplage, isolation, directivité) ainsi que son fonctionnement en calculant sa matrice S. Ensuite nous passons au coupleur symétrique 3dB (coupleur à branches) dont le calcul de la matrice S s'est fait à partir d'une analyse en mode pair et impair.

Au troisième chapitre nous nous sommes attachés à l'étude des filtres passe-bande, en commençant par la procédure classique de synthèse d'un filtre à partir de son prototype passe bas [9] ensuite nous avons introduit des inverseurs quart d'onde afin d'utiliser uniquement des résonateurs parallèles vu la difficulté de réaliser un résonateur série en microruban. La nécessité d'avoir une forte réjection dans la bande atténuée nous a conduits à utiliser la topologie DBR.

La topologie DBR est une structure à zéros de transmission, lesquels sont liés à des longueurs de stubs et dont nous développons la synthèse complète.

Enfin, le chapitre quatre est consacré à l'étude de la méthode de conception de composants hyperfréquences (coupleurs, filtres) en s'appuyant sur des outils de simulation performants tels que HFSS [16] et ADS [17].

Dans un premier temps une simulation circuit sous ADS est réalisée. Après avoir obtenu une réponse électrique satisfaisante, nous sommes passés à la simulation électromagnétique qui prend en compte la géométrie physique des composants à réaliser pour cela nous avons eu à notre disposition deux simulateurs EM (Momentum et HFSS).

Chapitre I

La communication en électronique

1.1 L'histoire, les exigences du présent et les demandes du futur.

La communication peut être définie comme le fait de transmettre et d'échanger des renseignements, la télécommunication quant à elle, fait allusion à la communication sur une grande distance, qui ne serait normalement possible sans l'aide de nouveaux équipements.

Aujourd'hui ces équipements sont soit électriques, électroniques ou optiques et la communication survient en passant des signaux à travers les câbles coaxiaux, les fibres optiques, ou l'espace libre en utilisant des ondes électromagnétiques.

La radiocommunication a commencé au début du 20^{ème} siècle quand marconi a fait breveter le premier système de télégraphie sans fils, ça a été vite suivi par la 1^{ère} démonstration de téléphonie sans fils.

En 1918 Armstrong a inventé le récepteur radio superhétérodyne qui est à ce jour un composant important des équipements radio modernes.

Au cours des années 1930 Reeves a proposé la modulation d'impulsion codée (PCM) : (pulse code modulation), qui est la fondation de tous les systèmes numériques.

En 1945 Arthur C.clarke a écrit son célèbre article proposant un satellite géostationnaire pour les communications, et l'année 1963 voit le lancement du 1^{er} satellite de ce type.

En 1966 la communication par fibre optique a été présentée par Kao et Hockman et durant la même année l'opérateur (PTT) : (public telegraph and telephone) a présenté son système numérique.

Les années 70' ont vu des améliorations significatives dans la performance, et une grande augmentation du trafic des systèmes de télécommunication de tous types, les pertes dans les fibres optiques ont été radicalement réduites et la capacité des satellites a augmenté.

La croissance de la demande en services traditionnels (analogiques) a été un facteur déterminant dans le développement des technologies de télécommunications, un tel développement combiné avec les avances plus générales dans l'électronique et l'informatique ont rendu possible la disposition de nouveau services dans les télécommunications (surtout ceux basés sur le digital) cela a à son tour stimulé la demande toujours davantage.

1.2 Introduction aux systèmes de transmission.

Différents circuits analogiques fonctionnant dans le domaine des fréquences très élevées sont utilisés dans les systèmes d'émission/réception sans fil. Ils font partie intégrante de ces systèmes et permettent de transmettre l'information à

traiter. D'une manière générale, les systèmes de télécommunication numériques, ou analogiques, présentent la topologie représentée sur la fig.1

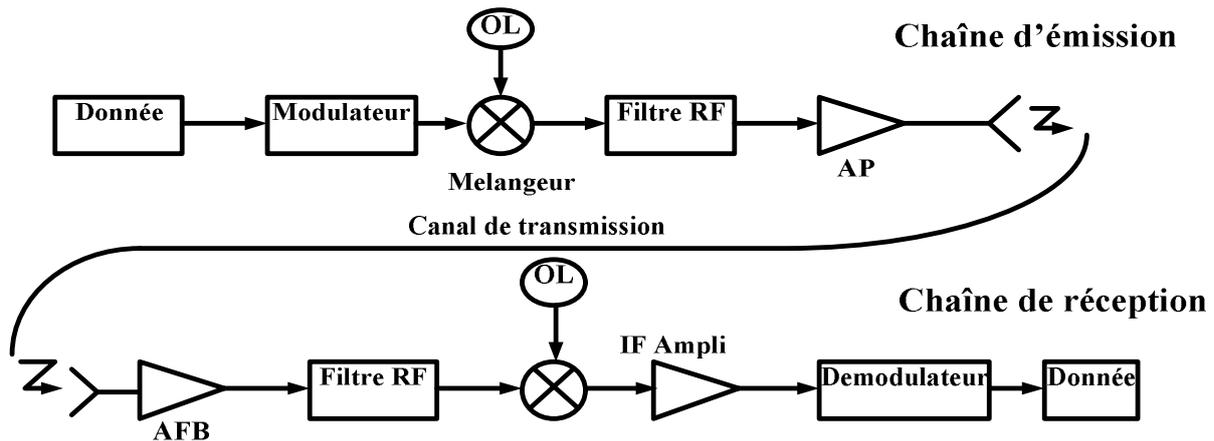


fig.1 : topologie d'un système d'émission/réception sans fil.

Ces systèmes sont composés d'une partie émission, d'une partie réception et d'un canal de transmission. Le canal de transmission peut contenir plusieurs supports, comme par exemple une propagation du signal en espace libre, une fibre optique, un câble coaxial, ...etc. les chaînes d'émission/réception peuvent être plus ou moins complexes selon le système et l'application envisagée, comme par exemple l'utilisation d'un double mélange pour passer à la fréquence RF.

- **Modulateur/démodulateur** : les topologies de modulateurs varient en fonction du type de la modulation utilisée. Les modulations analogiques sont peu à peu délaissées au détriment des modulations numériques car ces dernières sont bien plus robustes aux perturbations et occupent moins d'espace fréquentiel, permettant ainsi l'augmentation du nombre de canaux et des débits dans une bande de fréquence allouée. Diverses modulations numériques existent, reposant sur trois types principaux de modulation : modulation d'amplitude ASK (Amplitude Shift Keying), la modulation de fréquence FSK (Fréquence Shift Keying), et la modulation de phase (Phase Shift Keying), ainsi une modulation d'amplitude est sensible à des variations de gain alors qu'une modulation de phase est sensible à des variations de phase ou de fréquence.

Le modulateur permet de traduire le signal utile en bande de base à une fréquence élevée IF, de l'ordre de la centaine de MHz, en général, avant de traduire encore une fois ce signal à une fréquence RF ou microonde, permettant la propagation en espace libre.

- **Oscillateur ou PLL** : l'oscillateur local placé dans ces systèmes doit produire un signal idéalement pur afin de minimiser les effets parasites générateurs de la détérioration du signal et doit pouvoir délivrer une fréquence variable pour couvrir toute la bande considérée, l'amplitude, la phase et la fréquence de ce signal doivent rester stables si les conditions de fonctionnement varient, notamment la stabilité doit être assurée en température, en polarisation et fonction de la charge appliquée.

- **Mélangeur** : les mélangeurs utilisent les non-linéarités des composants actifs pour réaliser le mélange de fréquence. D'une manière générale si un composant non-linéaire est soumis à son entrée à deux signaux sinusoïdaux ayant des fréquences différentes, le signal en sortie sera la multiplication des deux signaux d'entrée.

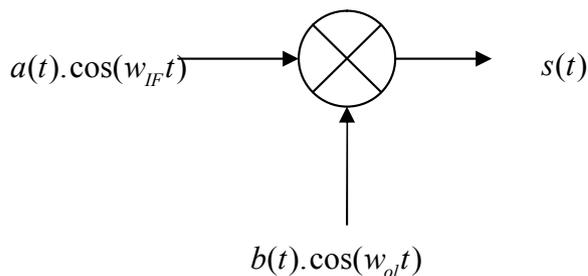


fig.2 principe du mélange.

Le signal de sortie contient dans le cas idéal deux fréquences différentes, la fréquence somme et la fréquence différence correspondant à la fréquence RF. Un filtre permet de sélectionner la fréquence désirée.

- **Amplificateurs de puissance et faible bruit** : pour l'émission, on utilise des Amplificateurs de puissance et pour la réception des amplificateurs faible bruit (LNA), les composants et les spécifications sont donc différents, mais certains sont à prendre en considération dans les deux cas.

- **Filtres** : ses paramètres sont à regarder avec intérêt de manière à concevoir un filtre performant. Les premiers paramètres sont évidemment la fréquence centrale, la bande passante et les pertes par transmission. D'autres paramètres deviennent également très importants comme dans le cas des téléphones mobiles : la résistance aux vibrations et la tenue en température.

Paramètres fondamentaux :

_Pertes par insertion : représentent les pertes dans la bande passante.

_Pertes par dissipation : ce sont principalement des pertes ohmiques qui se situent dans les conducteurs.

Par exemple, un filtre d'ordre 7, fonctionnant à 3GHz et de largeur de bande égale à 400MHz pour lequel $Q=200$ a des pertes par dissipation égales à 1.8dB.

_Pertes par réflexion : introduite par la désadaptation du filtre à l'entrée et à la sortie.

TOS (v{swr}) : associé au coefficient de réflexion, ne doit pas dépasser 2 dans la bande passante en général.

_Temps de propagation de groupe : c'est le retard à la propagation de l'enveloppe d'un signal modulé en amplitude et passant à travers le filtre, ce paramètre devient très important en numérique.

_Pôles et zéros : détermination de la fonction de transfert du filtre et de l'ordre n du filtre.

_Ondulation dans la bande passante (ripple) : exprimée en dB.

_Puissance d'entrée (RF input power) : puissance maximale que l'on peut injecter sans détériorer le filtre, très utile pour les émetteurs.

_Intermodulation : les filtres passifs peuvent générer des produits d'intermodulation qui peuvent dégrader le signal, en général, ces effets parasites sont bien plus faibles que dans le cas de circuits actifs.

_Transmission d'impulsion : la dégradation des impulsions le long de la propagation à travers le filtre entraîne des distorsions qui sont gênantes.

1.3 Principales applications en télécommunication en fonction des fréquences de fonctionnement.

Hz	KHz 10^3	MHz 10^6	GHz 10^9	THz 10^{12}	PHz 10^{15}	EHz 10^{18}	ZHz 10^{21}	YHz 10^{24}
300 000km	300km	300m	30cm	0.3mm	0.3microns	0.3nm	0.3pm	0.3am
3.10^8m	3.10^5m	3.10^2m	$3.10^{-1}m$	3.10^{-4}	3.10^{-7}	3.10^{-10}	3.10^{-13}	3.10^{-16}
Jusqu'à 30MHz les couches de l'atmosphère sont un guide d'onde		microondes	IR	visible	UV	X et Gamma		
Téléphone Fixe RTT réseau téléphonique Comté 980 à 1800Hz	radio	Radars Télévision Téléphone mobile 900MHz Téléphone mobile 1800MHz	INFRAROUGE	Lumière visible	Ultra violet	Rayons X	Rayons gamma	
radiocommunications de 9KHz à 60GHz								

radiocommunications

100KHz		1MHz		10MHz		100MHz			1GHz		10GHz		100GHz	
GO	OM	PO	OC	CB		police	FM	TV VHF3	TV UHF radars	GSM DCS		Sat astra		Radars aériens
Radio langue distance				FM, TV Stations mobiles					Radars, satellites Mobile courte portée					
Réflexion atmosphériques des ondes radio jusque 30MHz				Plus de réflexion atmosphérique										

Les multiples d'unités s'appellent: Kilo, Mega, Giga, Tera, Peta, Exa, Zetta, Yotta.

GO : ondes kilométriques (grandes ondes) 100 à 400KHz

PO, OM : ondes hectométriques (petites ondes, ondes moyennes) 25KHz à 1.5MHz

OC : ondes décimétriques (ondes courtes) 1.5MHz à 30MHz

UHF : hyperfréquences décimétriques 300MHz à 3GHz

Note :

L'augmentation de la fréquence porteuse (au delà du GHz) permet de concevoir des systèmes électroniques réduits en dimension et des bandes passantes autorisées plus larges, entraînant un débit plus rapide. Néanmoins, plus la fréquence est élevée, plus la distance de propagation de l'onde dans l'atmosphère est faible, limitant ainsi certaines applications à des fréquences radio non microondes.

1.4 Présentation d'une chaîne RF passive.

Un système d'émission-réception réunit toute une série de fonctions électroniques analogiques et numériques qui permettent d'effectuer l'émission et la réception de signaux radiofréquences.

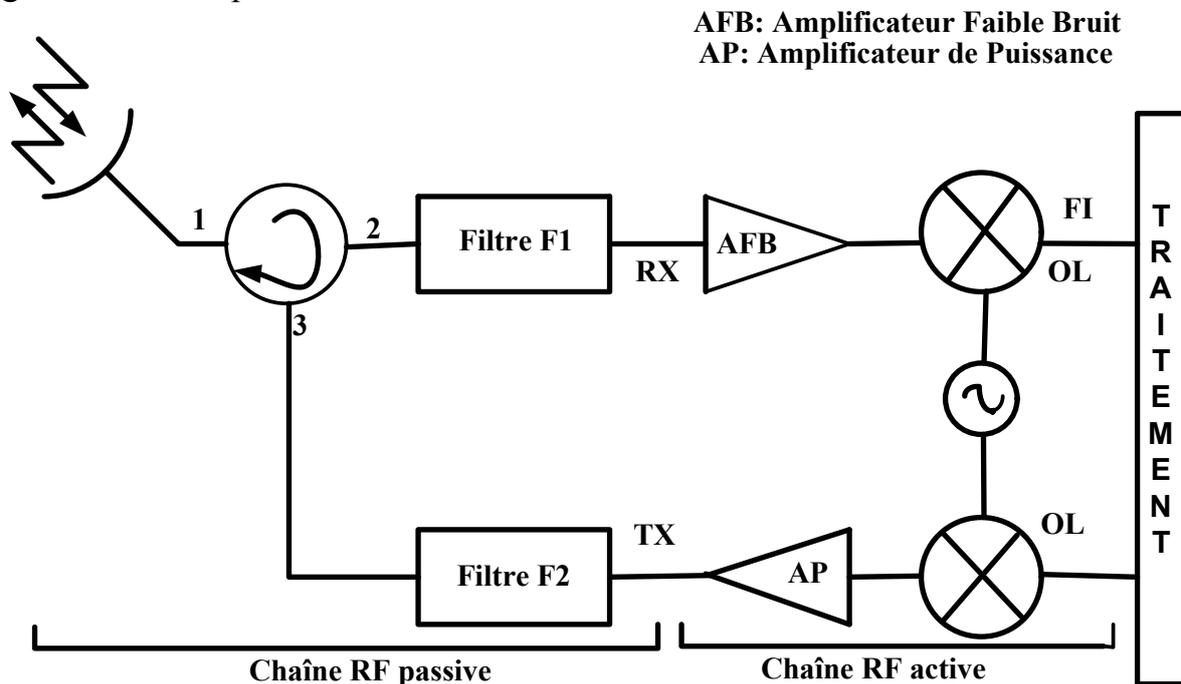


fig.4 : chaîne RF d'émission/réception à circulateur.

La partie radiofréquence (passive) de ce système, placée juste après l'antenne d'émission / réception (fig.4), est constituée de fonctions analogiques et effectue le transfert des signaux entre l'antenne et la fonction numérique de modulation / démodulation en éliminant la fréquence porteuse et en plaçant le signal en bande de base et vice-versa.

Cette partie passive comporte une antenne d'émission réception, un circulateur et deux filtres passe bande F_1 (centré sur la fréquence f_1 . bande RX) et F_2 centré sur la fréquence f_2 . bande TX). L'antenne d'émission réception est supposée adaptée sur 50Ω .

1.4.1 Le circulateur.

Un circulateur est en général réalisé à partir d'un hexapôle en Y qui comporte trois voies à 120° les unes par rapport aux autres autour d'un corps central ou se trouvent les éléments qui confèrent la non réciprocity du circulateur, ces éléments sont constitués par un prisme de ferrite triangulaire, auquel est appliqué un champ

magnétique continu vertical, et par des plaquettes résistives qui sont collées sur chacune des faces du prisme fig.5.

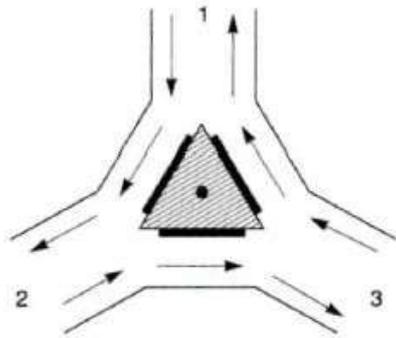


fig.5 : Circulateur.

Dans ces conditions sa matrice S est : $S = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{pmatrix}$ les 3 accès sont adaptés.

« L'utilisation des paramètres S en hyperfréquences est liée à la difficulté de mesurer des tensions et des courants dans ce domaine de fréquence, il est plus facile en effet de mesurer des puissances (détecteurs quadratiques). »

L'hexapôle étant sans pertes, il est possible d'écrire :

$$\begin{aligned} |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 &= 1 & S_{12}S_{13}^* &= 0 \\ |S_{12}|^2 + |S_{32}|^2 &= 1 & S_{21}S_{23}^* &= 0 \\ |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 &= 1 & S_{31}S_{32}^* &= 0 \end{aligned}$$

Ce dispositif étant anisotrope, il n'existe aucune transmission d'énergie entre les accès 1 et 3 c'est-à-dire $S_{31} = 0$, alors :

$$\begin{aligned} |S_{21}| = 1 \Rightarrow S_{21} = \exp(j\Phi_{21}) \Rightarrow S_{23} = 0 \Rightarrow |S_{13}| = 1 \Rightarrow S_{13} = \exp(j\Phi_{13}) \Rightarrow \\ S_{12} = 0 \Rightarrow |S_{32}| = 1 \Rightarrow S_{32} = \exp(j\Phi_{32}) \end{aligned}$$

Ce qui nous amène à écrire la matrice suivante :

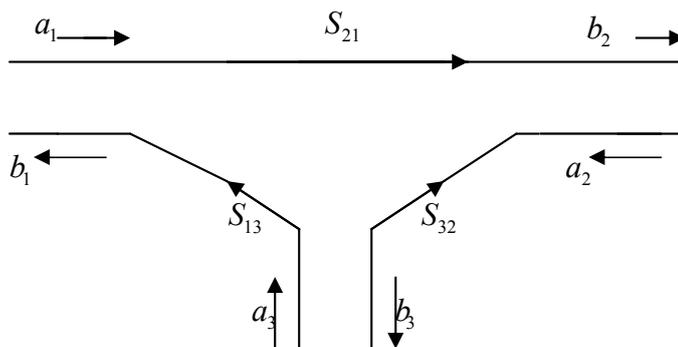
$$[S] = \begin{vmatrix} 0 & 0 & \exp(j\Phi_{12}) \\ \exp(j\Phi_{21}) & 0 & 0 \\ 0 & \exp(j\Phi_{32}) & 0 \end{vmatrix} \Rightarrow \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{vmatrix}$$

Par un choix judicieux des plans de référence, on annule les différentes phases des S_{ij} , en effet la phase du signal « tourne » lors de la propagation de l'onde et son amplitude peut varier (atténuation des lignes par exemple).

1.4.2 Principe de fonctionnement du circulateur.

Le fonctionnement du circulateur est fondé sur le phénomène du déplacement du champ qui se manifeste dans chacune des jonctions correspondant aux trois faces du prisme, les dimensions des éléments et le champ magnétique appliqué sont tels qu'une onde entrante dans la voie (1), (2), (3) ne puisse sortir respectivement que par la voie (2), (3) et (1).

Grâce à son graphe de fluence, il est possible d'expliquer la progression des signaux a travers le composant.



Graphe de fluence du circulateur

$|S_{13}| = 1 \Rightarrow$ la puissance qui pénètre par l'accès 3 est totalement transmise vers l'accès 1

$|S_{21}| = 1 \Rightarrow$ la puissance qui pénètre par l'accès 1 est totalement transmise vers l'accès 2

$|S_{32}| = 1 \Rightarrow$ la puissance qui pénètre par l'accès 2 est totalement transmise vers l'accès 3

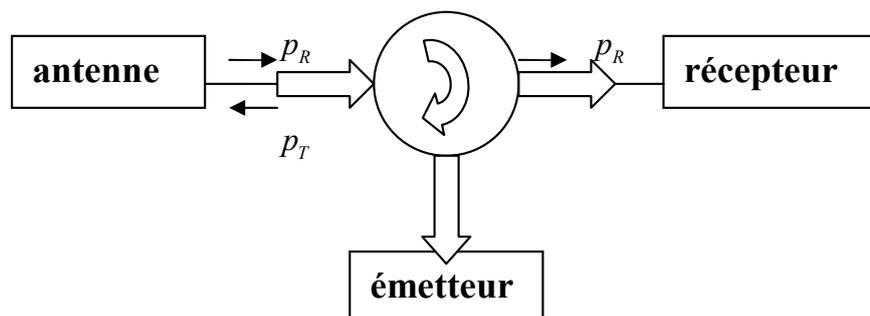
Pratiquement les pertes de transmission entre accès couplés sont de l'ordre de -0.5Db alors que l'isolation entre accès découplés est comprise entre (-20,-30) dB, C'est-à-

dire : pertes de transmission de 1 vers 2 : $10 \log \left(\frac{P_1}{P_2} \right) = -0.5dB$

Isolation entre l'accès 1 et l'accès 3 : $10 \log \left(\frac{P_3}{P_1} \right) < -20dB$

Les applications du circulateur en microondes sont diverses, cependant, nous nous intéresserons uniquement au cas suivant :

- Découplage de l'émetteur et du récepteur lorsqu'ils utilisent la même antenne.



La puissance émise p_T est transmise vers l'antenne avec une faible atténuation ; dans ce cas le récepteur est protégé par l'isolation du circulateur.

A la réception l'énergie recueilli par l'antenne, p_R , est dirigée vers le récepteur sans interaction avec l'émetteur

1.5 Chaîne RF modifiée.

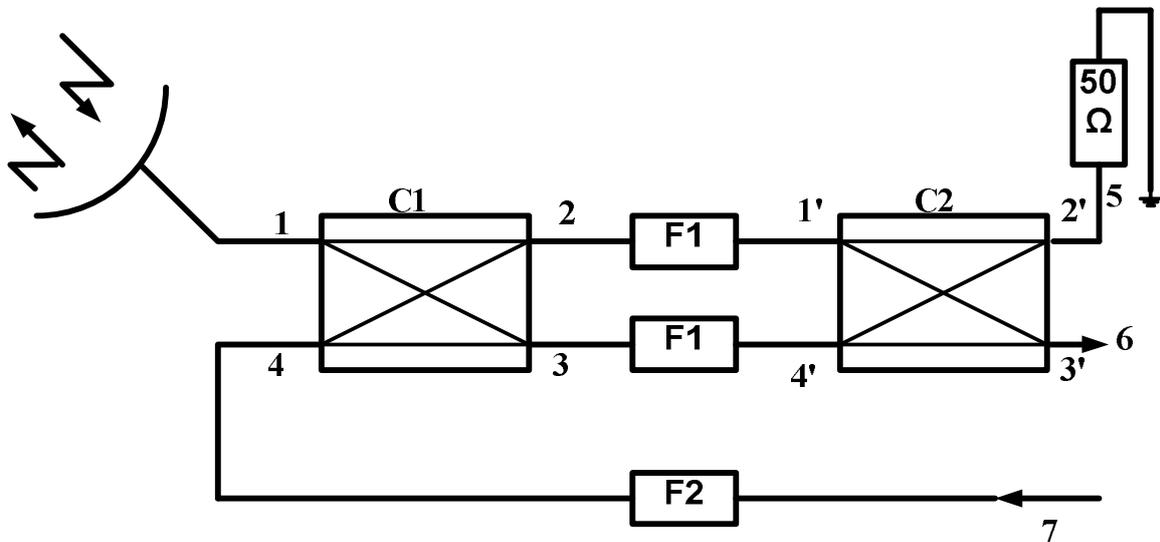


fig.6 : chaîne RF passive modifiée

Cette chaîne est constituée d'une antenne d'émission-réception, de deux coupleurs 3dB/90° (C_1 & C_2), de trois filtres passe bande : deux filtre F_1 et un troisième filtre F_2 . Comme précédemment nous supposons l'antenne adaptée dans les bandes TX et RX, et nous la remplaçons donc par un port d'impédance 50Ω .

1.5.1 Principe de fonctionnement de la chaîne RF sans circulateur.

Le principe de fonctionnement de cette nouvelle chaîne est basé sur une succession de division et de recombinaisons constructives et destructives de signaux comme nous allons le voir lors de l'étude détaillée de cette chaîne à partir de son graphe de fluence.

Pour une numérotation des ports identique à celle des coupleurs de la fig.6, la matrice de répartition d'un coupleur idéal 3dB/90° (voir chapitre coupleur à branches) prend la forme suivante :

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

On appelle S_{21}^{F1} , la transmission du filtre F_1 , S_{11}^{F1} , la réflexion du filtre F_1 . Des notations identiques sont adoptées pour le filtre F_2

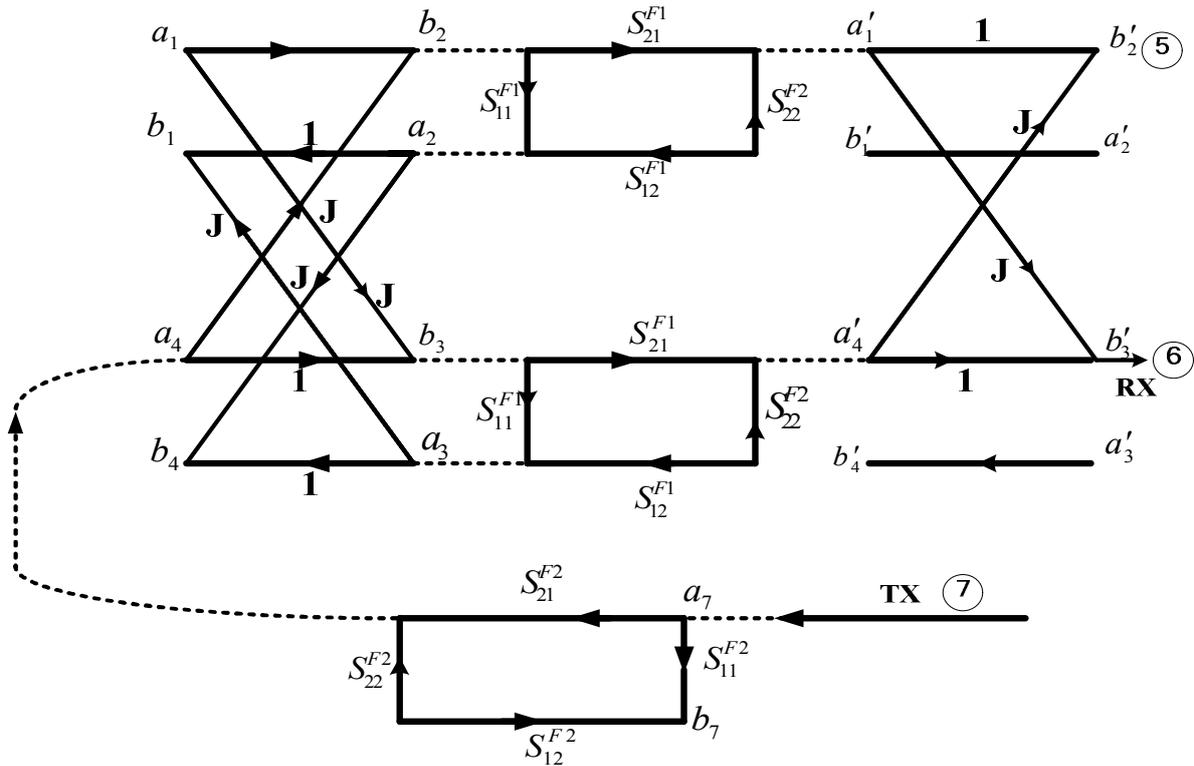
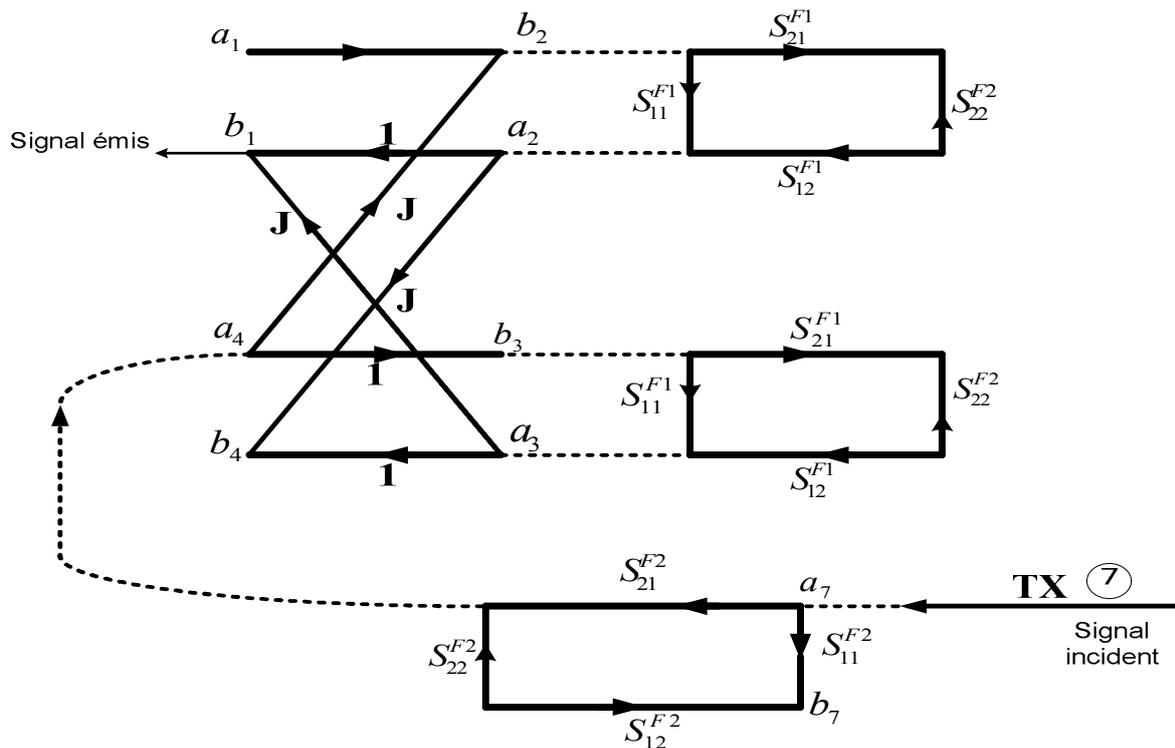


fig.7: Graphe de fluence de la chaîne RF passive sans circulateur.

1.5.2 Mode transmission TX.



Graphe de fluence à l'émission

Lorsque l'antenne capte un signal dans la bande RX, celui-ci est dirigé sur l'accès 1 du coupleur C1, on note a_1 l'onde entrante à l'accès 1 du coupleur C1. Là encore, elle est divisée en deux parties de puissance égales et déphasées de

$$90^\circ, \text{ on a donc : } \begin{cases} b_2 = S_{12}a_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}a_1 \\ b_3 = S_{31}a_1 = \frac{j}{\sqrt{2}}a_1 \end{cases}$$

Ces deux signaux issus de C1, sont filtrés ensuite par les deux filtres F1, et

$$\text{arrivent ensuite aux accès 1' et 4' avec : } \begin{cases} a'_1 = S_{21}^{F1}b_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}S_{21}^{F1}a_1 \\ a'_4 = S_{21}^{F1}b_3 = \frac{j}{\sqrt{2}}S_{21}^{F1}a_1 \end{cases}$$

Chacun de ces deux signaux est divisé en deux parties de puissances égales et déphasées de 90° à travers le coupleur C2.

$$\text{On obtient à la sortie de C2 : } \begin{cases} b'_2 = S_{24}a'_4 + S_{21}a'_1 = -\frac{1}{2}S_{21}^{F1}a_1 + \frac{1}{2}S_{21}^{F1}a_1 = 0 \\ b'_3 = S_{31}a'_1 + S_{34}a'_4 = \frac{j}{2}S_{21}^{F1}a_1 + \frac{j}{2}S_{21}^{F1}a_1 = jS_{21}^{F1}a_1 \end{cases}$$

La somme des déphasages dans C1 et C2 a engendrée une recombinaison destructive sur l'accès 2' , et constructive sur l'accès 3' .

Dans la bande RX le module de S_{21}^{F1} doit être proche de l'unité, donc une grande partie de la puissance RX incidente à l'accès 1 sera dirigée sur l'accès 6. Rien n'arrivera à l'accès 5, qui est fermé par une charge 50Ω .

1.6 Cahier des charges de la chaîne RF.

Nous avons opté pour une bande de fréquence autour de 2GHz qui est dédiée en réalité à l'UMTS (*universal mobile telecommunication system*), une des technologies de téléphonie mobile de 3^{ème} génération qui succède au GSM.

$$\begin{cases} TX = [1.92 - 1.98] \text{ GHz} \\ RX = [2.11 - 2.17] \text{ GHz} \end{cases}$$

A partir de la figure.6, on déduit la bande de fréquence de fonctionnement de chaque composant de la chaîne, ainsi :

- La bande de fréquence du filtre F2 est [1.92-1.98] GHz
- La bande passante du coupleur C1 est [1.92-2.17] GHz
- La bande passante du filtre F1 est [2.11-2.17] GHz
- Et enfin la bande passante du coupleur C2 est [2.11-2.17] GHz

1.7 Conclusion.

Les systèmes de télécommunications fonctionnant simultanément en émission (TX), et en réception (RX), sont élaborés à partir d'une architecture comprenant une chaîne active et une chaîne RF passive, dans le cadre de notre projet hyperfréquence, on nous a confié la réalisation de la partie passive de la chaîne RF en technologie microruban.

Comme nous venons de le voir, cette chaîne RF est constituée par l'association de différentes fonctions (filtrage, couplage) dont l'étude et la réalisation seront développées dans les chapitres qui suivent.

L'idée de concevoir notre chaîne RF en technologie microruban est due au fait que les technologies planaires connaissent un grand intérêt chez les chercheurs à cause de leurs nombreuses utilisations, en effet les domaines d'utilisation de ces structures sont les communications en haute fréquence, telles les communications spatiales, les systèmes de positionnement par satellite (GPS), les réseaux informatiques sans fil (Wireless Local Area Network) et la téléphonie mobile.

Chapitre II

Coupleurs directifs.

2.1 Introduction.

Les coupleurs directifs sont des composants passifs microondes qui permettent aux sorties de recueillir une puissance proportionnelle à l'entrée. Ce sont des dispositifs à 4 ports dont l'un est refermé sur son impédance caractéristique. Les grandes classes des coupleurs directifs sont les coupleurs à trous, les coupleurs par proximité et les coupleurs à jonction.

2.2 Les propriétés d'un coupleur directif.

La matrice S d'un coupleur directif idéal, réciproque et adapté est de la forme suivante :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{pmatrix} \quad \begin{cases} S_{ii} = 0 \\ S_{ij} = S_{ji} \end{cases} \text{ avec } i \neq j$$

De plus, si l'octopôle est sans pertes c'est-à-dire qu'il ya conservation de l'énergie. Il en résulte alors de la multiplication de la ligne 1 et la ligne 2 puis de la ligne 3 et 4 :

$$S_{13}^* \cdot S_{23} + S_{14}^* \cdot S_{24} = 0 \quad (2.1)$$

$$S_{14}^* \cdot S_{13} + S_{24}^* \cdot S_{23} = 0 \quad (2.2)$$

En multipliant (2.1) par S_{24}^* et (2.2) par S_{23}^* et en faisant la soustraction, on aura :

$$S_{14}^* (|S_{13}|^2 - |S_{24}|^2) = 0 \quad (2.3)$$

Note :

$$S_{24} \cdot S_{24}^* = |S_{24}| e^{j\Phi} \cdot |S_{24}| e^{-j\Phi} = |S_{24}|^2$$

De même, la multiplication de la ligne 1 et 3 et celle de la ligne 2 et 4 nous donne :

$$S_{12}^* \cdot S_{23} + S_{14}^* \cdot S_{34} = 0 \quad (2.4)$$

$$S_{14}^* \cdot S_{12} + S_{34}^* \cdot S_{23} = 0 \quad (2.5)$$

En multipliant (2.4) par S_{12} et (2.5) par S_{34} et en faisant la soustraction, on aura :

$$S_{23} (|S_{12}|^2 - |S_{34}|^2) = 0 \quad (2.6)$$

L'une des façons de satisfaire (2.3) et (2.6) est que $S_{14} = S_{23} = 0$, ceci implique que :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{pmatrix}$$

D'autre part, nous avons aussi :

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (2.7)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{24}|^2 = 1 \quad (2.8)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (2.9)$$

$$|S_{24}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (2.10)$$

Ce qui implique :

$$\begin{cases} |S_{13}| = |S_{24}| \\ |S_{12}| = |S_{34}| \end{cases}$$

De plus d'autres simplifications peuvent être faites en choisissant la phase de référence de trois des quatre ports, alors, nous choisissons

$$\begin{cases} S_{12} = S_{34} = \alpha \\ S_{13} = \beta e^{j\theta} \\ S_{24} = \beta e^{j\varphi} \end{cases} \quad \alpha \ \& \ \beta \in \mathbb{R}, \varphi \ \& \ \theta \text{ sont des constantes à déterminer}$$

Le produit des lignes 2 et 3 donne :

$$S_{12}^* \cdot S_{13} + S_{24}^* \cdot S_{34} = 0 \quad (2.11)$$

Qui donne la relation suivante entre les phases :

$$\theta + \varphi = \pi \pm 2\pi n \quad (2.12)$$

En négligeant les multiples entiers de 2π , nous aurons deux cas particuliers utilisés en pratique :

Le coupleur symétrique : $\theta = \varphi = \frac{\pi}{2}$, les phases des termes ayant comme amplitude β sont les mêmes, du coup la matrice du coupleur est de la

forme suivante :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{pmatrix}$$

Le coupleur asymétrique : $\theta = 0, \varphi = \pi$, les phases des termes ayant pour amplitude β sont tels que le déphasage entre eux soit de 180° . Du coup la matrice S du coupleur a la forme suivante :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{pmatrix}$$

Notons que ces deux coupleurs diffèrent seulement dans le choix du plan de référence (phase), aussi les amplitudes α & β ne sont pas indépendantes, d'après (2.7) on a :

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1 \quad (2.13)$$

Ainsi, un coupleur directif idéal a un seul degré de liberté qui est le choix du plan de référence.

Une autre manière de satisfaire (2.3) et (2.6) est que $S_{13} = S_{24}$ et $S_{12} = S_{34}$, on choisi $S_{13} = S_{24} = \alpha$ et $S_{12} = S_{34} = j\beta$, (2.12) est ainsi satisfaite.

Puis, à partir de (2.1) et (2.4) on a :
 $\alpha(S_{23} + S_{14}^*) = 0$ et $\beta(S_{14}^* - S_{23}) = 0$, ces deux équations ont deux solutions possibles, la première $S_{14} = S_{23} = 0$ dont l'étude vient d'être faite, la seconde est que $\alpha = \beta = 0$ ce qui implique que $S_{12} = S_{13} = S_{24} = S_{34} = 0$, dans ce cas ce n'est plus un coupleur directif. En conclusion, un dispositif réciproque, sans pertes, adapté, ayant quatre ports est un coupleur directif.

2.3 Fonctionnement d'un coupleur directif.

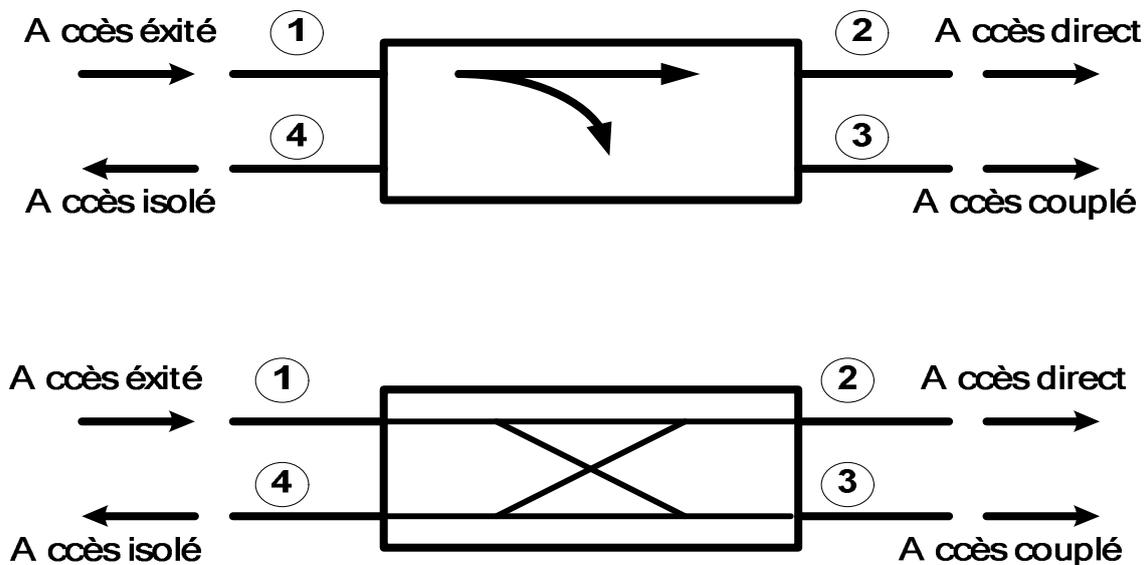


fig.1: Les deux symboles d'un coupleur directif et la répartition des puissances

Un coupleur directif opère comme illustré dans la fig.1 (qui décrit les deux symboles le définissant), une partie de l'énergie appliquée au port ① est couplée au port ③ suivant le facteur de couplage $|S_{13}| = \beta^2$, alors que l'énergie restante passe au port ② suivant le coefficient de transmission $|S_{12}| = \alpha^2 = 1 - \beta^2$, pour un coupleur idéal, aucune énergie n'est transmise à l'accès ④ (accès isolé).

Les trois quantités qui caractérisent un coupleur directif sont :

$$C = 10 \log \left(\frac{p_1}{p_3} \right) = -20 \log \beta \quad (dB) \quad (2.14)$$

$$I = 10 \log \left(\frac{p_1}{p_4} \right) = -20 \log |S_{41}| \quad (dB) \quad (2.15)$$

$$D = 10 \log \left(\frac{p_3}{p_4} \right) = +20 \log \frac{\beta}{|S_{41}|} \quad (dB) \quad (2.16)$$

Le facteur de couplage indique la fraction de la puissance d'entrée qui est couplée à la sortie. La directivité caractérise le rapport entre la puissance de l'onde couplée et celle de l'onde sortante de la voie isolée. Ces deux quantités sont reliées par l'équation suivante : $I = D + C \quad (dB) \quad (2.17)$

Un coupleur idéal à une directivité infinie et une isolation $S_{41} = 0$

2.4 Coupleur hybride.

Le coupleur hybride est un cas particulier du coupleur directif ou le facteur de couplage est égal à $3dB$, ceci implique que $\alpha = \beta = \frac{1}{\sqrt{2}}$.

Il ya deux types de coupleurs hybrides :

- Les coupleurs en quadrature dont la phase entre l'accès direct et l'accès couplé est de 90° ($\theta = \varphi = \frac{\pi}{2}$), c'est un exemple de coupleur symétrique dont la

matrice S est la suivante :

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

- Coupleurs asymétriques dont la phase entre l'accès direct et l'accès couplé est de 180° dont la matrice S est :

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Dans ce qui suit, nous allons nous intéresser aux coupleurs de notre chaîne RF, qui sont des coupleurs hybrides $3dB/90^\circ$, qui répondent parfaitement aux exigences du cahier des charges étant donné qu'on a besoin d'une répartition égale de la puissance entre l'accès direct et l'accès couplé ainsi qu'un déphasage de 90° afin de satisfaire la recombinaison constructive et destructive des ondes.

Ces caractéristiques sont facilement réalisables en microruban par des coupleurs « branchline ». De plus la bande de fréquence sur laquelle ils fonctionnent correctement dans cette technologie, est suffisante pour notre application.

2.5 Coupleur à branches.

2.5.1 Définition.

Les coupleurs dits « Branchline » sont des coupleurs directionnels, généralement utilisés pour une répartition à 3db de l'énergie, avec une différence de phase de 90° entre la voie dite « directe » et la voie dite « couplée ».

Ce genre de coupleur est fréquemment réalisé en technologie Micro-ruban.

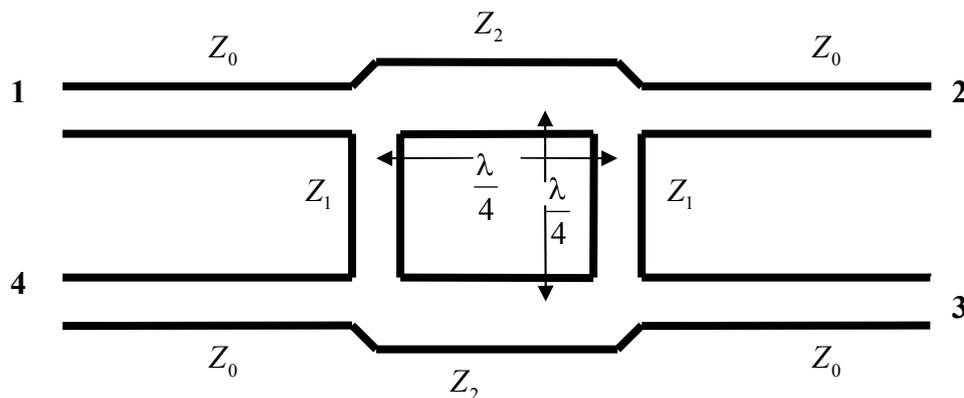


fig.2: Géométrie du coupleur Branchline.

D'après le schéma ci-dessus, l'énergie entre par le port 1 et va se trouver divisée entre le port 2 (voie directe) et le port 3 (voie couplée), avec une différence de phase de 90° . Aucune énergie n'est transmise au port 4 (c'est la voie isolée)

Cet octopôle permet un plan de symétrie le partageant géométriquement en deux quadripôles identiques. L'application de la technique des modes pairs et impairs peut s'effectuer.

2.5.2 Analyse en mode pair/impair.

Nous allons d'abord dessiner le circuit du coupleur en impédance réduite, où il est entendu que chaque ligne représente une ligne de transmission avec une impédance caractéristique normalisée par rapport à Z_0 . La masse présente pour chaque ligne de transmission n'est pas représentée ici. Nous prendrons une onde incidente d'amplitude 1 incidente au port 1.

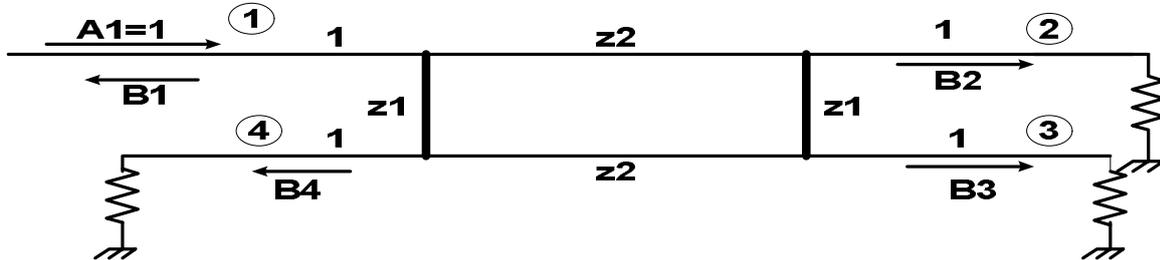


fig.3: représentation schématique du coupleur

Ce circuit peut être décomposé en une excitation en mode pair et mode impair. Grâce aux symétries et antisymétries des excitations, le coupleur 4 ports peut être "décomposé" en un jeu de 2 coupleurs présentant des plans de court circuit (magnétique pour le mode pair - électrique pour le mode impair) sur les axes de symétrie.

fig.4: excitation en mode pair

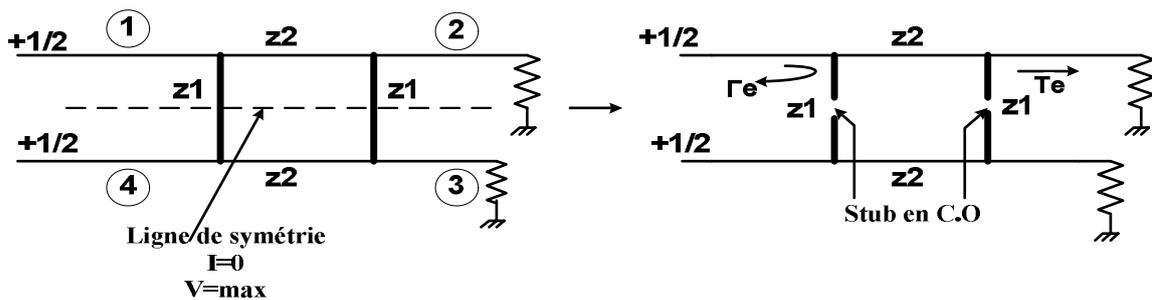
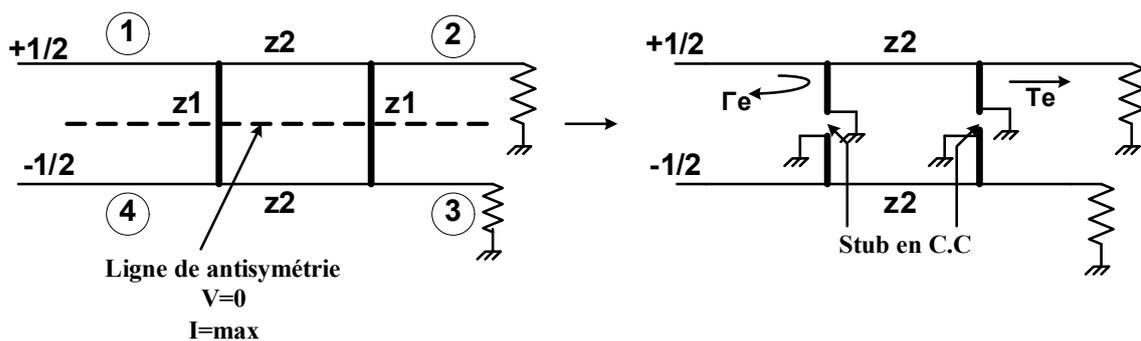


fig.5: excitation en mode impair



Chaque excitation "décompose" notre coupleur en 2 quadripôles identiques. Bien que les amplitudes des ondes incidentes pour ces 2 ports soient de $\pm 1/2$, les amplitudes des ondes émergentes de chaque port du coupleur hybride peuvent être décrites comme suit:

$$b_1 = \frac{1}{2}(S_{11e} + S_{11o}) = \frac{1}{2}(\Gamma_e + \Gamma_o) \quad (2.18) \quad b_2 = \frac{1}{2}(S_{21e} + S_{21o}) = \frac{1}{2}(T_e + T_o) \quad (2.19)$$

$$b_3 = \frac{1}{2}(S_{11e} - S_{11o}) = \frac{1}{2}(\Gamma_e - \Gamma_o) \quad (2.20) \quad b_4 = \frac{1}{2}(S_{21e} - S_{21o}) = \frac{1}{2}(T_e - T_o) \quad (2.21)$$

On rappelle que l'onde incidente a_1 est normalisée à 1.

Où $\Gamma_{e,o}$ et $T_{e,o}$ sont les coefficients de réflexion et de transmission du mode pair (even) et impair (odd) du système des figures 4 et 5. Déterminons d'abord Γ_e et T_e pour le mode pair. Ceci peut être fait en utilisant les matrices ABCD de chaque élément constituant chaque quadripôle:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ y_m & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & jz_2 \\ jy_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ y_m & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} jy_m z_2 & jz_2 \\ j(y_2 + y_m^2 z_2) & jy_m z_2 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Av

ec y_m est l'admittance d'entrée des lignes $\lambda/8$ et $tg\theta = tg\left(\frac{2\pi\lambda}{\lambda 8}\right) = 1 \quad (2.23)$

Pour le cas pair (even), le plan de symétrie géométrique se comporte comme un circuit ouvert ($z_t = \infty$): l'admittance des stubs en circuit ouvert

$$y_m = y_1 \frac{z_1 + z_t jtg(\theta)}{z_t + z_1 jtg(\theta)} = jy_1 \quad (2.24)$$

Ensuite :

Sachant que :

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (2.25)$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 \quad (2.26)$$

On introduit les ondes de puissances,

On aura :

$$a_1 + b_1 = A(a_2 + b_2) + B(-a_2 + b_2) \quad (2.27)$$

$$a_1 - b_1 = C(a_2 + b_2) + D(-a_2 + b_2) \quad (2.28)$$

D'autre part,

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.29)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.30)$$

$$(2.30) + (2.31) \Rightarrow b_2 = \frac{2a_1 - (A + B - C - D)a_2}{A + B + C + D} \quad (2.31)$$

$$S_{21\text{even}} = T_e = \frac{2}{A + B + C + D} = \frac{2}{j(y_m z_2 + z_2 + y_2 + y_m^2 z_2 + y_m z_2)} = \frac{-2j}{z_2(1 + jy_1)^2 + y_2} \quad (2.32)$$

$$S_{11\text{even}} = \Gamma_e = \frac{A - B + C - D}{A + B + C + D} = \frac{j(-y_m z_2 + z_2 - y_2 - y_1^2 z_2 + y_m z_2)}{j(y_m z_2 + z_2 + y_2 + y_m^2 z_2 + y_m z_2)} = \frac{z_2(1 + y_1^2) - y_2}{z_2(1 + jy_1)^2 + y_2} \quad (2.33)$$

De même pour le cas impair, le plan de symétrie géométrique se comporte comme un court-circuit ($z_t=0$) :

$$y_m = y_1 \frac{z_1 + z_t j \operatorname{tg}(\theta)}{z_t + z_1 j \operatorname{tg}(\theta)} = \frac{y_1}{j \operatorname{tg}(\theta)} = -j y_1 \quad (2.34)$$

Les coefficients de réflexion Γ_o et de transmission T_o sont donc les suivant :

$$\Gamma_o = S_{11\text{odd}} = \frac{-A + B - C + D}{A + B + C + D} = \frac{z_2(1 + y_1^2) - y_2}{z_2(1 + jy_1)^2 + y_2} \quad (2.35)$$

$$T_o = S_{21\text{odd}} = \frac{2}{A + B + C + D} = \frac{-2j}{z_2(1 - jy_1)^2 + y_2} \quad (2.36)$$

En superposant les ondes sortantes de l'octopôle (pair et impair), on obtient les ondes sortantes de l'octopôle excité par une onde unité dans la voie 1 ; d'où les paramètres S suivants :

$$S_{11} = \frac{S_{11\text{even}} + S_{11\text{odd}}}{2} = \frac{1 - (y_1^2 - y_2^2)}{(1 + y_1^2)^2 + y_2^2(2 + y_2^2)} \quad (2.37)$$

$$S_{21} = \frac{S_{21\text{even}} + S_{21\text{odd}}}{2} = \frac{-2jy_2(1 - y_1^2 + y_1^2)}{1 + y_1^2(2 + y_1^2) + y_2^2(2(1 - y_1^2) + y_2^2)} \quad (2.38)$$

$$S_{31} = \frac{S_{21\text{even}} - S_{21\text{odd}}}{2} = \frac{-4y_1y_2}{(1 + y_1^2)^2 + y_2^2(2(1 - y_1^2) + y_2^2)} \quad (2.39)$$

$$S_{41} = \frac{S_{11\text{even}} - S_{11\text{odd}}}{2} = \frac{2y_1^2(1 + y_1^2 - y_2^2)}{(1 + y_1^2)^2 + y_2^2(2 + y_2^2)} \quad (2.40)$$

Ainsi pour être adapté on doit avoir : $S_{11}=0$, donc $y_1^2 = 1 + y_2^2$

Il en découle alors : $S_{21} = -j \frac{z_2}{z_0}$, $S_{31} = 0$, $S_{41} = -\frac{z_2}{z_1}$

Les sorties 2 et 4 sont en quadrature de phase et pour un couplage 3db, c'est-à-dire si l'on veut une puissance identique en amplitude sur les sorties, alors

$$z_1 = z_0 \quad (2.41)$$

De plus puisque l'on aura une demi puissance sur les sorties par rapport à

$$\text{l'entrée : } z_2 = \frac{z_0}{\sqrt{2}} \quad (2.42)$$

Finalement la matrice S du coupleur 3db s'écrit :

$$S = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{pmatrix}$$

2.6 Conclusion.

En pratique, à cause des longueurs d'onde $\lambda g / 4$ nécessaires, la bande passante d'un coupleur « Branchline » 3dB est limitée à (10-20%). Mais grâce à des tronçons de lignes multi sections par exemple, il est possible d'améliorer la bande passante. De plus il est possible de répartir de manière non égale l'énergie sur les ports de sortie en jouant sur les impédances caractéristiques des tronçons de ligne. Un autre point pratique critique auquel il faut prêter attention est l'effet de discontinuité présent à chaque coin du coupleur entre les lignes d'impédances non égales. Ceci peut nécessiter quelques modifications physiques.

Les coupleurs à branches sont abondamment utilisés en microondes pour la fabrication des circuits tels les mélangeurs, amplificateurs, diviseurs ou combineurs de puissance, d'autres topologies en technologie MMICs (Monolithic Microwave Integrated Circuit) comme dans [8] sont développées afin d'améliorer la bande passante et la taille du coupleur conventionnel.

Chapitre III

Filtres passifs microondes.

3.1 Généralités.

Le filtrage est l'action servant à éliminer une fréquence ou une bande de fréquence, ou inversement, à favoriser une fréquence ou une bande de fréquence. Autrement dit c'est l'action de modifier les composantes spectrales d'un signal électrique.

On distingue quatre types de filtres :

- les filtres passe-bas qui transmettent des signaux de fréquence inférieure à une certaine fréquence f_c , appelée fréquence de coupure ;
- les filtres passe-haut qui transmettent des signaux de fréquence supérieure à la fréquence de coupure f_c ;
- les filtres passe-bande qui transmettent des signaux de fréquence comprise entre deux fréquences limites f_1 et f_2 ;
- les filtres coupe-bande ou réjecteurs de bande qui sont des filtres duaux des filtres passe-bande.

3.2 Gabarit d'un filtre.

Un filtre est conçu à partir d'une réponse en fréquence idéale avec des marges d'erreur autorisées (gabarit), le gabarit d'un filtre est caractérisé par :

- La fréquence ou pulsation de coupure f_c .
- La fréquence caractérisant le début de la bande coupée f_a .
- L'atténuation en puissance maximale admissible dans la bande passante A_{\max} .
- L'atténuation en puissance minimale admissible dans la bande atténuée A_{\min} .
- La largeur de la bande transmise ou de la bande coupée pour le filtre coupe bande

3.3 Eléments de synthèse d'un filtre microondes.

La plupart des filtres (passe bas, passe haut, passe bande, et coupe bande) tiennent leurs plus importantes caractéristiques de celles du filtre passe bas prototype.

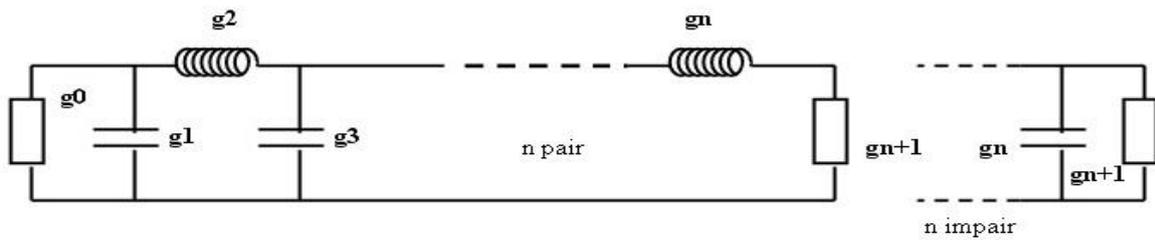


fig.1 : filtre passe bas prototype

La synthèse d'un filtre microondes quelconque à partir de son gabarit, suit l'organigramme suivant :

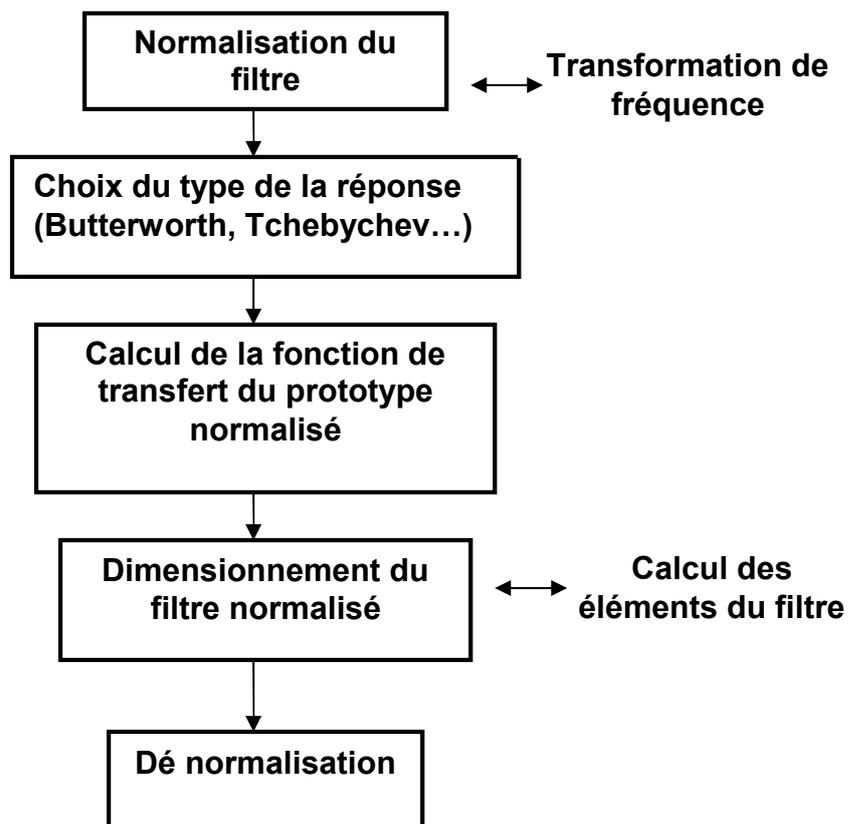


fig.2 : Organigramme général de synthèse d'un filtre.

3.3.1 Normalisation du filtre.

L'objectif de la normalisation d'un filtre est de ramener l'étude de tous les types de filtres à celle d'un passe bas pour faciliter les calculs.

Pour un filtre passe bande la normalisation se fait comme suite :

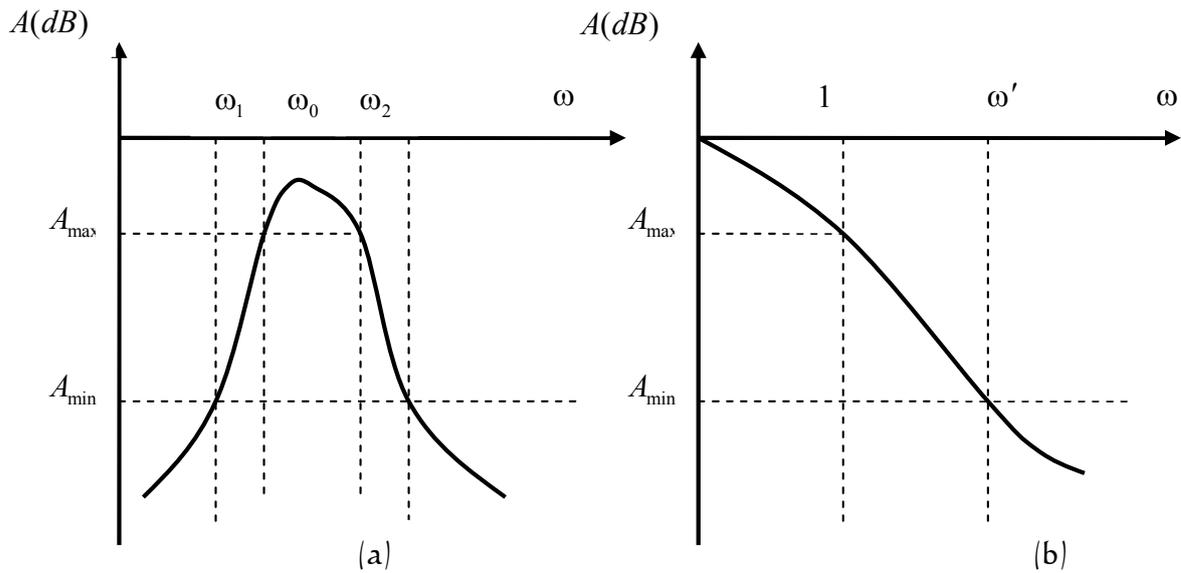


fig.3 : gabarit du filtre passe bande réel (a) et normalisé (b).

Transformation en fréquence :

$$\omega' = \frac{\omega_1'}{\Delta \omega} \left(\frac{\Delta \omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\Delta \omega} \right) \quad (3.1)$$

Avec : la bande passante relative $\Delta \omega = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$ (3.2)

la fréquence centrale $\omega_0 = \sqrt{\omega_2 \omega_1}$ (3.3)

Normalisation des composants :

On définit :

Les résistances normalisées : $R_n = \frac{R}{R_c}$ (3.4)

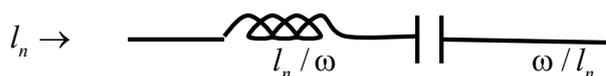
Avec R_c : résistance de charge du filtre.

Inductance et capacité unités :

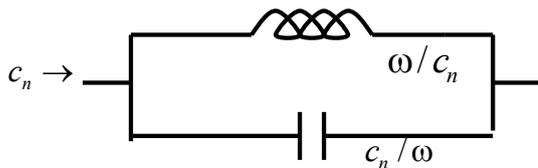
$$l_u = \frac{R_c}{\omega_0}, \quad c_u = \frac{1}{R_c \cdot \omega_0} \quad (3.5)$$

Cette transformation implique que :

L'inductance va être changée par une capacité et une inductance en série.



La capacité va être changée par une inductance et une capacité en parallèle.



3.3.2 Choix de la réponse du filtre.

Une fois le filtre normalisé, tous les filtres quels qu'ils soient se traitent de la même manière : comme un passe bas, le filtre passe bas idéal étant physiquement irréalisable, une 1^{ère} étape consiste donc à rechercher une fonction de transfert qui approche au mieux les caractéristiques imposées par le gabarit du filtre passe bas normalisé de référence.

Les approximations les plus courantes et qui donnent des réponses électriques proches de celles du gabarit sont :

- l'approximation de Tchebychev.
- L'approximation de Butterworth.

Fonction de Tchebychev :

$$T(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \cdot c_n^2(\omega)}} \quad (3.6)$$

Avec : $c_0(\omega) = 1, c_1(\omega) = \omega$

$$c_{n+1}(\omega) = 2\omega \cdot c_n(\omega) - c_{n-1}(\omega)$$

Détermination de l'ordre du filtre :

$$n \geq \frac{\arg ch \left(\sqrt{\frac{10^{-\frac{A_{\min}}{10}} - 1}{10^{-\frac{A_{\max}}{10}} - 1}} \right)}{\arg ch(\omega')} \quad (3.7)$$

Fonction de Butterworth :

$$T(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^{2n}}} \quad (3.8)$$

Détermination de l'ordre du filtre :

$$n \geq \frac{\ln \left(10^{-\frac{A_{\min}}{10}} - 1 \right)}{2 \cdot \ln(\omega')} \quad (3.9)$$

Réponse de Tchebychev :

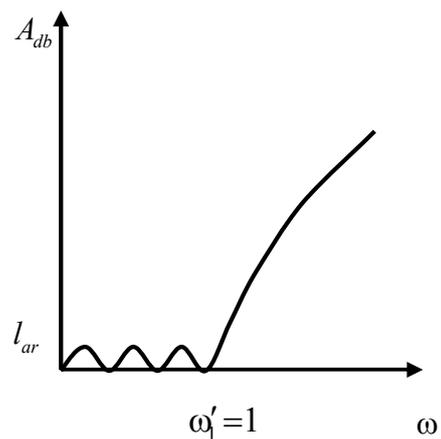


fig.4 (a)

Réponse de Butterworth :

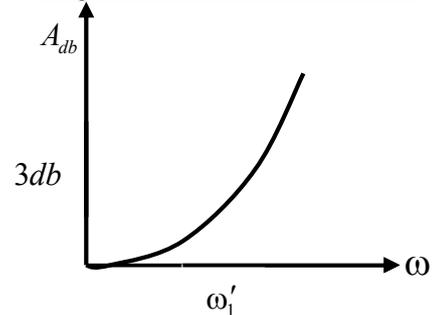


fig.4 (b)

L'approximation de Butterworth nécessite un ordre de filtre très élevé pour présenter une réjection acceptable, ce qui conduit inévitablement à un niveau de pertes important sur le filtre réel. Quant à l'approximation de Tchebychev, elle est plus couramment utilisée car elle est simple à mettre en œuvre, et présente selon l'ondulation tolérée, une réjection plus forte dans la bande atténuée pour un ordre équivalent.

3.3.3 Valeurs des éléments du filtre passe bas normalisé.

A l'origine les valeurs des éléments de chaque filtre prototype sont obtenues avec la méthode de synthèse de Darlington et d'autres. Récemment des programmes sur ordinateur ont permis d'obtenir ces valeurs sous forme de tableaux.

Les valeurs des éléments $g_0, g_1, g_2, \dots, g_n, g_{n+1}$ du filtre prototype passe bas sont définies selon le type d'approximation :

Approximation de Butterworth :

$$g_k = 2 \sin \frac{(2k-1)\pi}{2n} \rightarrow k = 1, 2, \dots, n \quad (3.10)$$

Approximation de Tchebychev :

Pour les filtres de Tchebychev ayant une réponse comme celle de la fig.4 (a) avec une ondulation (ripple) l_{ar} dans la bande passante, $g_0 = 1$ et $w_1' = 1$. Les valeurs des éléments g_k $k = (1 \rightarrow n+1)$ sont données par :

$$\left. \begin{aligned} \beta &= \ln \left(\coth \frac{l_{ar}}{17.37} \right) \\ \gamma &= \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right) \\ a_k &= \sin \left(\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right) \dots \dots \dots k = 1, 2, \dots, n \\ b_k &= \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right) \dots \dots \dots k = 1, 2, \dots, n \\ \text{ensuite} \\ g_1 &= \frac{2a_1}{\gamma} \\ g_k &= \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} \dots \dots \dots k = 2, 3, \dots, n \\ g_{n+1} &= \begin{cases} 1 \rightarrow n \text{ impair} \\ \coth^2 \left(\frac{\beta}{4} \right) \rightarrow n \text{ pair} \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

Pour une valeur de $l_{ar} = (0.01dB)$ on obtient les résultats résumés dans le tableau suivant :

Valeur de g	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6
n=1	0.0960	1.0000				
n=2	0.4488	0.4077	1.1007			
n=3	0.6291	0.9702	0.6291	1.0000		
n=4	0.7128	1.2003	1.3212	0.6476	1.1007	
n=5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7553	1.0000

3.3.4 Dé normalisation.

Dans un premier temps, il faut remplacer les valeurs des l_n et c_n du filtre prototype passe bas par les (g_k) du filtre passe bande normalisé, ainsi une inductance g_k du filtre passe bas normalisé devient pour un passe bande une inductance $\frac{g_k}{\omega}$ en série avec une capacité $\frac{\omega}{g_k}$, il faut en faire de même pour les capacités.

Une fois le filtre normalisé passe bande est réalisé, on calcule les valeurs réelles

$$L_n = l_u \frac{g_k}{\omega} = \frac{R_c g_k}{\omega_0 \omega} \quad (3.12)$$

$$C_n = c_u \frac{\omega}{g_k} = \frac{\omega}{\omega_0 g_k R_c} \quad (3.13)$$

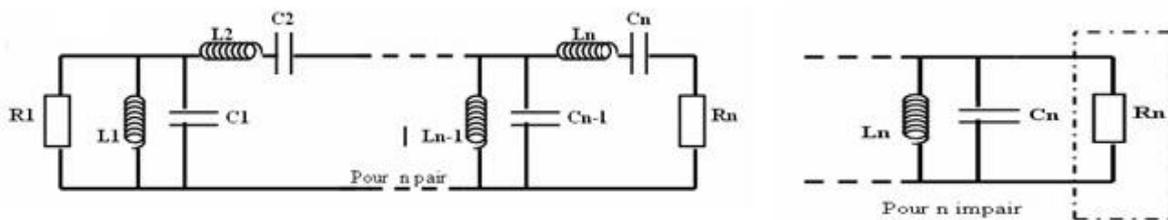


fig.5 : filtre passe bande d'ordre n.

La structure d'un filtre passe bande consiste en l'alternance entre des résonateurs séries et parallèles, un arrangement qui est difficilement réalisable en structure microonde. En filtre microondes il est plus pratique d'utiliser des structures avec un seul type de résonateurs.

3.4 Conversion d'un filtre passe bande en utilisant des inverseurs d'impédances ou d'admittances.

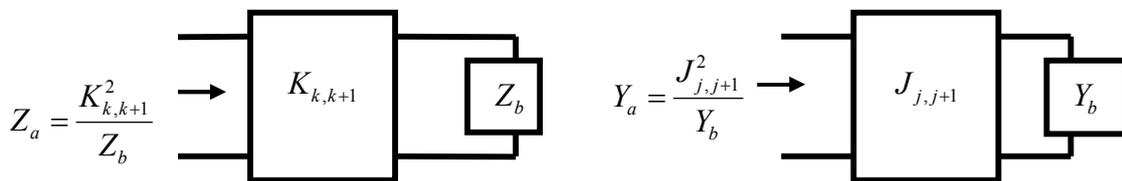
3.4.1 Définitions.

- un inverseur d'impédance idéal opère comme une ligne quart d'onde $\lambda / 4$ d'impédance caractéristique k à toutes les fréquences. Si l'impédance terminale de cet inverseur est Z_b

$$\text{donc à l'entrée on aura : } Z_a = \frac{k^2}{Z_b} \quad (3.14)$$

- Un inverseur d'admittance idéal opère comme une ligne $\lambda / 4$ d'impédance caractéristique J à toutes les fréquences. Si l'admittance de sortie de cet inverseur est Y_b on aura à l'entrée

$$Y_a = \frac{J^2}{Y_b} \quad (3.15)$$



(a) : inverseur d'impédance

(b) : inverseur d'admittance

fig.6 (a)&(b)

3.4.2 Conversion du filtre passe bande.

Du fait de la caractéristique d'inversion indiquée précédemment une inductance série avec un inverseur de chaque coté opère comme une capacité parallèle à son extrémité. Egalement une capacité parallèle avec un inverseur de chaque coté opère comme une inductance série à son extrémité.

En utilisant cette propriété, le circuit de la fig.5 peut être convertit à l'une des deux formes équivalentes fig.7 et fig.8 qui possède les mêmes caractéristiques que celles de ce dernier.

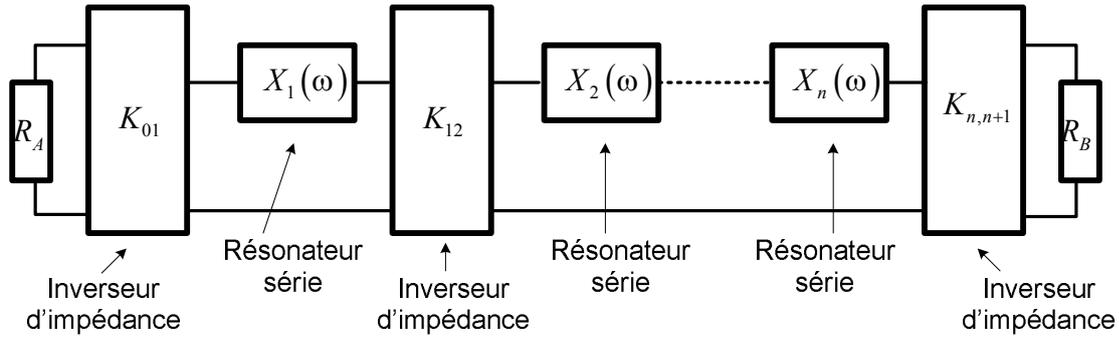


fig.7 : filtre passe bande avec des inverseurs d'impédances.

Pour le $k^{ème}$ résonateur le paramètre de pente de la réactance,

$$\alpha_k = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{\partial \chi_k(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad \text{avec : } \chi_k = l_k \omega - \frac{1}{C_k \omega} \quad (3.16)$$

$$k_{01} = \sqrt{\frac{R_A \alpha_1 \Delta \omega}{g_0 g_1 \omega'_1}} \quad (3.17)$$

$$k_{k,k+1} \Big|_{k=1 \rightarrow n-1} = \frac{\Delta \omega}{\omega'_1} \sqrt{\frac{\alpha_k \alpha_{k+1}}{g_k g_{k+1}}} \quad (3.19)$$

$$k_{n,n+1} = \sqrt{\frac{R_B \alpha_n \Delta \omega}{g_n g_{n+1} \omega'_1}} \quad (3.18)$$

$$\Delta \omega = \text{bande passante relative} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

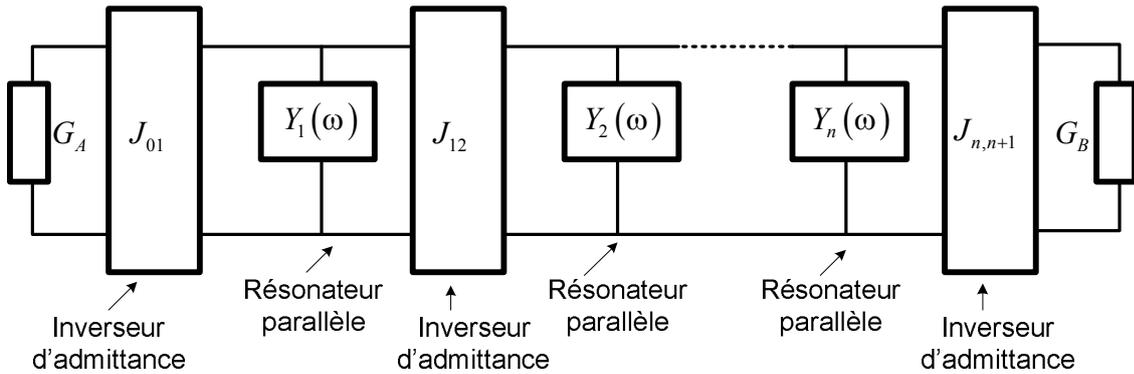


fig.8 : filtre passe bande avec des inverseurs d'admittances.

Pour le $J^{ème}$ résonateur, le paramètre de pente de la susceptance est donné

dans [9] par :

$$b_j = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{\partial B_j(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (3.20)$$

$$J_{01} = \sqrt{\frac{G_A b_1 \Delta \omega}{g_0 g_1 \omega'_1}} \quad (3.21)$$

$$J_{j,j+1} \Big|_{j=1 \rightarrow n-1} = \frac{\Delta \omega}{\omega'_1} \sqrt{\frac{b_j b_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} \quad (3.23)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{G_B b_n \Delta \omega}{g_n g_{n+1} \omega'_1}} \quad (3.22)$$

$$\Delta \omega = \text{bande passante relative} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

Remarque :

Pour un filtre passe bande ayant les paramètres du prototype passe bas g_0, g_1, \dots, g_{n+1} et ω'_1 , les paramètres de pente $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ peuvent être choisis arbitrairement de sorte à obtenir des valeurs d'impédances réalisables dans la technologie employée. De même R_A, R_B et la bande passante relative $\Delta\omega$ peuvent être choisies de façon à satisfaire les valeurs désirées.

La forme désirée de la réponse est alors assurée en spécifiant les paramètres d'inverseurs quart d'onde $k_{01}, k_{12}, \dots, k_{n,n+1}$.

Si on utilise des éléments localisés (l, c) pour les résonateurs, et si les inverseurs d'impédances ne sont pas sensibles à la fréquence. Les équations : $k_{01}, k_{12}, \dots, k_{n,n+1}$ seront exactes peu importe la valeur de la bande passante relative ω du filtre.

Cependant, comme les inverseurs utilisés dans la pratique sont sensibles à la fréquence et comme les résonateurs utilisés sont généralement pas en éléments localisés, ces équations présentent une meilleure approximation dans le cas des bandes de fréquences étroites, et dans certains cas, on peut obtenir de bon résultats pour des bandes passantes relatives allant jusqu'à 20%, en utilisant des résonateurs demi onde ($\lambda / 2$) et 40% pour des résonateurs ($\lambda / 4$).

Nous venons de voir la méthode de synthèse des filtres en général et celle d'un passe bande en particulier, dans ce qui suit, nous allons nous intéresser aux filtres de notre chaîne d'émission/réception, ainsi, le filtre F2 doit avoir une atténuation très forte dans la bande RX. De la sorte, il coupe tout signal parasite pouvant par exemple provenir d'un produit d'intermodulation issu de la chaîne TX, qui pourrait passer dans la chaîne RX et venir perturber gravement la réception. De même, afin de garantir une réflexion totale des signaux TX issus des accès 2 et 3 de C1, il est indispensable d'avoir des filtres F1 ayant une forte atténuation, et donc une réflexion importante dans la bande TX. Aussi nous utilisons des filtres présentant des zéros de transmission. De plus, comme les bandes TX et RX sont relativement proches, ce type de fonction de filtrage permet d'avoir une bonne isolation entre les chaînes RX et TX.

Pour ce, nous avons opté pour un filtre DBR (dual behavior resonator) qui répond parfaitement à notre problématique et dont nous allons présenter la synthèse.

3.5 Filtre à bande étroite utilisant des résonateurs à comportement dual (filtres DBR).

3.5.1 Topologie dual behavior resonators.

L'utilisation de topologie à zéro de transmission apparaît comme une solution intéressante pour avoir une très forte réjection au voisinage de la bande passante. Dans cette optique, nous utilisons une topologie récente appelée « dual behavior resonators (DBR) », ainsi que sa synthèse associée, toutes deux développées au LEST par C.Quendo, topologie plutôt à bande étroite.

3.5.2 Principe du résonateur DBR.

DBR est le terme générique désignant un résonateur à comportement dual. Un résonateur DBR est l'association de deux structures coupes bandes en parallèles de même nature généralement mais présentant des caractéristiques électriques différentes. La structure coupe bande peut être un stub uniforme ou à saut d'impédance présentant des terminaisons en circuit ouvert ou en court circuit, ce peut être une structure planaire ou volumique, chaque résonateur synthétise deux zéros de transmission, un de chaque côté de la bande passante. De plus, ces zéros de transmission sont totalement indépendants les uns des autres, et peuvent facilement être placés aux fréquences nécessitant une forte atténuation. Ces résonateurs sont couplés au moyen de lignes quart d'onde.

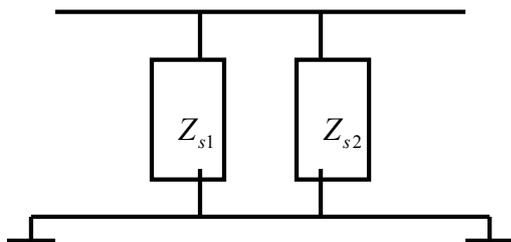


fig. 9: structure de base d'un DBR.

$$Z_{eq} = \frac{Z_{s1} Z_{s2}}{Z_{s1} + Z_{s2}} \quad (3.24)$$

Si on considère les impédances ramenées des structures coupes bandes Z_{s1} et Z_{s2} . L'impédance équivalente Z_{eq} sur la ligne d'entrée-sortie indique que cette structure possède deux zéros de transmission (lorsque $Z_{s1} = 0$ ou $Z_{s2} = 0$) et un pôle (quand $Z_{s1} = -Z_{s2}$) d'où le comportement dual, effectivement le DBR est à la fois coupe bande et passe bande.

La finalité du DBR est d'accentuer la réjection aux abords de la bande passante, En effet l'utilisation de structures à zéros de transmission permet d'obtenir de fortes réjections tout en conservant un filtre d'ordre restreint. Ceci induit un gain en termes de taille et de pertes d'insertion.

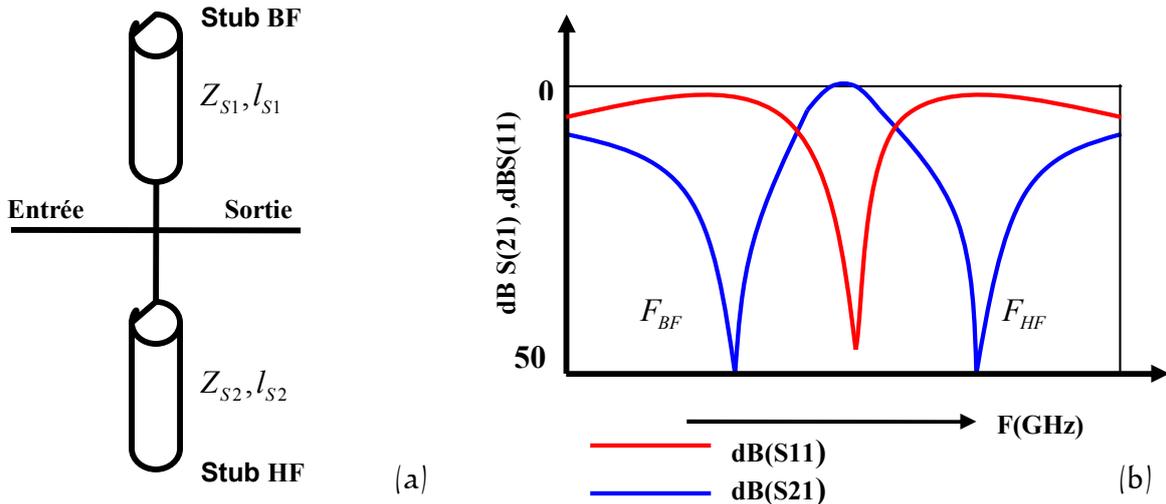


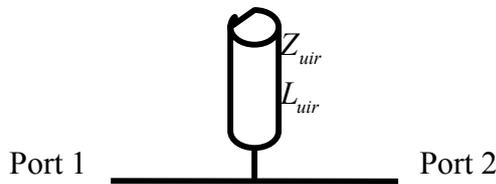
fig.10 : (a) : structure d'un DBR à base de stubs uniformes planaires (b) : réponse en fréquence

3.5.3 Propriétés d'un filtre DBR.

Un filtre DBR d'ordre N est constitué de N résonateurs (soit $2*N$ stubs) reliés entre eux par $N-1$ inverseurs quart d'onde, ainsi que de deux inverseurs en entrée et sortie. La réponse en fréquence d'un tel filtre est caractérisée par N pôles dans la bande passante, N zéros de transmission dans la bande atténuée inférieure et supérieure.

Grâce aux paramètres liés aux stubs le DBR permet un contrôle indépendant et simultané des différentes caractéristiques de la réponse en fréquence (la fréquence centrale, la bande passante et les bandes atténuées (supérieure et inférieure))

3.5.4 Synthèse d'un filtre DBR à stubs uniformes en CO.



L'impédance d'entrée est donnée par :

$$Z_{in} = Z_{uir} \frac{Z_t + jZ_{uir} \operatorname{tg} \theta}{Z_{uir} + jZ_t \operatorname{tg} \theta} \Leftrightarrow \frac{Z_{in}}{Z_{uir}} = \frac{Z_t}{jZ_t \operatorname{tg} \theta} = -j \cot \theta = -j \cot \beta_{uir} l_{uir} \quad (3.25)$$

avec $Z_t \rightarrow \infty$

$$\text{Pour un zéro de transmission } Z_{in} = 0 \Rightarrow -j \cot(\beta l) = 0 \Rightarrow \beta l = \frac{\pi}{2} + n\pi \quad (3.26)$$

Et $n=0$ pour le 1^{er} zéro de transmission.

$$\beta_{uir} l_{uir} = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \frac{2\pi f_{zuir}}{c} l_{uir} = \frac{\pi}{2} \Rightarrow l_{uir} = \frac{c}{4f_{zuir}} \quad (3.27)$$

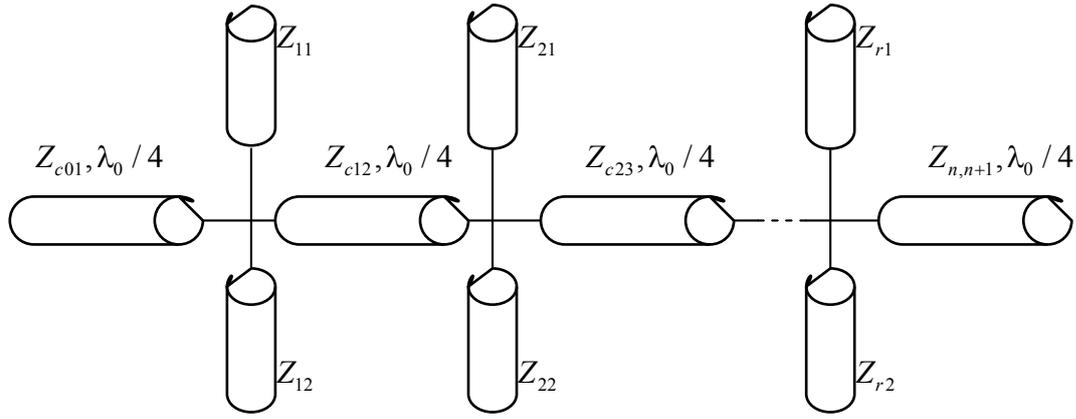


fig.II : schéma d'un DBR d'ordre n.

La topologie DBR utilisant deux structures coupes bandes mises en parallèles, l'impédance d'entrée d'un résonateur peut être donnée par :

$$Z_{e,r} = \frac{Z_{s1,r} Z_{s2,r}}{Z_{s1,r} + Z_{s2,r}} \quad (3.28)$$

$$1 \leq r \leq n$$

$Z_{s1,r}$ est l'impédance d'entrée de la 1^{ère} structure coupe bande,

$Z_{s2,r}$ est l'impédance d'entrée de la 2^{ème} structure coupe bande,

c La vitesse de la lumière, et

r Le numéro du résonateur.

$$Z_{s1,r} = \frac{1}{jtg\theta_{r1}} = -jcotg\theta_{r1} \quad (3.29)$$

$$Z_{s2,r} = \frac{1}{jtg\theta_{r2}} = -jcotg\theta_{r2} \quad (3.30)$$

Dans (3.28) si $Z_{s1,r}$ ou $Z_{s2,r}$ sont nulles, nous obtenons un zéro de transmission. Pour définir la position en fréquence du zéro basse fréquence (Bf) la constante k_{r1} est introduite. Cette constante définit le facteur multiplicateur pour la fréquence de résonance en donnant la fréquence du zéro (Bf). Egalement, dans le cas du zéro (Hf) la constante k_{r2} est définie.

$$Z_{s1,r} = 0 \quad (\text{À la fréquence } f_0 k_{r1})$$

$$\Rightarrow cotg\theta_{r1} = 0 \Rightarrow \frac{\cos\theta_{r1}}{\sin\theta_{r1}} = 0 \Rightarrow \theta_{r1} = \frac{\pi}{2} + n\pi$$

Pour le 1^{er} zéro de transmission $\rightarrow n = 0$

$$\theta_{r1} = \beta_{r1} l_{r1} = \frac{2\pi f_{zuir}}{c} l_{r1} = \frac{2\pi (f_0 k_{r1})}{c} l_{r1} = \frac{\pi}{2} \quad (3.31)$$

$$l_{r1} = \frac{c}{4 f_0 k_{r1}} = \frac{\lambda_0}{4 k_{r1}} \quad (3.32)$$

Même chose pour

$$\theta_{r_2} = \beta_{r_2} l_{r_2} = \frac{\pi}{2} \Rightarrow l_{r_2} = \frac{c}{4 f_0 k_{r_2}} = \frac{\lambda_0}{4 k_{r_2}} \quad (3.33)$$

Où f_0 : fréquence de résonance

$f_0 k_{r_1}$: est la fréquence du zéro en Bf

$f_0 k_{r_2}$: est la fréquence du zéro en Hf

Lorsque l'impédance d'entrée est égale à zéro à la fréquence correspondante, la condition de recombinaison constructive doit être satisfaite à la fréquence de résonance. Pour la satisfaire à partir de (4.29) le dénominateur ($Z_{s1,r} + Z_{s2,r}$) doit être égal à zéro à la fréquence de résonance.

$$Z_{s1,r} + Z_{s2,r} = 0 \quad (\text{À la fréquence } f_0) \Rightarrow$$

$$\frac{Z_{r1}}{j \operatorname{tg} \theta_{r1}} + \frac{Z_{r2}}{j \operatorname{tg} \theta_{r2}} = \frac{j(Z_{r1} \operatorname{tg} \theta_{r2} + Z_{r2} \operatorname{tg} \theta_{r1})}{-\operatorname{tg} \theta_{r1} \operatorname{tg} \theta_{r2}} = 0 \Rightarrow$$

$$(Z_{r1} \operatorname{tg} \theta_{r2} + Z_{r2} \operatorname{tg} \theta_{r1}) = 0 \Rightarrow \frac{Z_{r1}}{Z_{r2}} = -\frac{\operatorname{tg} \theta_{r1}}{\operatorname{tg} \theta_{r2}} \Rightarrow Z_{r1} = -Z_{r2} \frac{\operatorname{tg} \theta_{r1}}{\operatorname{tg} \theta_{r2}} \quad (3.34)$$

$$\text{Avec} \quad \theta_{r1} = \beta_0 l_{r1} \Rightarrow \beta_0 = \frac{2\pi f_0}{c} \quad (3.35)$$

Finalement, une deuxième relation indépendante entre Z_{r1} et Z_{r2} est obtenue en calculant le paramètre de pente de la susceptance.

$$b_r = \left. \frac{\omega_0}{2} \frac{\partial B(\omega)}{\partial \omega} \right)_{\omega=\omega_0} \quad (3.36)$$

Avec $B(\omega)$: la susceptance (partie imaginaire de l'admittance) du résonateur.

$$B(\omega) = \operatorname{Im} \left(\frac{y}{y_0} \right) = \operatorname{Im} \left\{ Z_0 \left(\frac{Z_{s1,r} + Z_{s2,r}}{Z_{s1,r} Z_{s2,r}} \right) \right\} \quad (3.37)$$

$$B(\omega) = Z_0 \frac{P(\omega)}{Q(\omega)} \quad (3.38)$$

$$\left. \frac{\partial B(\omega)}{\partial \omega} \right)_{\omega=\omega_0} = Z_0 \frac{\frac{\partial P(\omega_0)}{\partial \omega} Q(\omega_0) - P(\omega_0) \frac{\partial Q(\omega_0)}{\partial \omega}}{Q^2(\omega_0)} \quad (3.39)$$

Cependant, pour satisfaire la condition de recombinaison constructive $P(\omega_0) = 0$

$$\left. \frac{\partial B(\omega)}{d\omega} \right)_{\omega = \omega_0} = Z_0 \frac{\frac{\partial P(\omega_0)}{\partial \omega}}{Q(\omega_0)} \quad (3.40)$$

$$P(\omega) = \frac{-j(Z_{r1} \operatorname{tg}\theta_{r2} + Z_{r2} \operatorname{tg}\theta_{r1})}{\operatorname{tg}\theta_{r1} \operatorname{tg}\theta_{r2}} \quad (3.41)$$

$$\text{Avec : } \operatorname{tg}\theta = \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right) = \operatorname{tg}\left(2\pi f \frac{l}{c}\right) = \operatorname{tg}\left(\omega \frac{l}{c}\right) \Rightarrow \frac{\partial}{\partial \omega} \operatorname{tg}\theta = \frac{l}{c} (1 + \operatorname{tg}^2\theta)$$

$$\frac{\partial P(\omega)}{\partial \omega} = - \frac{\left[Z_{r1} \frac{l_{r2}}{c} (1 + \operatorname{tg}^2\theta_{r2}) + Z_{r2} \frac{l_{r1}}{c} (1 + \operatorname{tg}^2\theta_{r1}) \right] \operatorname{tg}\theta_{r1} \operatorname{tg}\theta_{r2}}{\operatorname{tg}^2\theta_{r1} \operatorname{tg}^2\theta_{r2}} - \frac{\left[\frac{l_{r1}}{c} (1 + \operatorname{tg}^2\theta_{r1}) \operatorname{tg}\theta_{r2} + \frac{l_{r2}}{c} (1 + \operatorname{tg}^2\theta_{r2}) \operatorname{tg}\theta_{r1} \right] (Z_{r1} \operatorname{tg}\theta_{r2} + Z_{r2} \operatorname{tg}\theta_{r1})}{\operatorname{tg}^2\theta_{r1} \operatorname{tg}^2\theta_{r2}}$$

$$\frac{\partial P(\omega)}{\partial \omega} = - \frac{(1 + \operatorname{tg}^2\theta_{r2}) \left[Z_{r1} \frac{l_{r2}}{c} \operatorname{tg}\theta_{r1} \operatorname{tg}\theta_{r2} - Z_{r1} \frac{l_{r2}}{c} \operatorname{tg}\theta_{r1} \operatorname{tg}\theta_{r2} - Z_{r2} \frac{l_{r2}}{c} \operatorname{tg}^2\theta_{r1} \right]}{\operatorname{tg}^2\theta_{r1} \operatorname{tg}^2\theta_{r2}} + \frac{(1 + \operatorname{tg}^2\theta_{r1}) \left[Z_{r2} \frac{l_{r1}}{c} \operatorname{tg}\theta_{r1} \operatorname{tg}\theta_{r2} - Z_{r2} \frac{l_{r1}}{c} \operatorname{tg}\theta_{r1} \operatorname{tg}\theta_{r2} - Z_{r1} \frac{l_{r1}}{c} \operatorname{tg}^2\theta_{r2} \right]}{\operatorname{tg}^2\theta_{r1} \operatorname{tg}^2\theta_{r2}}$$

$$\frac{\partial P(\omega)}{\partial \omega} = \frac{(1 + \operatorname{tg}^2\theta_{r2}) \left(Z_{r2} \frac{l_{r2}}{c} \operatorname{tg}^2\theta_{r1} \right) + (1 + \operatorname{tg}^2\theta_{r1}) \left(Z_{r1} \frac{l_{r1}}{c} \operatorname{tg}^2\theta_{r2} \right)}{\operatorname{tg}^2\theta_{r1} \operatorname{tg}^2\theta_{r2}} \quad (3.42)$$

$$Q(\omega_0) = Z_{s1,r} Z_{s2,r} = - \frac{Z_{r1} Z_{r2}}{\operatorname{tg}\theta_{r1} \operatorname{tg}\theta_{r2}} \quad (3.43)$$

$$\frac{\partial B(\omega)}{d\omega} = Z_0 \frac{\frac{\partial P(\omega_0)}{\partial \omega}}{Q(\omega_0)} = -Z_0 \frac{Z_{r2} \frac{l_{r2}}{c} \operatorname{tg}^2\theta_{r1} (1 + \operatorname{tg}^2\theta_{r2}) + Z_{r1} \frac{l_{r1}}{c} \operatorname{tg}^2\theta_{r2} (1 + \operatorname{tg}^2\theta_{r1})}{Z_{r1} Z_{r2} \operatorname{tg}\theta_{r1} \operatorname{tg}\theta_{r2}} \quad (3.44)$$

Sachant que $Z_{r1} = -Z_{r2} \frac{tg\theta_{r1}}{tg\theta_{r2}}$ on aura :

$$\frac{\partial B(\omega)}{d\omega} = -Z_0 \frac{\left(Z_{r2} \frac{l_{r2}}{c} tg^2\theta_{r1} (1+tg^2\theta_{r2}) - Z_{r2} \frac{l_{r1}}{c} tg\theta_{r1} tg\theta_{r2} (1+tg^2\theta_{r1}) \right)}{-Z_{r2}^2 tg^2\theta_{r1}} \quad (3.45)$$

D'autre part :

$$b_r = \frac{\omega_0}{2} \frac{\partial B(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \Rightarrow \frac{2b_r}{\omega_0} = \frac{\partial B(\omega)}{d\omega} \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \frac{b_r}{\pi f_0 Z_0} &= \frac{\frac{l_{r2}}{c} tg^2\theta_{r1} (1+tg^2\theta_{r2}) - \frac{l_{r1}}{c} tg\theta_{r1} tg\theta_{r2} (1+tg^2\theta_{r1})}{Z_{r2}^2 tg^2\theta_{r1}} \\ \Rightarrow Z_{r2} &= \frac{\pi Z_0}{b_r} \left(f_0 \frac{l_{r2}}{c} (1+tg^2\theta_{r2}) - \frac{f_0 \frac{l_{r1}}{c} tg\theta_{r2} (1+tg^2\theta_{r1})}{tg\theta_{r1}} \right) \end{aligned} \quad (3.47)$$

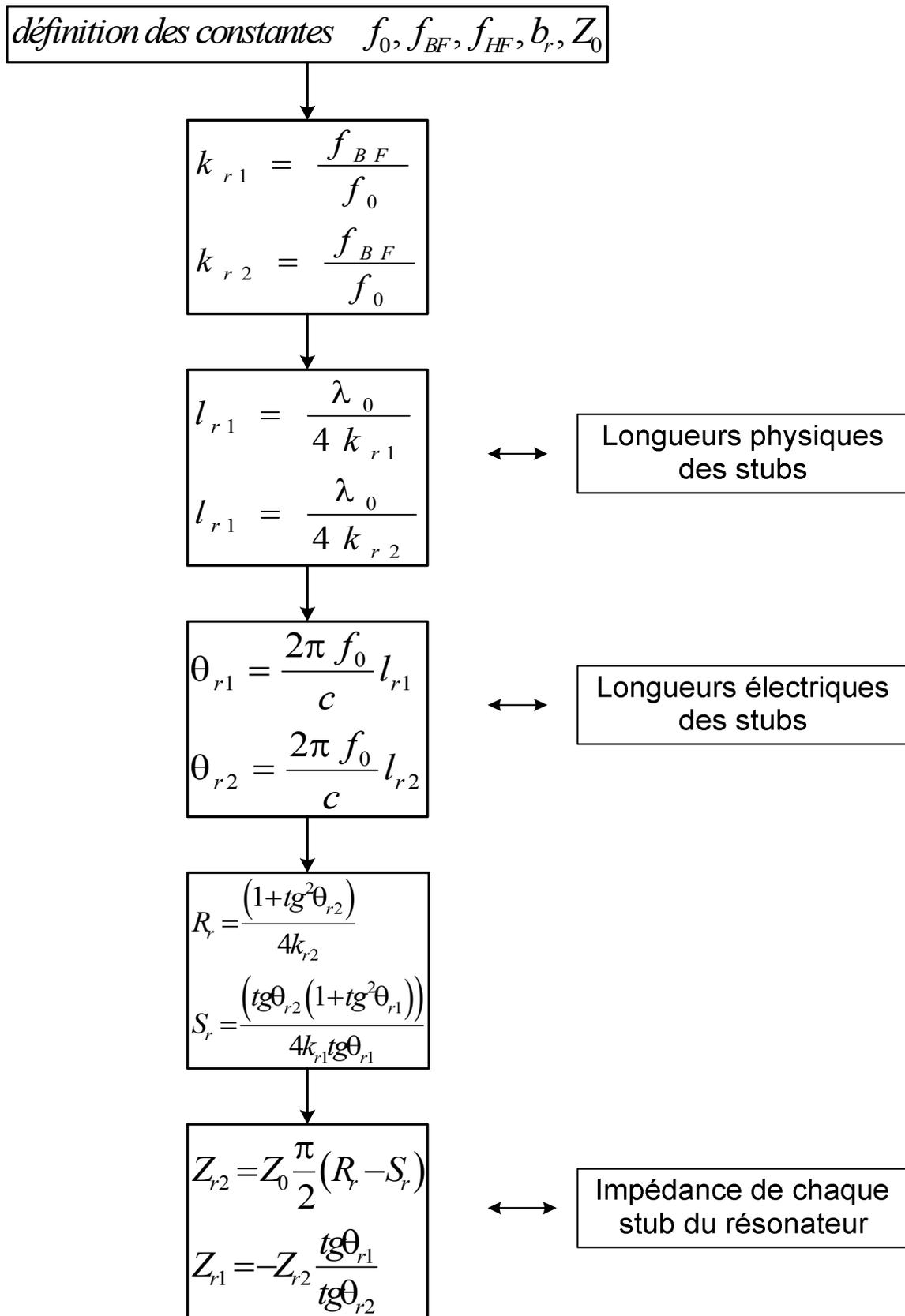
Avec : $f_0 = \frac{f_{Bf}}{k_{r1}} = \frac{f_{Hf}}{k_{r2}}$ et

$$\begin{aligned} f_{Hf} = \frac{c}{4l_{r2}}, f_{Bf} = \frac{c}{4l_{r1}} \Rightarrow f_0 &= \begin{cases} \frac{c}{4k_{r1}l_{r1}} \\ \frac{c}{4k_{r2}l_{r2}} \end{cases} \\ \Rightarrow Z_{r2} &= \frac{\pi Z_0}{b_r} \left(\frac{(1+tg^2\theta_{r2})}{4k_{r2}} - \frac{tg\theta_{r2} (1+tg^2\theta_{r1})}{4k_{r1}tg\theta_{r1}} \right) \\ \Rightarrow Z_{r2} &= Z_0 \frac{\pi}{b_r} (R_r - S_r) \end{aligned} \quad (3.48)$$

$$\text{Avec : } R_r = \frac{(1+tg^2\theta_{r2})}{4k_{r2}} \quad (3.49)$$

$$S_r = \frac{tg\theta_{r2} (1+tg^2\theta_{r1})}{4k_{r1}tg\theta_{r1}} \quad (3.50)$$

Finally, the synthesis formulas of a dual-behavior resonator are represented in the following flowchart :



Un formalisme classique comme dans [11] peut être utilisé pour trouver les valeurs des inverseurs, le résonateur étant défini par le coefficient b_r , on peut alors calculer les impédances caractéristiques $Z_{c_j, j+1}$ des inverseurs d'admittance quart d'onde, suivant la procédure définie dans [9]

$$\frac{Z_{c_j, j+1}}{Z_0} = \frac{1}{J_{j, j+1}} \quad (3.51)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} J_{01} = \sqrt{\frac{G_A b_1 \Delta\omega}{g_0 g_1 \omega'_1}} \\ J_{n, n+1} = \sqrt{\frac{G_B b_n \Delta\omega}{g_n g_{n+1} \omega'_1}} \end{cases} \quad \begin{cases} J_{j, j+1} \Big|_{j=1 \rightarrow n-1} = \frac{\Delta\omega}{\omega'_1} \sqrt{\frac{b_j b_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} \\ \Delta\omega = \text{bande passante relative} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \end{cases}$$

Dans ces formules les coefficients g_j sont ceux de Tchebychev du prototype passe bas équivalent et qui définissent l'ondulation dans la bande passante. Le paramètre ω'_1 est la fréquence de coupure du filtre passe bas prototype, et les G_A et G_B sont les conductances terminales du circuit. Quant à $\Delta\omega$, elle est définie comme la bande passante relative.

L'utilisation des inverseurs d'admittances implique que les coefficients b_j deviennent des constantes sans dimension. On a ainsi introduit un paramètre configurable, qui peut être choisi arbitrairement de sorte à obtenir des valeurs d'impédances caractéristiques réalisables dans la technologie utilisée.

La synthèse est maintenant complète et peut être utilisée pour la conception d'un filtre d'ordre (n) avec deux bandes atténuées indépendantes composées de (n) zéros de transmission comme l'illustre la figure suivante :

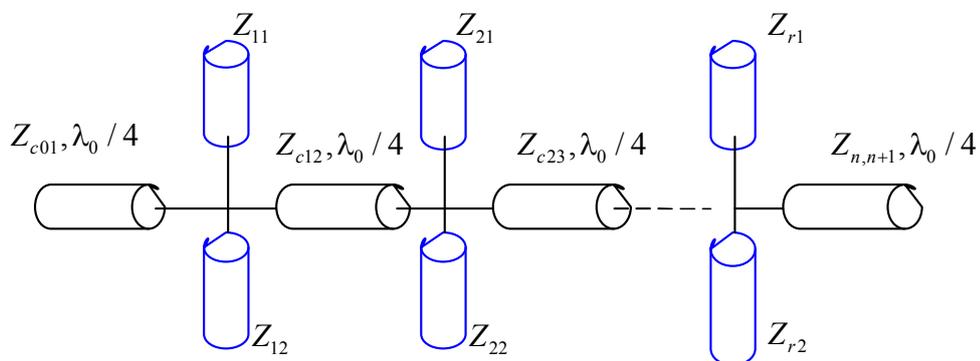


fig.12 : schéma électrique d'un filtre passe bande DBR d'ordre « n »

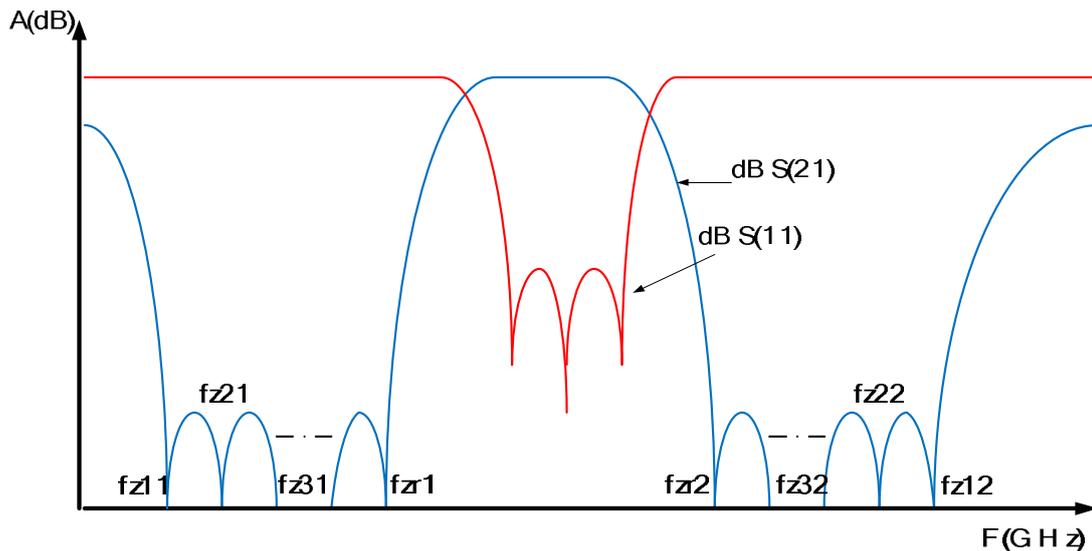


fig.13 : réponse électrique d'un filtre passe bande DBR d'ordre « n »

3.6 Résumé et conclusion.

Typiquement, l'implémentation des filtres planaires peut se faire à partir de la procédure de synthèse donnée par Matthaei [9]. Le point de départ de cette procédure est un prototype passe-bas dans lequel des inverseurs sont introduits de façon à obtenir un circuit avec des résonateurs identiques et sans alterner des résonateurs séries et parallèles. Ensuite, la transformation classique passe-bas / passe-bande est appliquée pour obtenir un filtre passe-bande à éléments localisés.

Comme la fabrication des éléments localisés aux fréquences micro-ondes est difficile, l'implémentation de filtres à éléments distribués est préférée.

Parmi les nombreuses topologies de filtres passe-bande existantes dans la littérature, il s'agissait de trouver celle qui propose le meilleur compromis pour remplir les spécifications de notre application, l'utilisation de la topologie de filtre passe bande à résonateur DBR, structure qui augmente la réjection dans la bande atténuée alors que les zéros de transmission sont placés de sorte à contrôler la largeur de cette dernière, et où la fréquence de résonance est assurée par une condition de recombinaison constructive.

Le principal inconvénient du DBR est la présence de remontées parasites de chaque côté de la bande passante, dues à diverses recombinaisons constructives et aux résonances propres de chaque stub. Ce point faible peut cependant être solutionné en utilisant d'autres techniques [12] telles :

- La technique dite filtre dans le filtre.
- Utilisation des stubs à saut d'impédance (SIR).

Chapitre IV

Conception des composants de la chaîne RF

4.1 Les moyens de conception des composants hyperfréquences.

L'utilisation d'outils de simulation pour la modélisation et la caractérisation est indispensable à la conception de composants hyperfréquences. Le besoin d'outils de conception efficaces et précis est de plus en plus fort. Leur aptitude à prévoir avec précision et efficacité le comportement réel du circuit va permettre de sécuriser le développement, limiter le nombre de prototypes et par conséquent un gain en terme de temps et d'argent.

Durant la phase de simulation, nous avons eu recours à différents logiciels. Dans un premier temps un logiciel de simulation de type « circuit » logiciel **ADS** (*Advanced Design System*) d'Agilent (version 2008) est utilisé pour décrire le comportement électrique de la structure (à partir de la bibliothèque des modèles) et générer un masque (layout) qui intègre les paramètres géométriques sous la forme d'un schéma. Cette première simulation est primordiale mais ne prend pas en compte tous les phénomènes (couplage électromagnétique parasites, influence des discontinuités, rayonnement, etc.).

Deux logiciels de simulation électromagnétique **HFSS** (*High Frequency Structure Simulator*) d'Ansoft et **Momentum** d'Agilent (incorporé dans ADS) sont alors utilisés pour prendre en compte tous les phénomènes mis en jeu. Puis par itération successives, on affine le masque afin de corriger les inévitables différences et obtenir ainsi un résultat de simulation électromagnétique répondant aux spécifications. Cette partie est de loin la plus fastidieuse compte tenu des temps de calculs importants associés à une simulation électromagnétique. C'est la raison pour laquelle, la simulation initiale à partir d'un outil circuit doit être la plus précise possible.

Le terme de simulation électromagnétique implique la résolution numérique des équations de Maxwell pour les champs électromagnétiques pour une structure donnée placée dans un environnement spécifié (conditions aux limites). Compte tenu qu'il n'existe pas de solutions analytiques des équations de Maxwell (excepté pour des cas simples), de nombreuses techniques numériques ont été développées au cours de ces deux dernières décennies afin de les résoudre.

Le calcul des champs peut être effectué soit dans le domaine temporel (quand la réponse est obtenue en fonction du temps) ou soit dans le domaine fréquentiel (quand la solution est obtenue pour une excitation sinusoïdale dans une plage de fréquences spécifiée). Parmi les techniques de résolution dans le

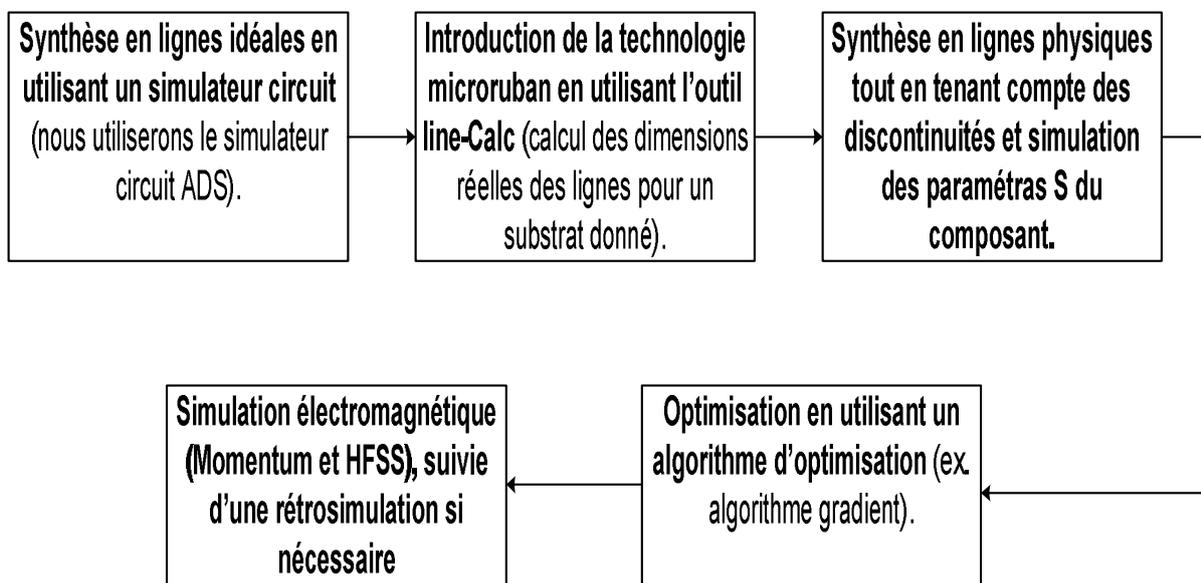
domaine temporel, l'approche la plus couramment utilisée est la méthode des différences finies (FDTD, *Finite Difference Time Domain*). Il existe également la méthode TLM (*Transmission Line Matrix*). Pour la simulation fréquentielle, à laquelle nous avons eu recours durant ce projet, les techniques les plus couramment utilisées sont la méthode des éléments finis (FEM, *Finite Element Method*) et la résolution des équations intégrales par la méthode des moments (MoM, *Method of Moments*). Pour ce, nous avons à notre disposition les logiciels suivant :

HFSS qui est un logiciel de simulation 3D très puissant pouvant répondre à tous les cas de figure dans la limite de la mémoire disponible, en effet il effectue un maillage (à partir de tétraèdres) de l'intégralité de la structure et calcule les équations de Maxwell complètes aux sommets de ses polygones en se basant sur la Méthode des Éléments Finis (MEF).

Momentum plus rapide qu'un simulateur 3D offrant une approximation correcte, simulateur dit 2,5D qui calcule les champs d'une structure en maillant toute la surface métallique en triangles ou carrés et en prenant en compte les caractéristiques du substrat (hauteur h , permittivité relative ϵ_r), les exemples typiques d'utilisation du simulateur 2,5D sont les structures planaires telles que les circuits microrubans, les circuits coplanaires, les antennes patch, et les structures générales multicouches contenant des conducteurs de type planaire.

4.2 Démarche de conception du coupleur à branches 3dB/90°.

La démarche à suivre pour concevoir un composant en microruban dans le domaine des hyperfréquences est décrite dans cet organigramme :



A partir du cahier des charges de notre chaîne d'émission/réception chapitre1, on déduit celui du 1^{er} coupleur à branches C1.

4.2.1 Cahier des charges du coupleur C1.

- Facteur de couplage $C=3\text{dB}$. Le déphasage entre l'accès 2 et 3 est de 90° .
- La bande passante du coupleur C1 : $\Delta f = f_2 - f_1 = (2.17 - 1.92)\text{GHz} = 0.25\text{GHz}$
- La fréquence centrale : $f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} = 2.045\text{GHz}$
- Le coupleur sera réalisé sur un substrat en verre époxy (permittivité relative $\epsilon_r = 4.8$, hauteur $h = 1.6\text{mm}$ et pertes diélectriques $\text{tg}(\delta) = 0.02$) sur lequel une couche de cuivre est déposée sur les deux faces (d'épaisseur $t = 35\mu\text{m}$ et de conductivité $\sigma = 5,88.10^8\text{S/m}$).

4.2.2 Synthèse du coupleur en lignes physiques.

Les formules d'analyse et de synthèse les plus précises sont dues à E.O.Hammerstad, publiées en 1975 et qui utilisent les paramètres suivants :

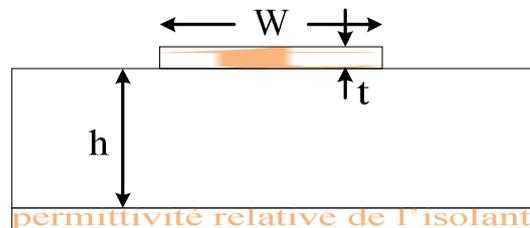
Z_c : impédance caractéristique de la ligne

W : largeur de la piste

t : épaisseur de la piste

h : épaisseur du diélectrique

ϵ : permittivité relative de l'isolant



Formules de synthèse

Un premier jeu d'équations permet de calculer le rapport W/h correspondant à une impédance Z_0 donnée. Pour une meilleure précision on utilise deux équations différentes selon la valeur de W/h

$$\frac{W}{h} < 2 \quad \frac{W}{h} = \frac{8 \exp A}{\exp(2A) - 2}$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)}$$

$$\frac{W}{h} > 2 \quad \frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\}$$

$$\text{avec} \quad B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Formules d'analyse.

$$\epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) - \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(\left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 + \frac{w}{h}\right)^2 \right) \text{ si } \frac{w}{h} < 1$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) - \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \text{ si } \frac{w}{h} > 1$$

$$Z_c = \frac{Z_0}{2\pi \sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \text{ si } \frac{w}{h} < 1$$

$$Z_c = \frac{Z_0}{2\pi \sqrt{\epsilon_{eff}}} \left(\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.44 \right) \right)^{-1} \text{ si } \frac{w}{h} > 1$$

Pour déterminer les caractéristiques physiques des lignes microrubans du coupleur à branches C1, nous utilisons l'outil « Line-Calc » implanté dans ADS, c'est un programme de synthèse et d'analyse qui permet le calcul des paramètres électriques et physiques des lignes de transmission telles que:

Ligne microruban, ligne triplaque, guide d'onde coplanaire, ligne à fente... etc.

Les valeurs des impédances des lignes microrubans du coupleur C1 sont

$$z_1 = z_0 = 50 \text{ Ohm}, z_2 = \frac{z_0}{\sqrt{2}} = 35.35 \text{ Ohm}.$$

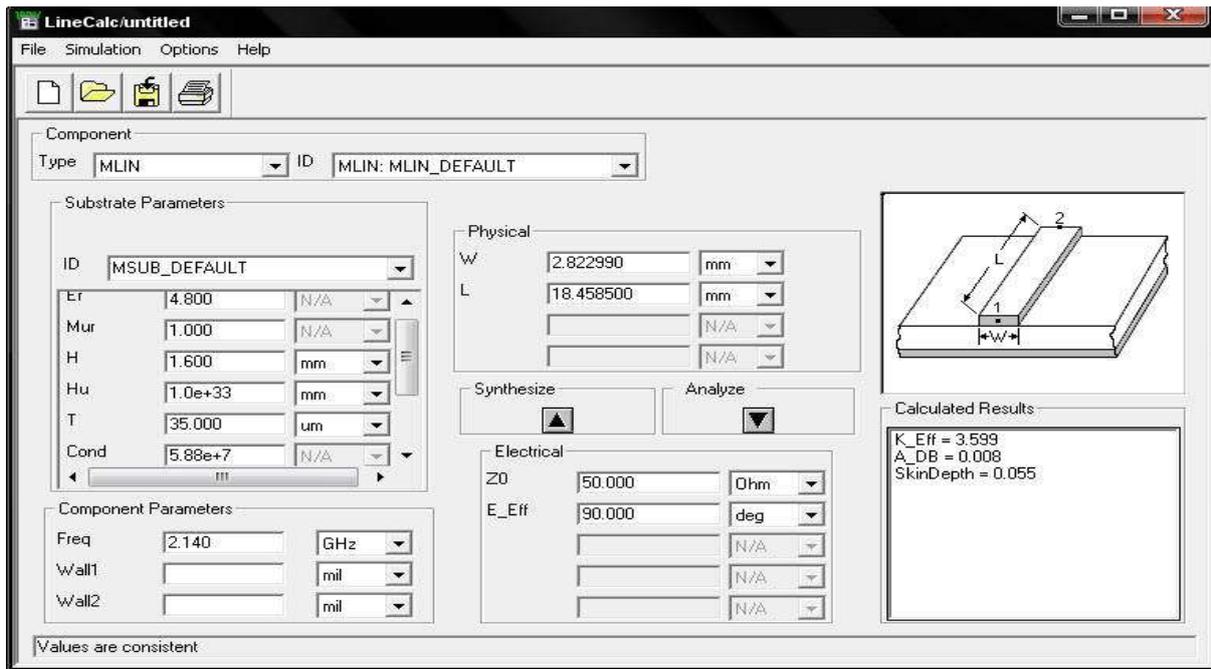


fig.1 : calcul des grandeurs physiques des lignes gravées sur le substrat.

- Nous obtenons pour l_{35} $\begin{cases} w = 4.88 \text{ mm} \\ l = 18.78 \text{ mm} \end{cases}$ et pour l_{50} $\begin{cases} w = 2.82 \text{ mm} \\ l = 19.32 \text{ mm} \end{cases}$

Ensuite sur une nouvelle fenêtre ADS, on décrit le coupleur à branches en introduisant des lignes microrubans avec les dimensions physiques calculées sur « Line-Calc ».

Les figures qui viennent (fig.2, fig.3) nous donnent le schéma ainsi que la réponse électrique du circuit en lignes microrubans.

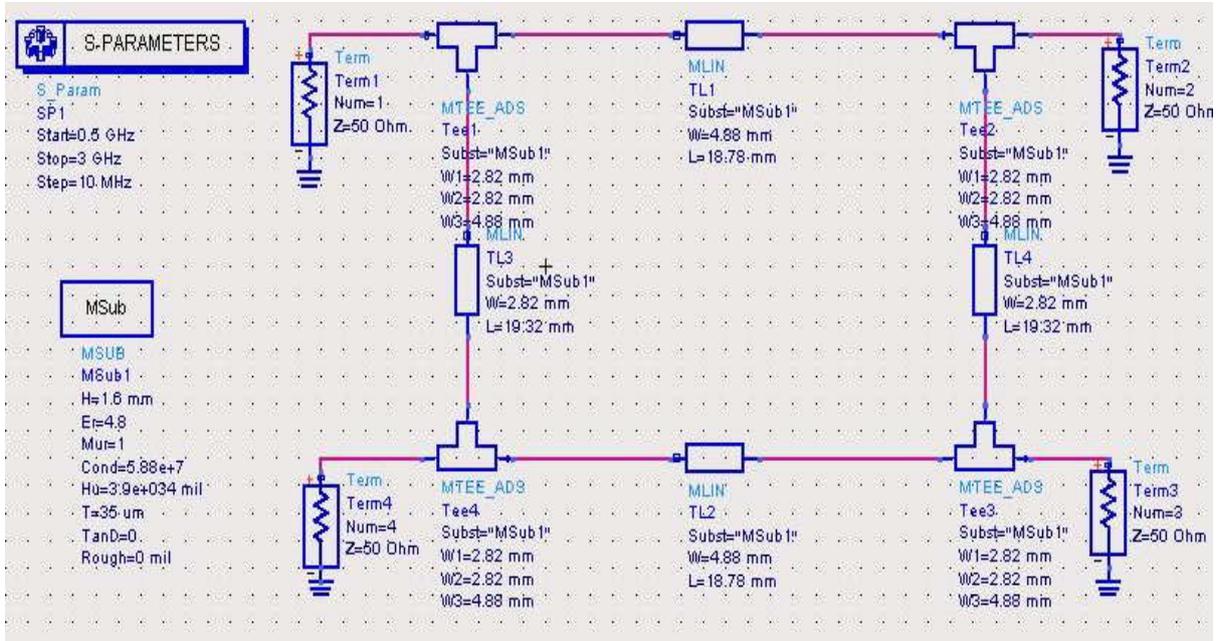
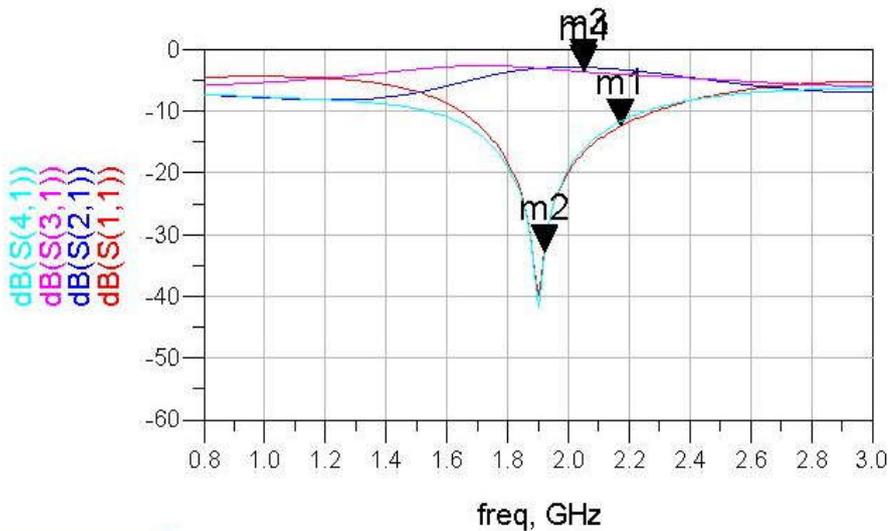


fig.2 : schéma électrique du coupleur C_I en lignes micro rubans.



m4 freq=2.050GHz dB(S(3,1))=-3.621	m1 freq=2.170GHz dB(S(1,1))=-12.414	m2 freq=1.920GHz dB(S(4,1))=-32.909	m3 freq=2.050GHz dB(S(2,1))=-2.877
------------------------------------------	-------------------------------------------	-------------------------------------------	------------------------------------------

fig. 3: Structure « coupleur à branches » réponse électrique

Tableau 1 : Valeurs obtenues sur la réponse électrique.

Fréq. /par S	S11	S21	S31	S41
1.92 GHz	-32.46 dB	-2.96 dB	-3.106 dB	-32.9 dB
2.045 GHz	-16.66 dB	-2.87 dB	-3.6 dB	-16.07 dB
2.17 GHz	-12.41 dB	-3.2 dB	-4.018 dB	-11.7 dB

Les paramètres S obtenus ne répondent pas à notre cahier des charges, on constate un décalage de la réponse en fréquence vers les basses fréquences dû notamment aux jonctions des lignes microrubans, en effet la jonction physique de la ligne n'est pas neutre et modifie la réponse du circuit, du coup à la limite supérieure (2.17 GHz) on obtient un coefficient d'isolation (S41) et de réflexion (S11) médiocre.

Pour améliorer ces résultats, une procédure d'optimisation est nécessaire.

4.2.3 Optimisation.

L'optimisation consiste à faire varier les longueurs des lignes pour tenir compte de leurs influences suivant une plage de valeurs préalablement définie afin d'atteindre les objectifs au niveau de la réponse en fréquence.

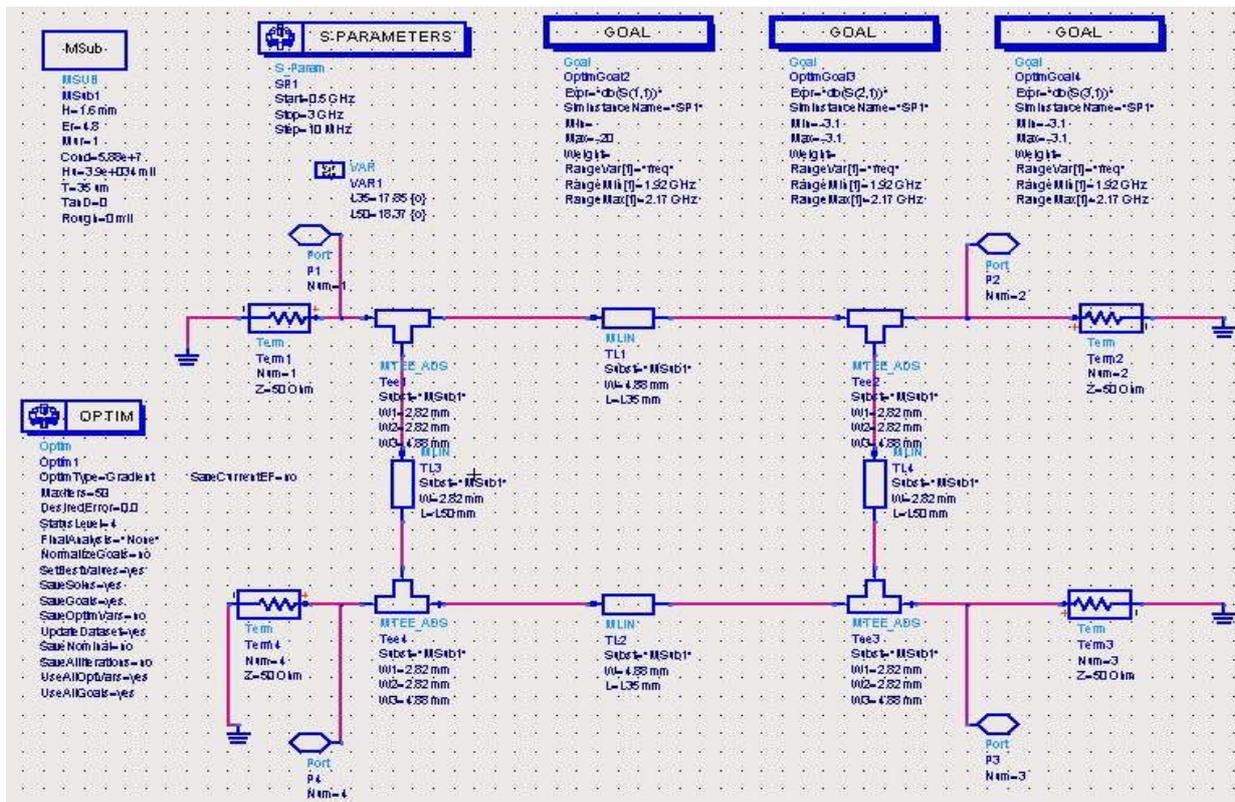
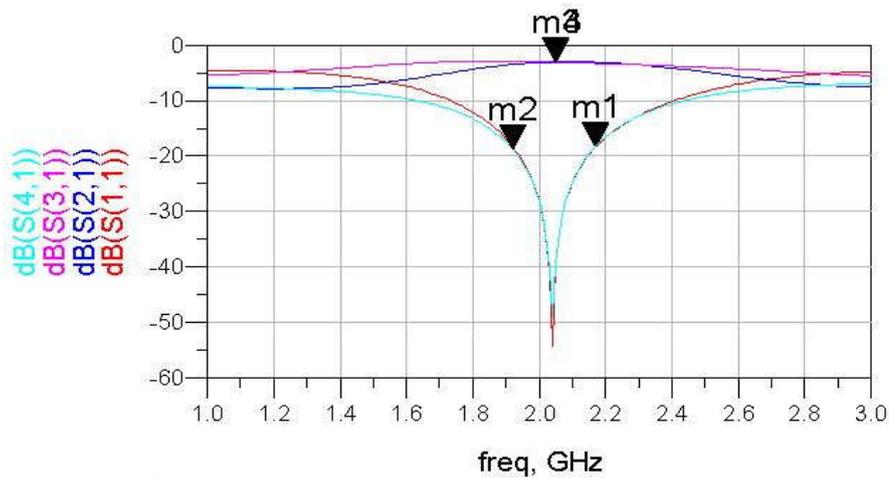


fig.4 : coupleur à branches après optimisation.



m4 freq=2.050GHz dB(S(3,1))=-3.060 optiter=50	m1 freq=2.170GHz dB(S(1,1))=-18.334 optiter=50	m2 freq=1.920GHz dB(S(4,1))=-18.796 optiter=50	m3 freq=2.050GHz dB(S(2,1))=-2.996 optiter=50
--------------------------------------------------------	---------------------------------------------------------	---------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------

fig.5 : réponse électrique du coupleur à branches après optimisation.

Tableau2 : Valeurs obtenues après optimisation :

Fréq. /par S	S11	S21	S31	S41
1.92 GHz	-18.31 dB	-3.45dB	-2.87 dB	-18.79 dB
2.045 GHz	-39.32 dB	-2.99 dB	-3.06 dB	-39.27 dB
2.17 GHz	-18.33 dB	-3.04 dB	-3.27 dB	-18.14 dB

D'après la fig.5, on constate déjà que la réponse est centrée autour de la fréquence $f_0 = 2.045GHz$, on a donc corrigé le décalage en fréquence.

De plus les résultats du tableau2 sont nettement meilleurs que ceux du tableau1. $c = 3dB \pm 0.4$ $I \leq -18dB$ et $\Gamma \leq -18dB$

Les nouvelles valeurs des longueurs obtenues après optimisation sont :

$$\begin{cases} l_{z50} = 19.94 \text{ mm} \\ l_{z35} = 16.02 \text{ mm} \end{cases}$$

Remarque :

Nous utilisons un algorithme d'optimisation du type gradient aussi connu comme la méthode de (Davidon-Fletcher-Powell), c'est un quasi Newton optimiseur, le plus puissant par itération, le meilleur optimiseur pour les circuits simples avec des exigences directes. Un grand nombre d'évaluations fonctionnelles ne ralentira pas l'optimisation mais l'optimiseur convergera sur une solution très vite.

4.2.4 Simulation électromagnétique.

Maintenant que les simulations basées sur les modèles ont donné satisfaction, on génère directement le masque du coupleur C1 fig.6.

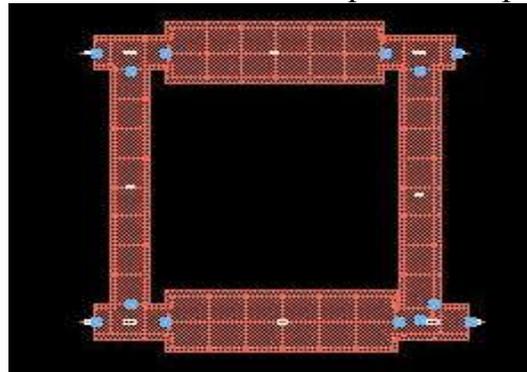


fig.6 : masque Momentum du coupleur C1.

Jusqu'à présent nous avons travaillé à partir de modèles, cependant la structure qu'on synthétisera doit traiter des signaux électromagnétiques, aussi est-il judicieux d'effectuer une simulation électromagnétique, pour ce faire on utilise Momentum (simulateur 2D implanté dans ADS et basé sur la méthode des moments) qui est très fiable pour la technologie microruban, et les résultats des mesures sont présentés dans la fig.7.

Thu May 29 2008 - Dataset: momentumC1_a

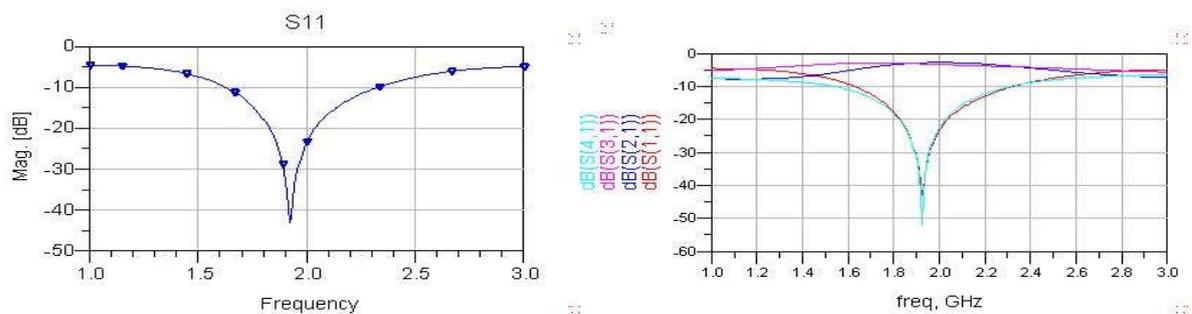


fig.7 : résultat de la simulation EM du coupleur C1.

Remarque :

Il apparaît souvent un décalage en fréquence entre la réponse issue des modèles et celle obtenue avec Momentum. Ceci est dû aux modèles microrubans qui ne sont pas toujours parfaits.

Afin de compenser ce décalage, il est donc nécessaire d'effectuer une rétrosimulation pour obtenir une réponse électromagnétique conforme au cahier des charges.

La rétrosimulation consiste à prendre le modèle circuit et à le compléter en fonction des résultats obtenus en mesures. Pour recaler en fréquence, il suffit de faire une règle de trois sur toutes les longueurs.

La figure qui suit nous donne la réponse de la simulation EM après avoir corrigé les longueurs du coupleur C1.

$$\begin{aligned}
 l_{35} = 16.02\text{mm} &\rightarrow f_0 = 1.92\text{GHz} & l_{50} = 19.94\text{mm} &\rightarrow f_0 = 1.92\text{GHz} \\
 l'_{35} = x &\rightarrow f_0 = 2.045\text{GHz} & l'_{50} = y &\rightarrow f_0 = 2.045\text{GHz} \\
 \Rightarrow l'_{35} = \frac{16.02 \cdot 1.92}{2.045} &= 15.0\text{mm} & \Rightarrow l'_{50} = \frac{19.94 \cdot 1.92}{2.045} &= 18.74\text{mm}
 \end{aligned}$$

Fri May 30 2008 - Dataset: momentumC1_a

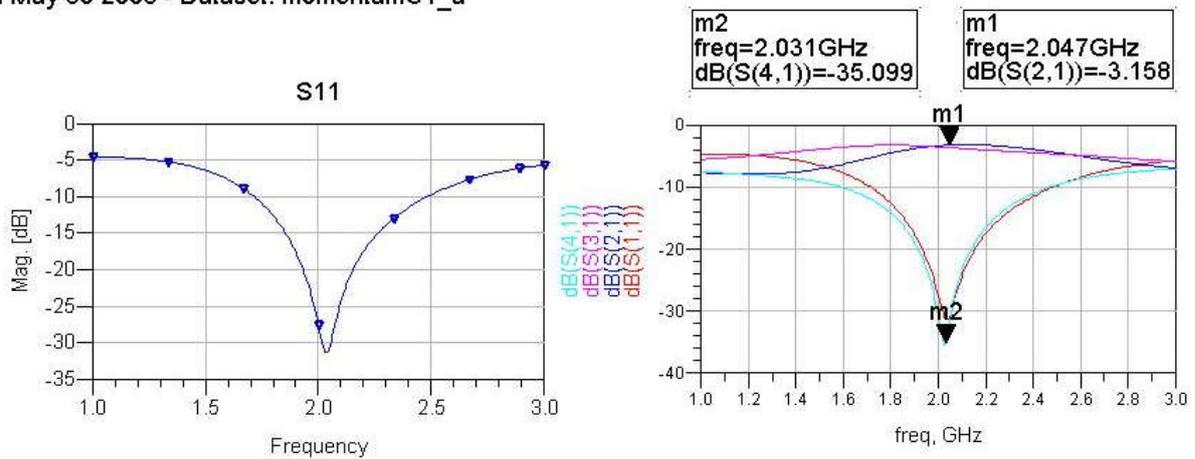


fig.8 : simulation électromagnétique du coupleur C1.

Le résultat de la simulation EM sur Momentum répond parfaitement aux exigences de notre cahier des charges, toutefois on a eu recours au logiciel HFSS pour une simulation EM 3D basée sur la méthode des éléments finis, et le résultat est identique à celui obtenu grâce à Momentum comme l'indique les figures suivantes.

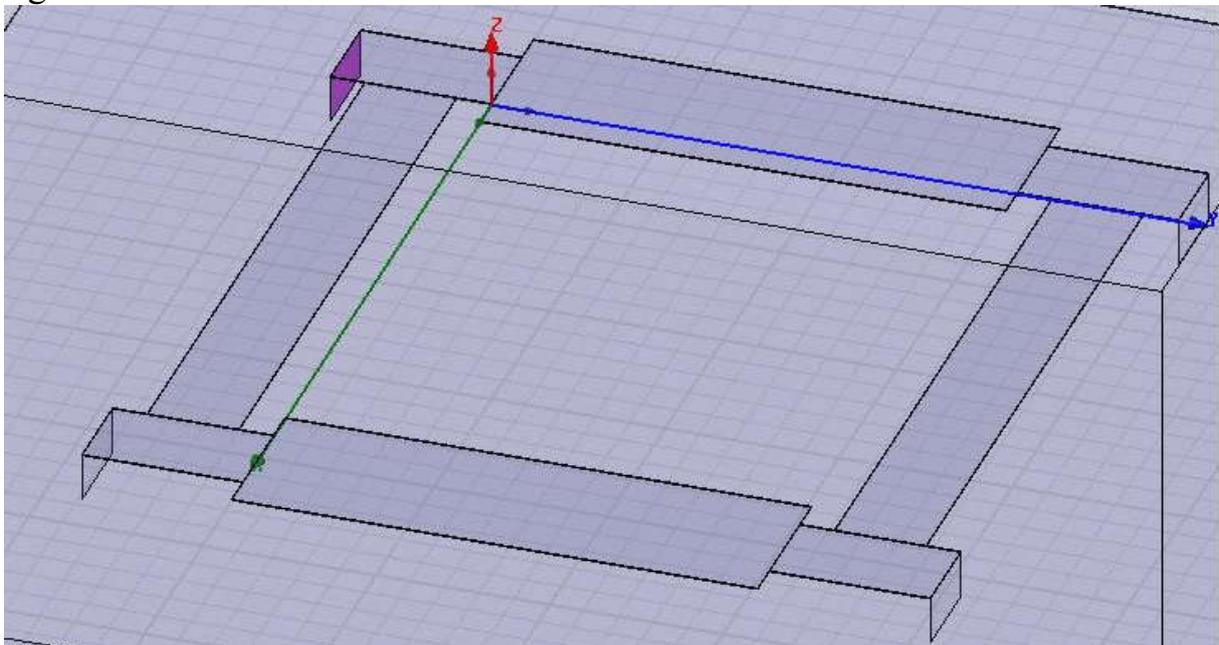


fig.9 : schéma du coupleur à branches en 3D sur HFSS.

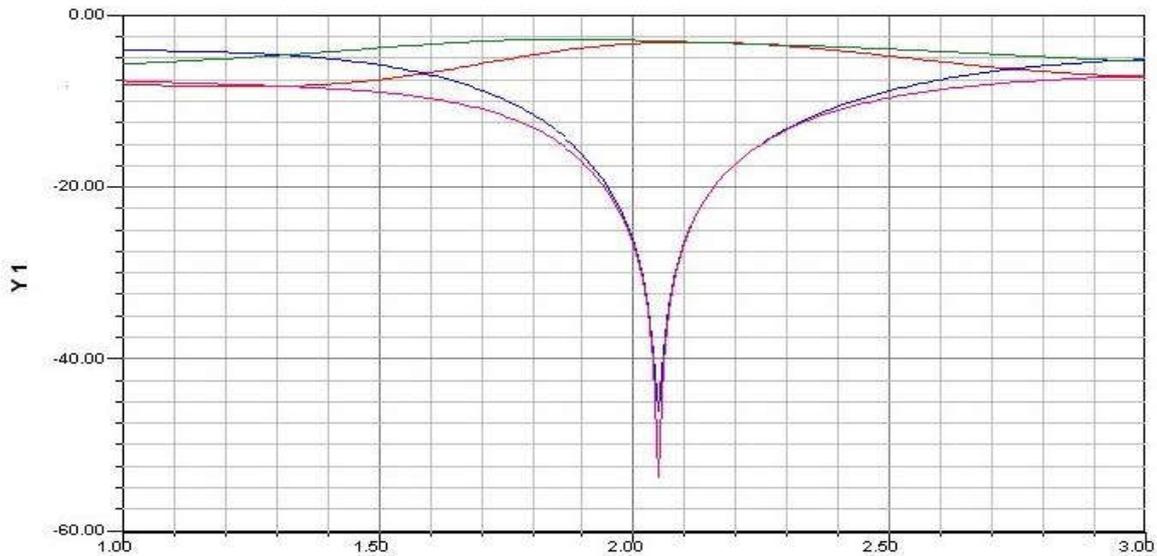


fig.10 : réponse du coupleur C1 sur HFSS

Maintenant que la synthèse du coupleur C1 est complète, nous passons à celle de l'autre coupleur de la chaîne RF dont le cahier des charges est le suivant :

4.2.5 Cahier des charges du coupleur C2.

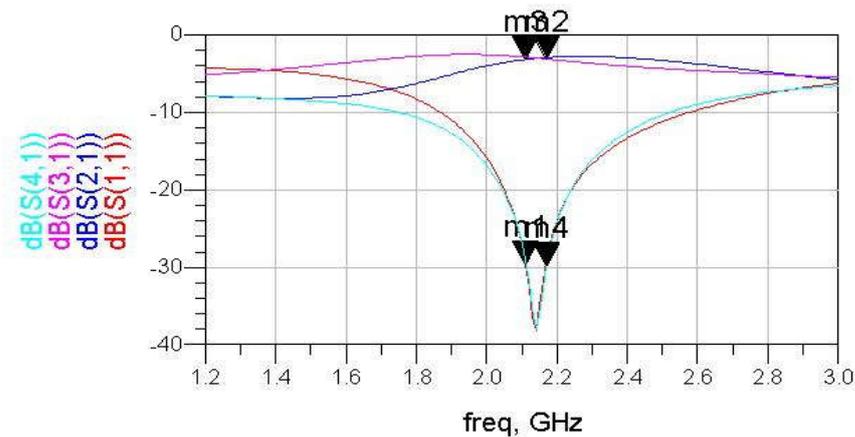
Nous avons toujours à synthétiser un coupleur à branches 3dB/90° sur le même substrat que C1, mais pour une bande de fréquence différente, en effet :

- La bande passante du coupleur C2 : $\Delta f = f_2 - f_1 = (2.17 - 2.11)GHz = 0.06GHz$
- La fréquence centrale : $f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} = 2.14GHz$

4.2.6 Conception du coupleur C2.

La démarche de conception du coupleur C2 étant exactement la même que celle de C1, nous présentons ci- dessous les différentes figures obtenues durant les simulations.

Après synthèse des caractéristiques physiques des lignes microrubans sur « Line-Calc » $\left(l_{35} \begin{cases} w = 4.88mm \\ l = 17.9mm \end{cases} \text{ et } l_{50} \begin{cases} w = 2.82mm \\ l = 18.4mm \end{cases} \right)$, nous faisons une première simulation circuit suivie d'une optimisation dont la réponse est donnée par la figure suivante et qui répond parfaitement à nos exigences.



m1 freq=2.110GHz dB(S(1,1))=-29.625 optiter=50	m3 freq=2.110GHz dB(S(2,1))=-3.190 optiter=50	m2 freq=2.170GHz dB(S(3,1))=-3.139 optiter=50	m4 freq=2.170GHz dB(S(4,1))=-29.820 optiter=50
----------------------------------------------------------------	---------------------------------------------------------------	---------------------------------------------------------------	----------------------------------------------------------------

fig.II: réponse électrique du coupleur C_2 après optimisation.

Une fois la partie simulation dite circuit est faite, nous générons le masque du coupleur C_2 .

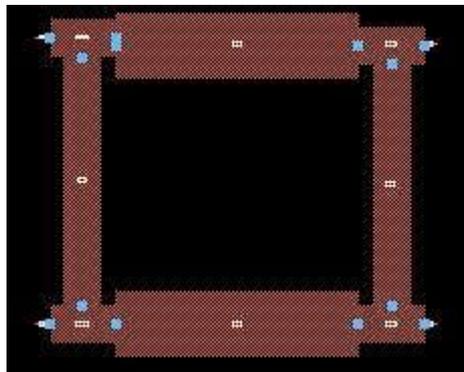


fig.12 : masque Momentum du coupleur C_2 .

Et pour conclure, une simulation EM sur Momentum et sur HFSS est exécutée afin d'avoir les valeurs finales des longueurs des lignes.

Thu May 29 2008 - Dataset: coupleur2_mom_a

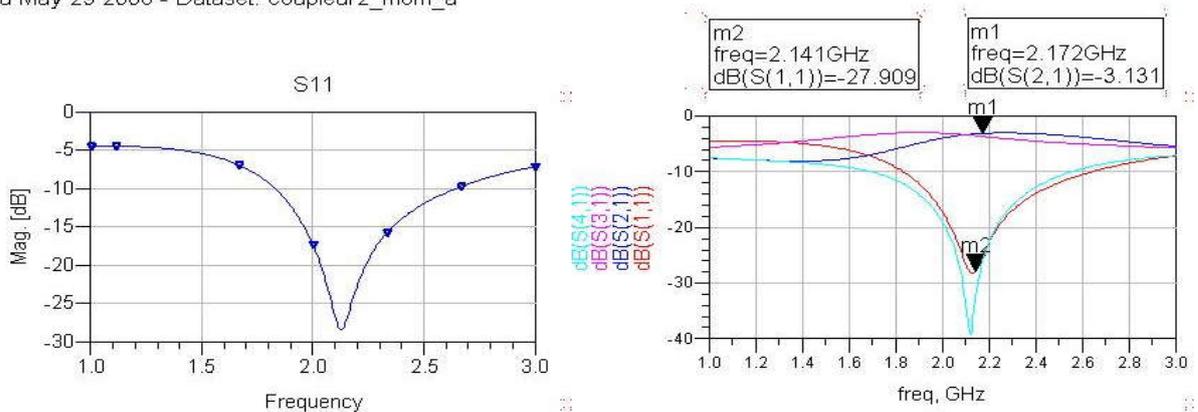


Fig.13 : simulation EM du coupleur C_2 sous Momentum.

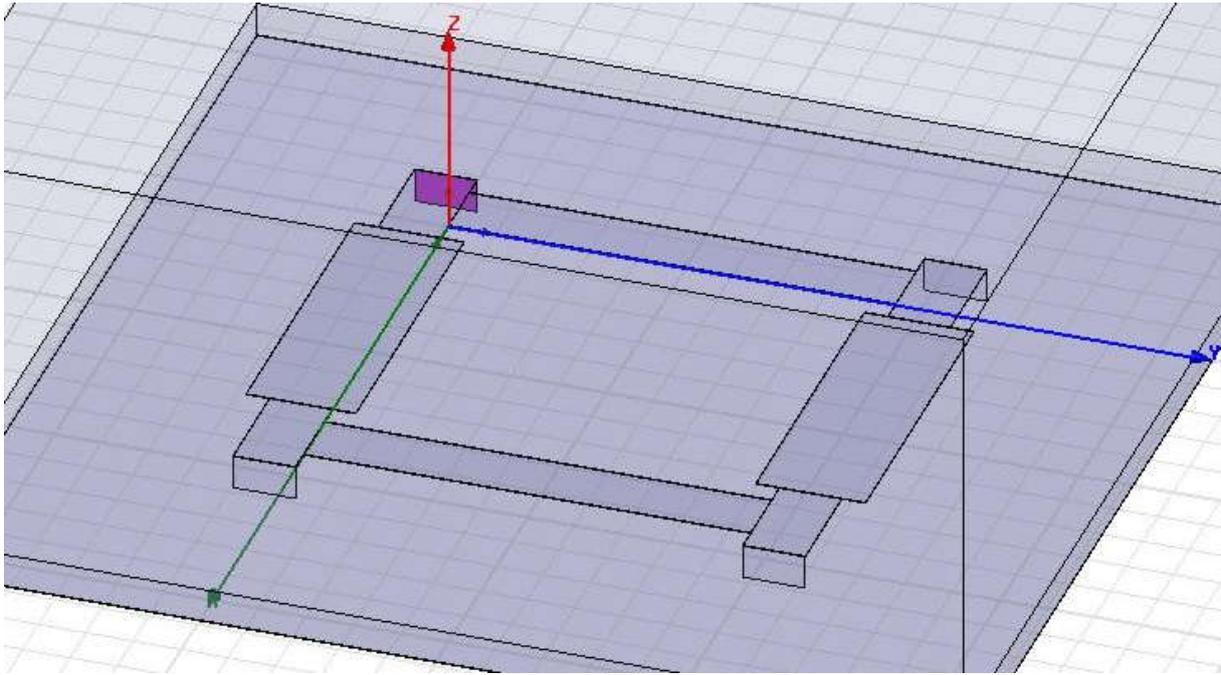


fig.14 : schéma en 3D du coupleur C₂ sur HFSS.

08 Jun 2008

Ansoft Corporation
XY Plot 1
HFSSDesign1

21:55:57

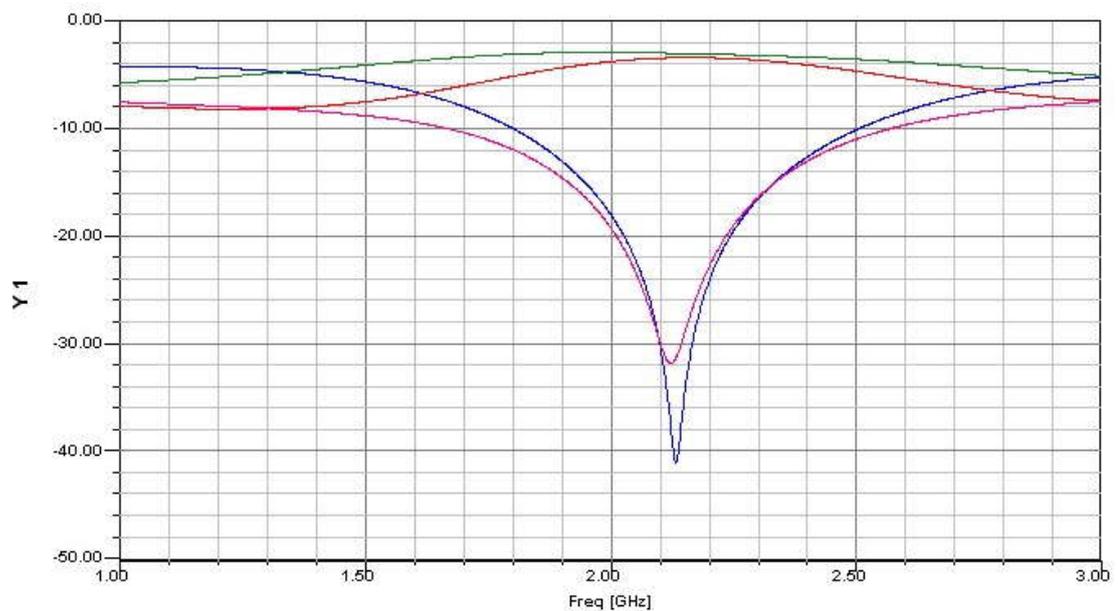


fig.15 : résultat de la simulation EM sous HFSS.

Comme nous le constatons à travers les deux simulations électromagnétiques, les résultats sont identiques et répondent parfaitement à nos exigences et les nouvelles valeurs des longueurs des lignes sont :

$$l_{35} = 16.28 \text{ m m} \quad l_{50} = 17.4 \text{ m m}$$

4.3 Démarche de conception des filtres DBR (F1, F2).

La procédure suivie pour concevoir les filtres DBR s'est faite à partir d'une approche de type ligne de transmission.

4.3.1 Cahier des charges du filtre DBR F1.

- La bande passante de F1 $\Delta f = f_2 - f_1 = 2.17GHz - 2.11GHz = 0.06GHz$
- La bande passante relative $\omega'_1 = 2\%$
- La fréquence centrale $f_0 = 2.14GHz$
- La fréquence du 1^{er} zéro $Bf \rightarrow f_{Bf} = 1.92GHz$
- La fréquence du 1^{er} zéro $Hf \rightarrow f_{Hf} = 2.35GHz$
- La fréquence du 2^{ème} zéro $Bf \rightarrow f_{Bf} = 1.98GHz$
- La fréquence du 2^{ème} zéro $Hf \rightarrow f_{Hf} = 2.6GHz$
- Ondulation dans la bande passante $l_{ar} = 0.01dB$

Comme la bande passante du filtre F1 est très étroite et sachant qu'il doit présenter un coefficient de transmission égal à zéro dans la bande TX [1.92-1.98GHz] de notre chaîne d'émission/réception, nous avons opté pour un filtre DBR d'ordre 2 dont les deux zéros de transmission seront fixés respectivement sur 1.92GHz et 1.98GHz.

4.3.2 Formules de synthèse d'un filtre DBR d'ordre 2.

A partir des formules de synthèse d'un filtre DBR d'ordre n développées au chapitre 3, nous calculons celles d'un filtre DBR d'ordre deux.

Pour les résonateurs on a :

Résonateur 1	Résonateur 2
$l_{11} = \frac{\lambda_0}{4 k_{11}}$	$l_{21} = \frac{\lambda_0}{4 k_{21}}$
$l_{12} = \frac{\lambda_0}{4 k_{12}}$	$l_{22} = \frac{\lambda_0}{4 k_{22}}$
$\theta_{11} = \frac{2\pi f_0}{c} l_{11}$	$\theta_{21} = \frac{2\pi f_0}{c} l_{21}$
$\theta_{12} = \frac{2\pi f_0}{c} l_{12}$	$\theta_{22} = \frac{2\pi f_0}{c} l_{22}$
$Z_{11} = -Z_{12} \frac{tg\theta_{11}}{tg\theta_{12}}$	$Z_{21} = -Z_{22} \frac{tg\theta_{21}}{tg\theta_{22}}$
$Z_{12} = Z_0 \frac{\pi}{b_1} (R_1 - S_1)$	$Z_{22} = Z_0 \frac{\pi}{b_2} (R_2 - S_2)$

Pour les inverseurs quart d'onde on a.

$$\begin{cases} J_{01} = \sqrt{\frac{G_A b_1 \omega}{g_0 g_1 \omega'}} \\ J_{12} = \frac{\omega}{\omega'} \sqrt{\frac{b_1 b_2}{g_1 g_2}} \\ J_{23} = \sqrt{\frac{G_B b_2 \omega}{g_2 g_3 \omega'}} \end{cases}$$

4.3.3 Synthèse du filtre en lignes de transmission idéales.

Dans un premier temps, une description complète du filtre par des lignes de transmission idéales est implémentée sur le simulateur circuit ADS, ce fichier de synthèse comporte la structure d'un filtre d'ordre deux, ainsi que l'ensemble des formules de synthèse. Après avoir déterminé les paramètres g_i du filtre passe bas permettant de générer le filtre passe bande, on a réglé notre filtre en fixant les zéros de transmission à travers les paramètres k_{r1} et k_{r2} .

Quand la réponse du filtre rentre dans le gabarit, on relève les impédances caractéristiques et les longueurs de chaque tronçon de ligne.

Note :

La synthèse en lignes idéales est réalisée pour un environnement de permittivité relative $\epsilon_r = 1$.

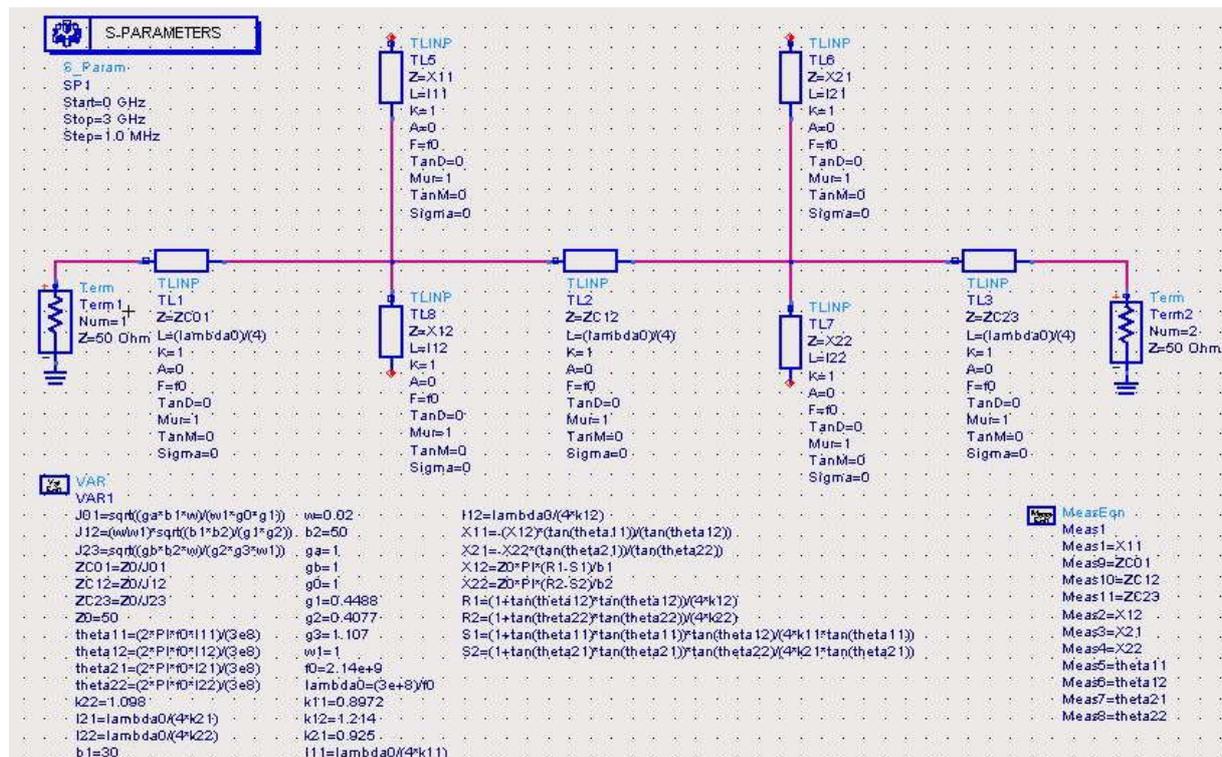
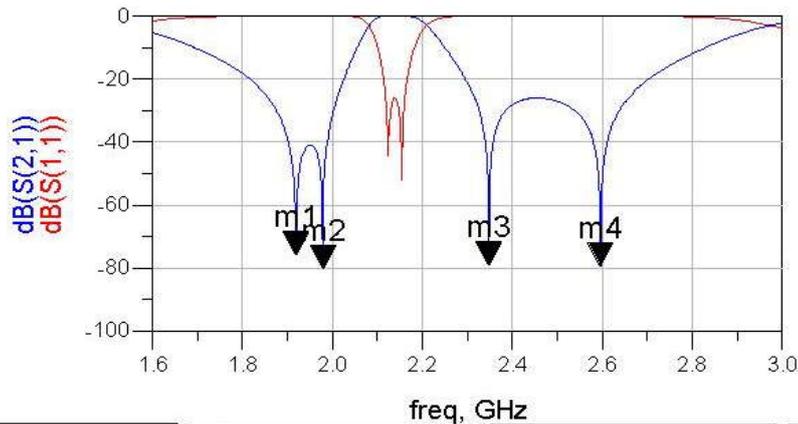


fig.16 : fichier ADS de synthèse en lignes idéales.



freq, GHz			
m1	m2	m3	m4
freq=1.919GHz	freq=1.978GHz	freq=2.348GHz	freq=2.596GHz
dB(S(2,1))=-75.785	dB(S(2,1))=-80.310	dB(S(2,1))=-79.063	dB(S(2,1))=-79.284
Valley	Valley	Valley	Valley

fig.17 : réponse électrique du filtre DBR en lignes idéales

4.3.4 Synthèse du filtre en lignes physiques.

A présent, il faut introduire la technologie microruban et transcrire les grandeurs calculées, pour chaque tronçon de ligne, en dimensions physiques de lignes gravées sur le substrat choisi, cette fois ci à cause des pertes beaucoup trop importantes du verre époxy utilisée pour la conception des coupleurs à branches, nous nous sommes tournés vers un autre matériau (verre téflon) qui présente les caractéristiques suivantes ($\epsilon_r = 2.4$, hauteur $h = 1.6mm$, tangente de pertes $tg(\delta) = 0.001$) ensuite grâce à l'outil « Line-Calc » nous calculons l'épaisseur et la longueur de chaque tronçon de ligne.

- Pour le 1^{er} stub BF $\left(\begin{matrix} l_{11} = 28.95mm \\ w_{11} = 1.2mm \end{matrix} \right)$, le 1^{er} stub HF $\left(\begin{matrix} l_{12} = 20.80mm \\ w_{12} = 3.00mm \end{matrix} \right)$
- Le 2^{ème} stub BF $\left(\begin{matrix} l_{21} = 28.29mm \\ w_{21} = 0.86mm \end{matrix} \right)$, le 2^{ème} stub HF $\left(\begin{matrix} l_{22} = 23.7mm \\ w_{22} = 1.11mm \end{matrix} \right)$
- Pour les inverseurs quart d'onde.
le 1^{er} inverseur $\left(\begin{matrix} lc01 = 25.04mm \\ wc01 = 4.22mm \end{matrix} \right)$, le 2^{ème} inverseur $\left(\begin{matrix} lc12 = 24.61mm \\ wc12 = 6.92mm \end{matrix} \right)$
le 3^{ème} inverseur $\left(\begin{matrix} lc23 = 24.61mm \\ wc23 = 6.98mm \end{matrix} \right)$

A noter que nous avons fixé les paramètres b_1 et b_2 respectivement à 20 et 40 afin d'avoir des valeurs d'impédances réalisables dans la technologie microruban. Le résultat de la simulation est présenté sur les figures suivantes :

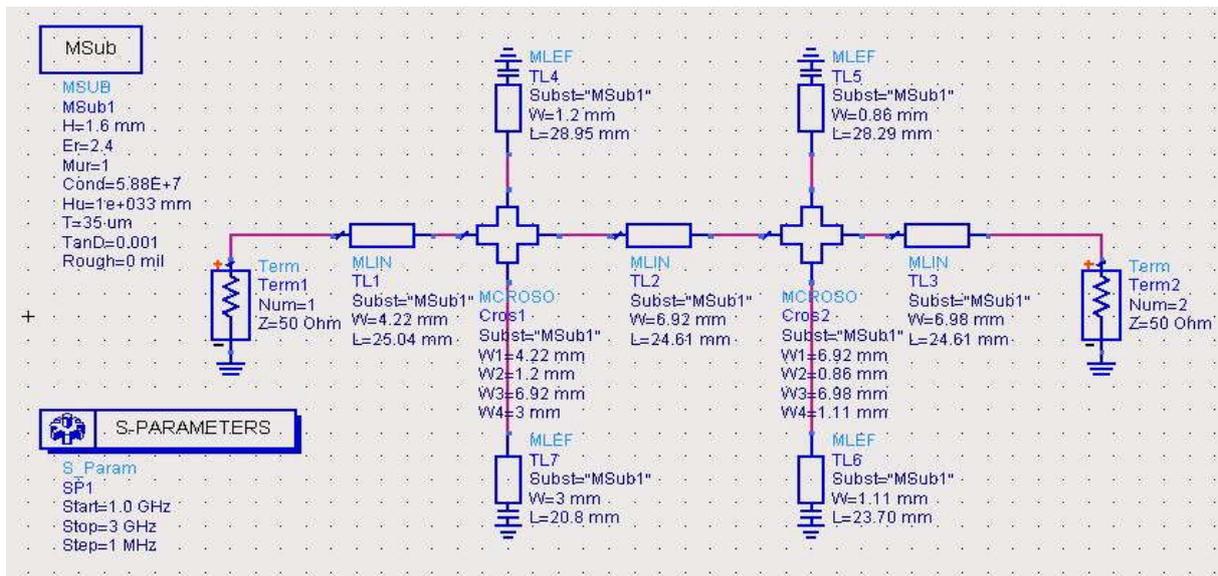


fig.18 : schéma circuit du filtre DBR avec des lignes microrubans.

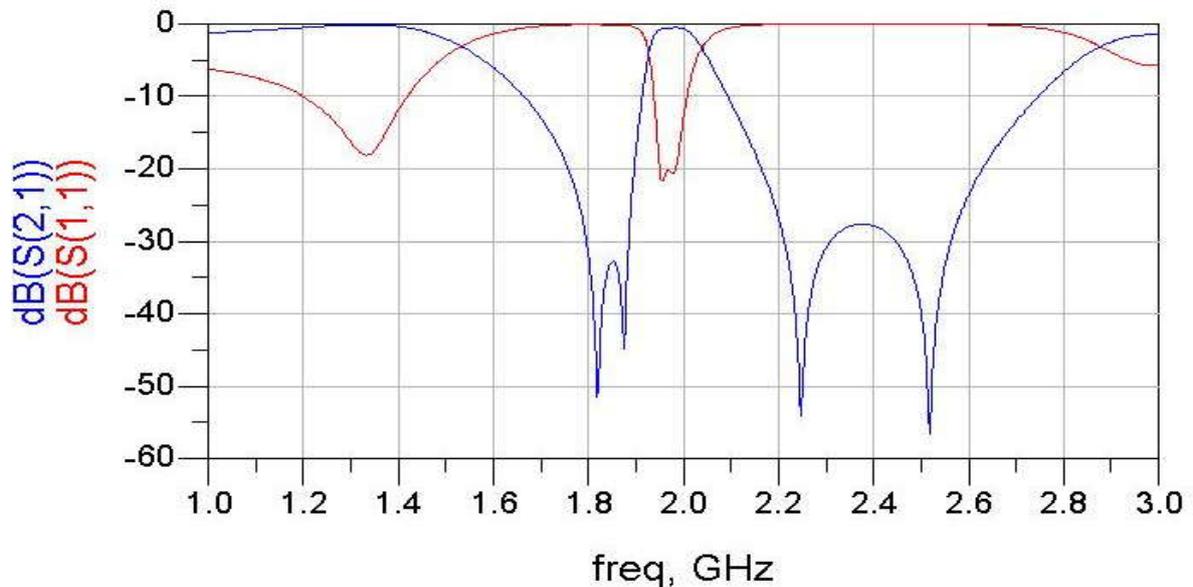


fig.19 : réponse électrique du filtre en lignes microrubans.

Note :

Nous avons intégré les modèles de discontinuités de bout de ligne et de jonction car la jonction physique de lignes microrubans et l'extrémité d'un stub ne sont pas neutres, et modifient la réponse du circuit, c'est pourquoi il est nécessaire de réajuster les longueurs des lignes pour tenir compte de leur influences,

Ceci est effectué par une procédure d'optimisation, qui modifie légèrement l'ensemble des longueurs des lignes microrubans, afin de retrouver une réponse la plus proche de celle obtenue en lignes idéales.

4.3.5 Optimisation.

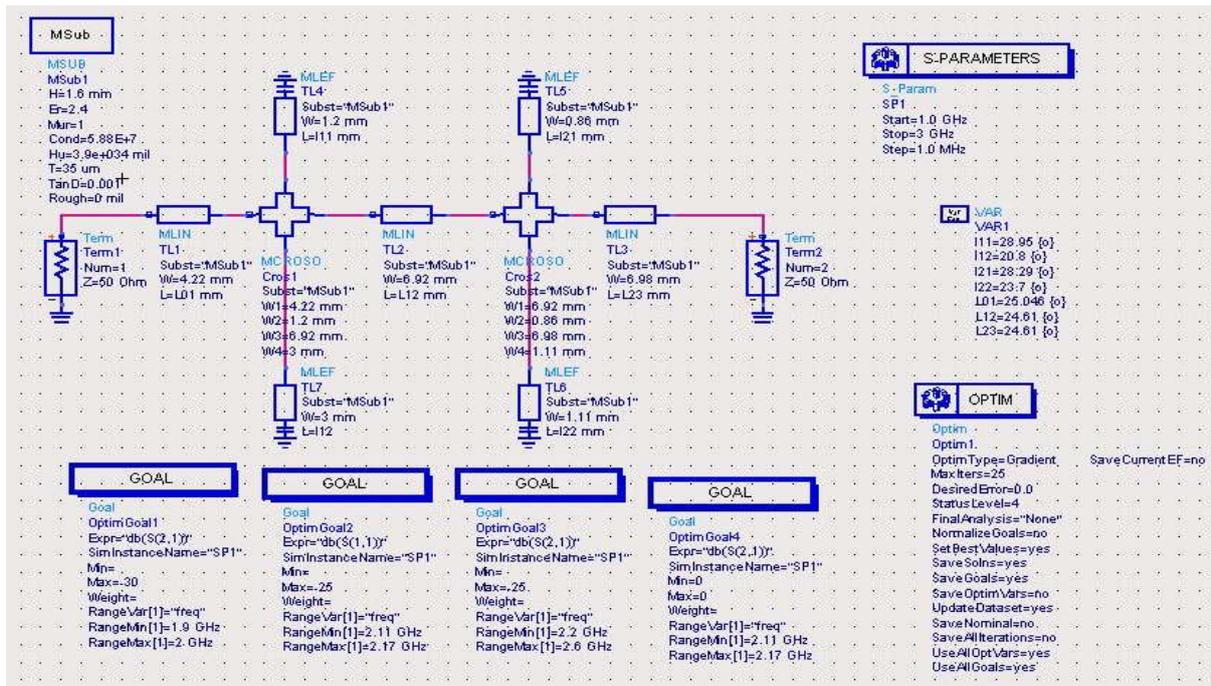


fig.20 : description de la procédure d'optimisation du filtre DBR.

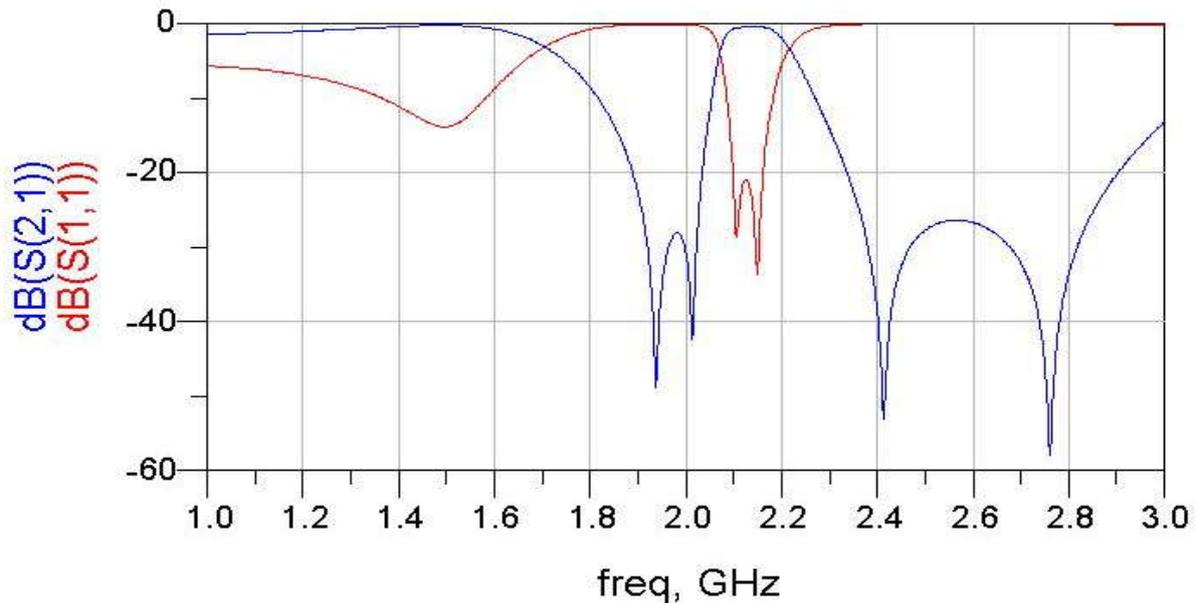


fig.21 : réponse électrique du filtre après optimisation

Les longueurs données par l'algorithme d'optimisation gradient sont :

- Pour le 1^{er} stub BF $l_{11} = 27.1mm$, le 1^{er} stub HF $l_{12} = 18.92mm$
- Le 2^{ème} stub BF $l_{21} = 26.24mm$, le 2^{ème} stub HF $l_{22} = 22.03mm$
- Pour les inverseurs quart d'onde.
le 1^{er} inverseur $lc01 = 18.21mm$, le 2^{ème} inverseur $lc12 = 19.49mm$
le 3^{ème} inverseur $lc23 = 28.30mm$

4.3.6 Simulation électromagnétique.

Une fois la simulation sur les modèles circuits donne satisfaction, nous passons à la simulation électromagnétique, pour ce, nous générons d'abord le masque du filtre ensuite nous lançons la simulation EM sous Momentum qui prend en compte les vraies géométries du filtre DBR pour simuler le couplage et les effets parasites.

Les figures qui suivent décrivent le masque du filtre DBR ainsi que la réponse de la simulation EM sous Momentum.

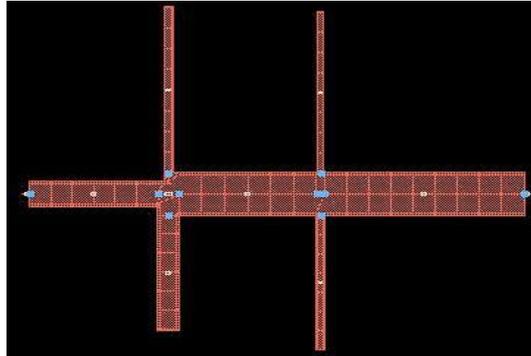


fig.22 : masque Momentum du filtre DBR_I.

Mon Jun 02 2008 - Dataset: DBR1_MoM_a

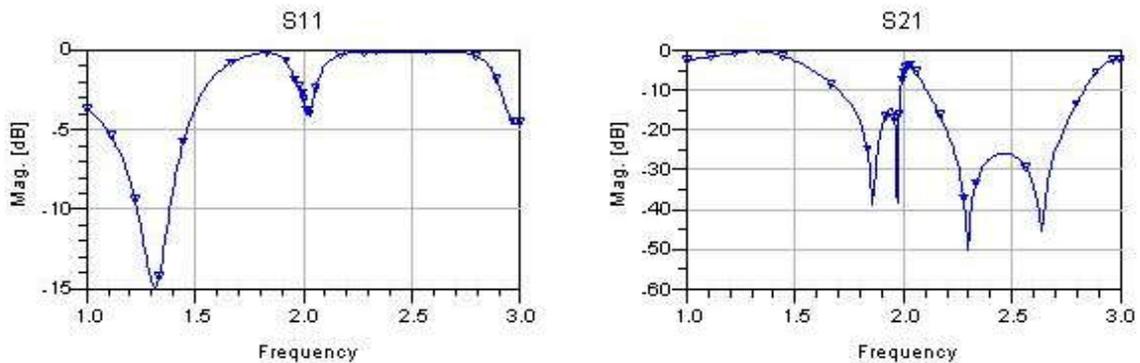
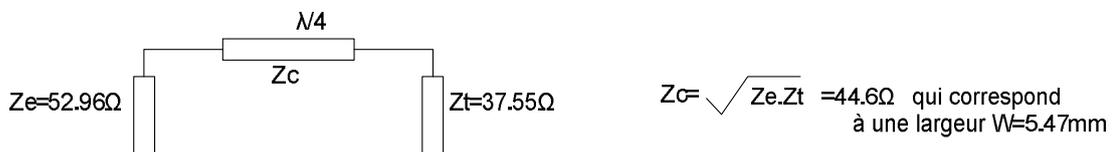


fig.23 : simulation électromagnétique du filtre F_I.

La réponse obtenue sous Momentum montre que les modèles circuits ne sont pas tout à fait parfait, en effet nous constatons un léger décalage en fréquence ainsi qu'une désadaptation ($-5\text{dB} < S_{11} < 0\text{dB}$), pour corriger cela une rétrosimulation est effectuée, dans un premier temps nous avons adapté notre filtre, en général il suffit de calculer l'impédance caractéristique du deuxième inverseur quart d'onde de sorte qu'il ramène à son entrée l'impédance du 1^{er} inverseur quart d'onde selon la formule suivante.



Ensuite, pour recaler en fréquence une règle de trois est effectuée sur toutes les longueurs, nous obtenons ainsi :

$$\begin{aligned}
 l_{11} &= 26.10 \text{ mm} & lc01 &= 17.53 \text{ mm} \\
 l_{12} &= 18.21 \text{ mm} & lc12 &= 18.76 \text{ mm} \\
 l_{21} &= 25.26 \text{ mm} & lc23 &= 27.24 \text{ mm} \\
 l_{22} &= 21.21 \text{ mm}
 \end{aligned}$$

Une autre simulation avec ces valeurs sous Momentum nous donne la réponse suivante :

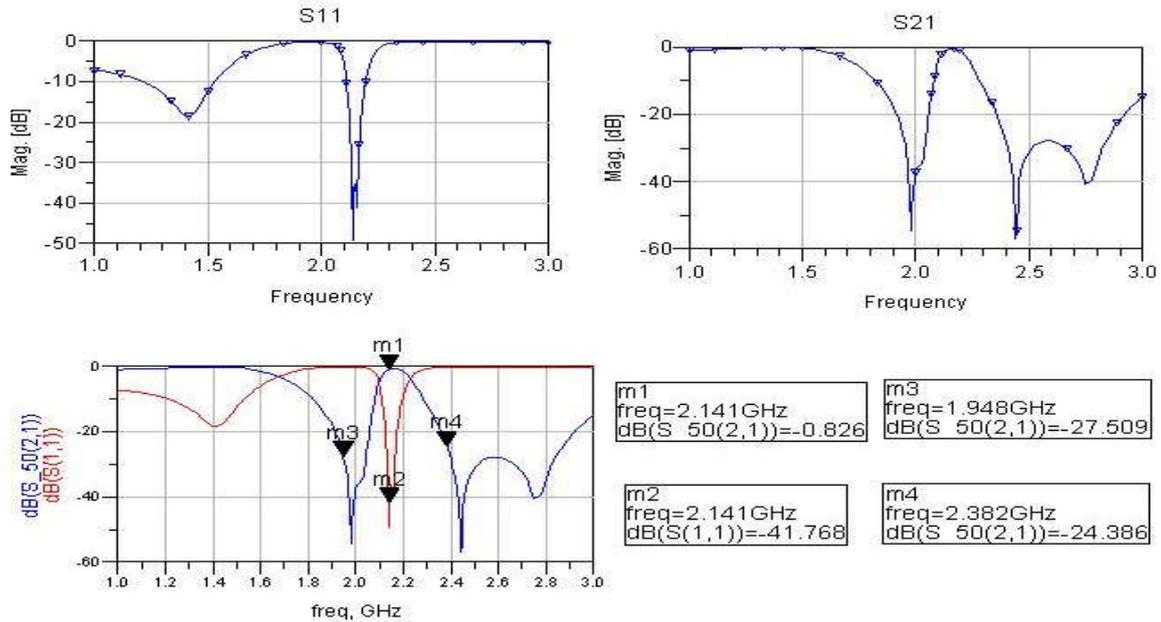


fig.24 : réponse après rétrosimulation EM.

Comme pour les coupleurs une simulation en 3D basée sur la méthode des éléments finis est faite sur HFSS et dont la réponse vient étayer celle obtenue avec MoM.

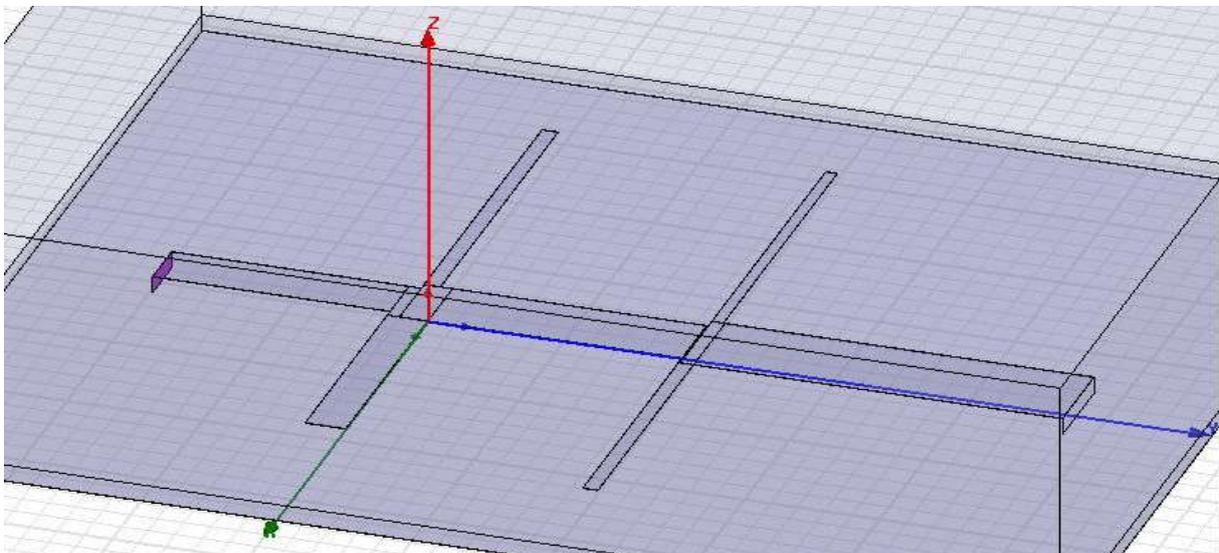


fig.25 : description du filtre F1 sur HFSS

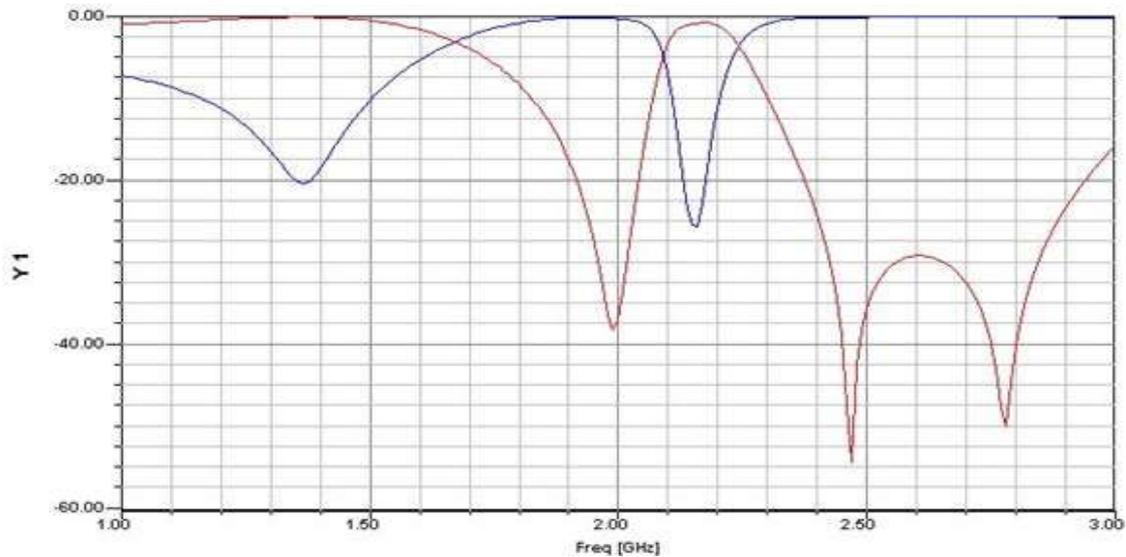


fig.26 : réponse EM obtenue sur HFSS.

La synthèse du filtre F1 complète, passons à celle du filtre F2 de notre chaîne RF dont le cahier des charges est :

4.3.7 Cahier des charges du filtre F2.

Nous optons encore ici pour un filtre d'ordre deux afin d'avoir un coefficient de réflexion S11 égal à 1 dans la bande RX en fixant les deux zéros HF respectivement à 2.11GHz et 2.17GHz.

- La bande passante de F1 $\Delta f = f_2 - f_1 = 1.98GHz - 1.92GHz = 0.06GHz$
- La bande passante relative $\omega'_1 = 2\%$
- La fréquence centrale $f_0 = 1.95GHz$
- La fréquence du 1^{er} zéro Bf $\rightarrow f_{Bf} = 1.65GHz$
- La fréquence du 1^{er} zéro Hf $\rightarrow f_{Hf} = 2.11GHz$
- La fréquence du 2^{ème} zéro Bf $\rightarrow f_{Bf} = 1.75GHz$
- La fréquence du 2^{ème} zéro Hf $\rightarrow f_{Hf} = 2.17GHz$
- Ondulation dans la bande passante $l_{ar} = 0.01dB$

4.3.8 Conception du filtre F2.

La démarche à suivre est exactement la même que celle du filtre F1, à noter que pour avoir des impédances des lignes réalisables en microruban nous avons fixé $b_1 = 40$ et $b_2 = 20$.

A partir du fichier de synthèse, nous obtenons les valeurs de chaque tronçon de ligne de notre filtre, ensuite grâce à l'outil « Line-Calc » nous synthétisons les dimensions physiques de ces lignes comme suit :

$$\left. \begin{array}{l} Z_{11} = 76.67\Omega \\ \theta_{11} = 1.75rad \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} W_{11} = 2.23mm \\ l_{11} = 30.83mm \end{array} \right. \quad \left. \begin{array}{l} Z_{12} = 116.37\Omega \\ \theta_{12} = 1.45rad \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} W_{12} = 0.86mm \\ l_{12} = 26.15mm \end{array} \right.$$

$$\left. \begin{array}{l} Z_{22} = 123.62\Omega \\ \theta_{22} = 1.41rad \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} W_{22} = 0.72mm \\ l_{22} = 25.51mm \end{array} \right. \quad \left. \begin{array}{l} Z_{21} = 67.58\Omega \\ \theta_{21} = 1.85rad \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} W_{21} = 2.81mm \\ l_{21} = 32.36mm \end{array} \right.$$

$$\left. \begin{array}{l} Z_{c01} = 37.44\Omega \\ \theta = \frac{\pi}{2}rad \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} W_{c01} = 7.01mm \\ l_{c01} = 26.63mm \end{array} \right. \quad \left. \begin{array}{l} Z_{c12} = 37.80\Omega \\ \theta = \frac{\pi}{2}rad \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} W_{c12} = 6.91mm \\ l_{c12} = 26.65mm \end{array} \right.$$

$$\left. \begin{array}{l} Z_{c23} = 53.11\Omega \\ \theta = \frac{\pi}{2}rad \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} W_{c23} = 4.20mm \\ l_{c23} = 27.11mm \end{array} \right.$$

La réponse de la simulation circuit obtenue avec ces valeurs est donnée par cette figure :

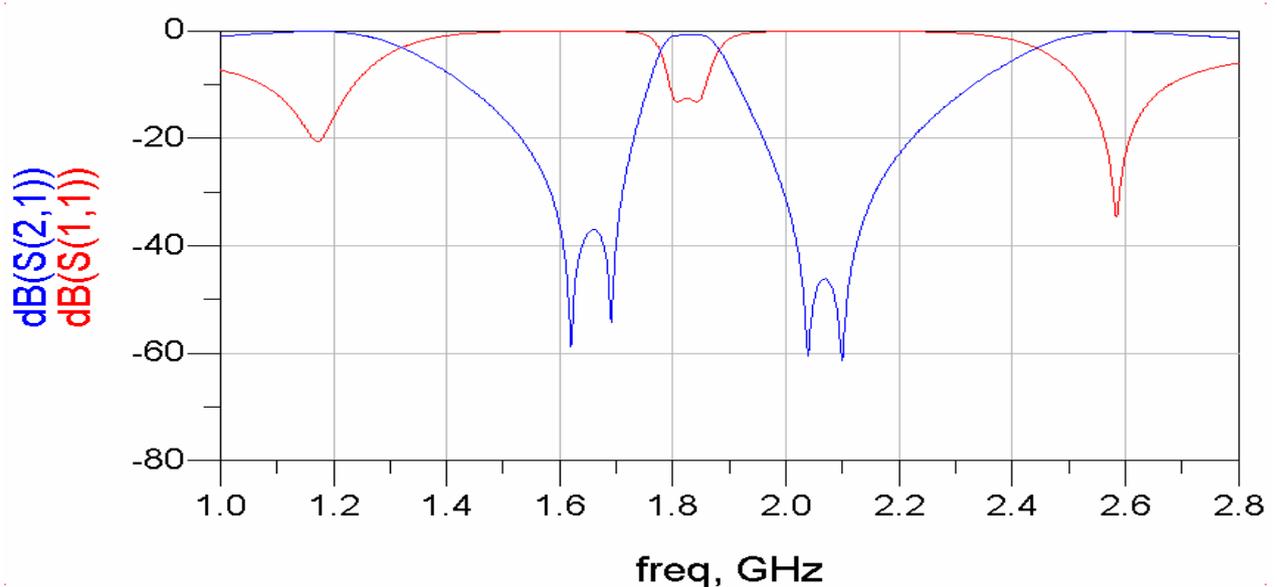


fig.27 : réponse électrique du filtre F2.

La figure montre clairement une désadaptation du filtre ainsi qu'un décalage en fréquence. Une procédure d'optimisation s'impose alors, les figures suivantes décrivent le fichier d'optimisation et sa réponse électrique.

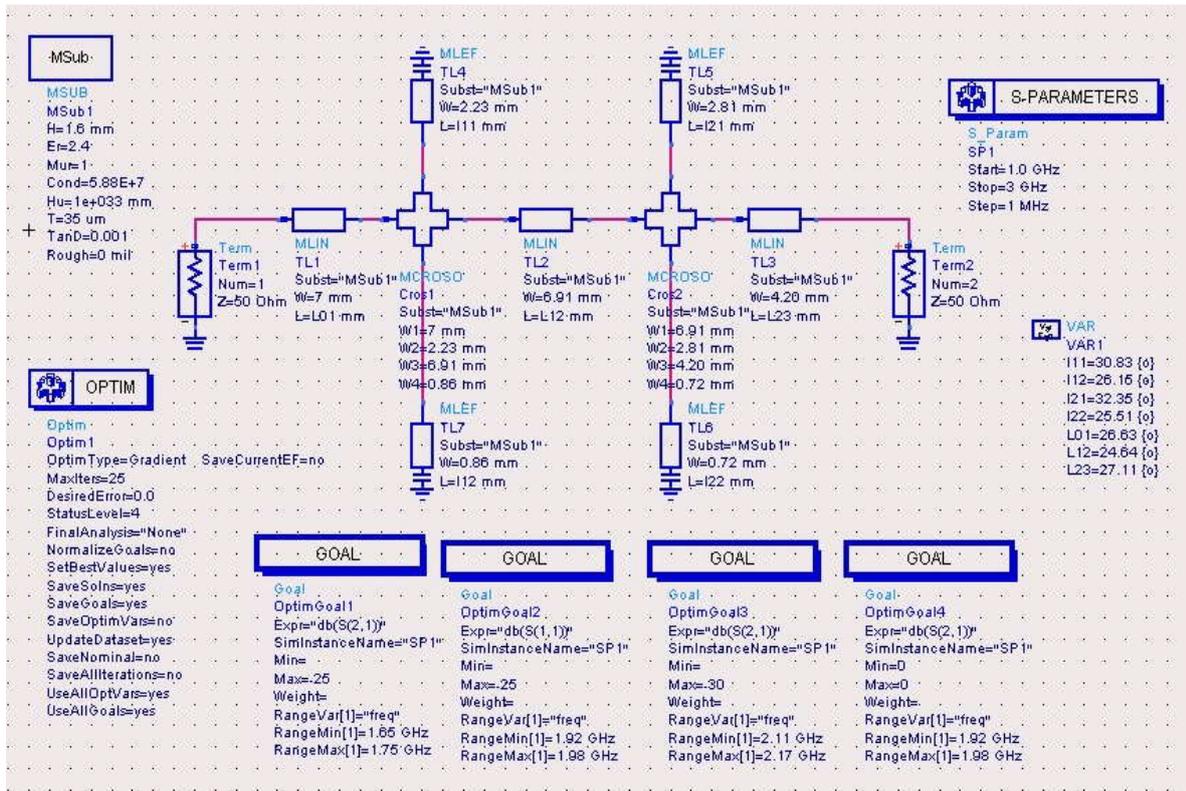


fig.28 : fichier d'optimisation du filtre F2.

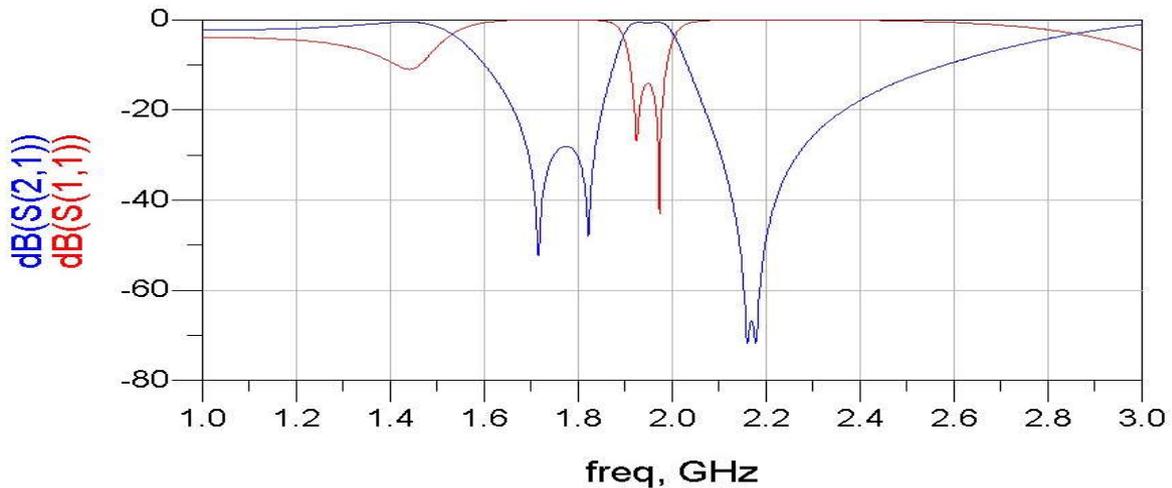


fig.29 : réponse du filtre F2 après optimisation.

Les nouvelles longueurs des tronçons de lignes constituant notre filtre données par l'algorithme gradient sont :

$$l_{11} = 27.1mm, \quad l_{12} = 18.92mm, \quad l_{21} = 26.24mm, \quad l_{22} = 22.03mm$$

$$lc01 = 18.21mm, \quad lc12 = 19.49mm, \quad lc23 = 28.30mm$$

Ensuite, à partir du fichier d'optimisation nous générons le masque du filtre F2 et nous effectuons une 1^{ère} simulation EM sous Momentum, suivie d'une rétrosimulation (afin de corriger le décalage en fréquence ainsi que la désadaptation du filtre) dont la réponse est la suivante :

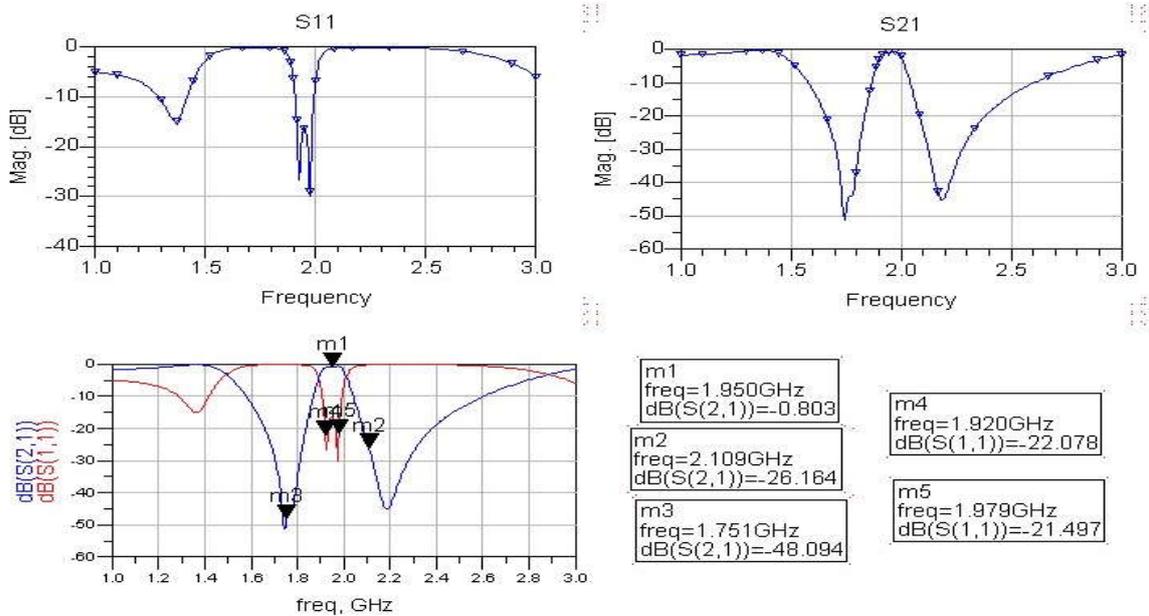


fig.30 : simulation EM du filtre F2 sous Momentum.

Pour conclure, une dernière simulation 3D sous HFSS vient appuyer les résultats obtenus sous Momentum.

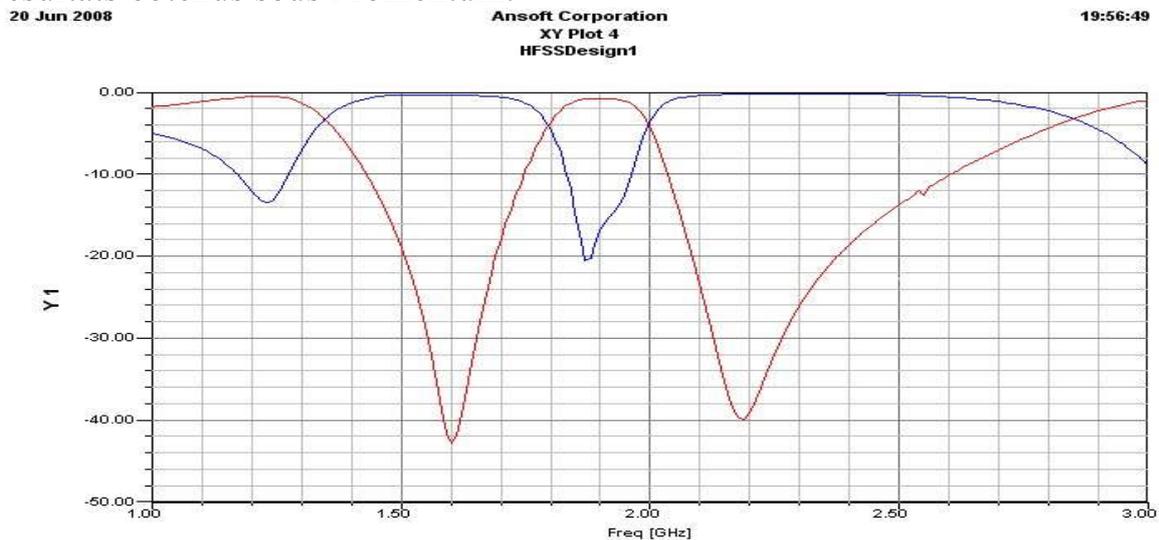


fig.31 : simulation EM du filtre F2 sous HFSS.

A ce stade de notre projet, les résultats des simulations satisfont complètement les spécifications du cahier des charges.

4.4 Simulation de la chaîne RF sous ADS.

Une fois la simulation de tous les composants de notre chaîne RF est faite nous relierons ces derniers comme dans les figures.4 et 6 (chapitre1). Et une simulation des paramètres S de la chaîne est effectuée.

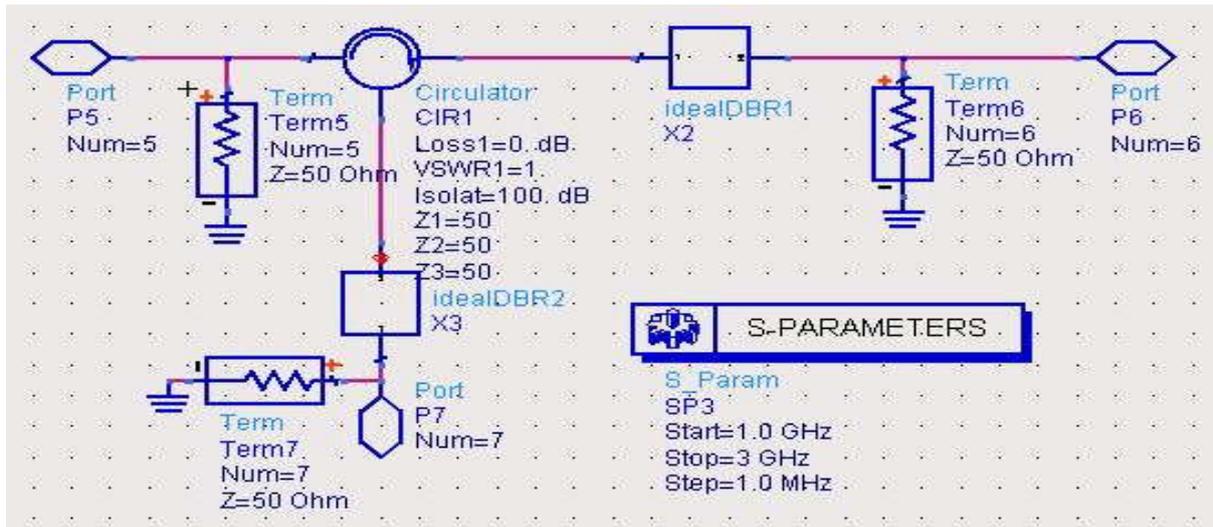


fig.32 chaîne RF avec circulateur.

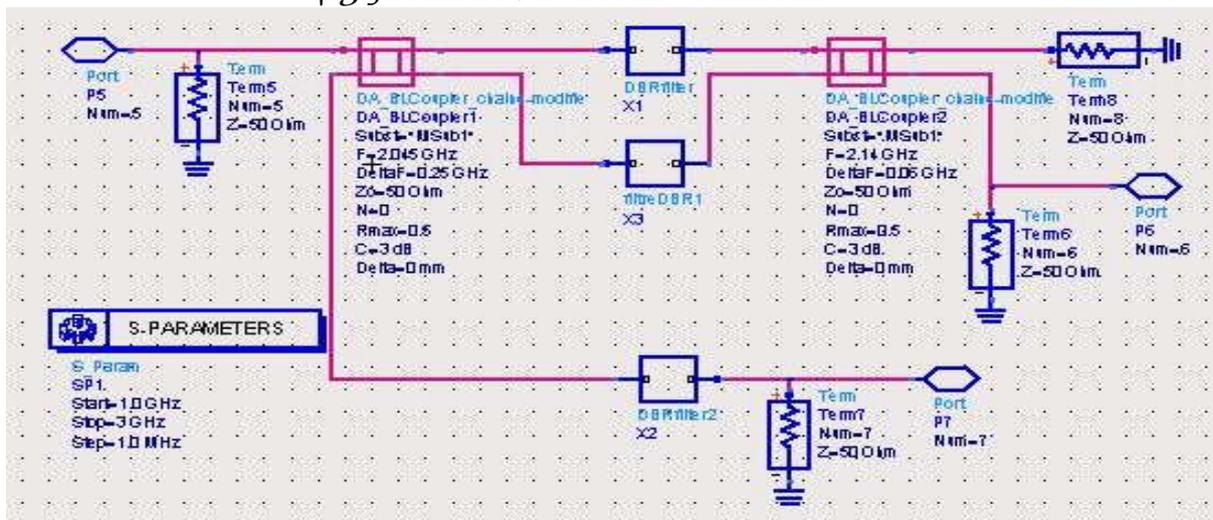


fig.33 chaîne RF sans circulateur.

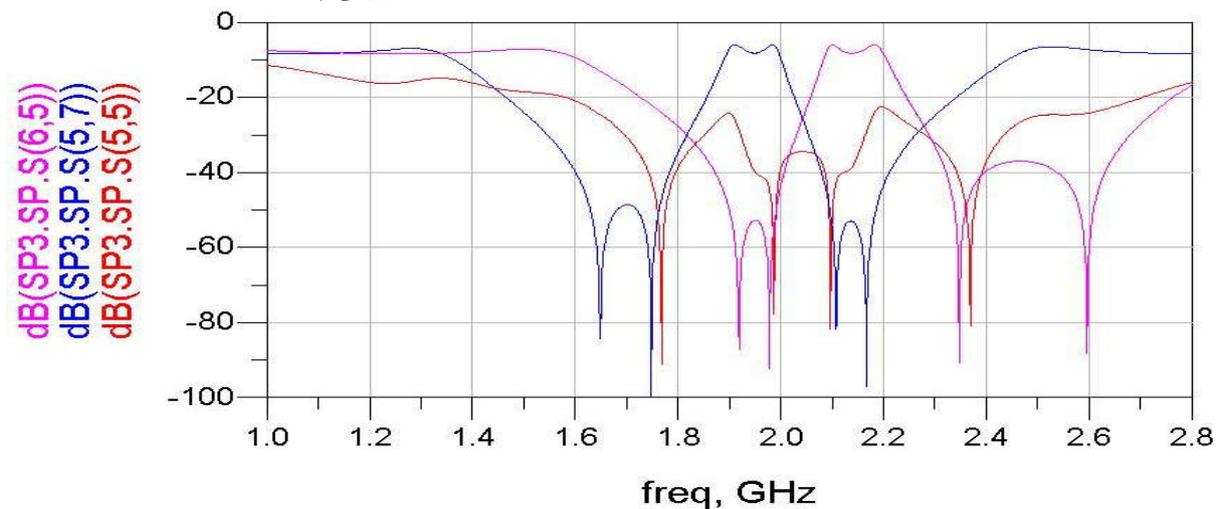


fig.34 simulation des paramètres S de la chaîne RF

Un signal provenant de la bande TX [1,92-1,98] sera filtré par F2 qui présente un coefficient de transmission proche de 1 dans cette bande et après

couplage à travers C1 il sera réfléchi par F1 qui présente un coefficient de réflexion proche de 1 dans la même bande, puis le signal repassera dans C1 et se dirigera vers l'antenne d'E/R.

D'autre part un signal reçu par l'antenne dans la bande RX [2.11-2.17] sera couplé par C1 avant d'être filtré par F1 qui présente un coefficient de transmission égal à 1 dans cette bande de fréquence, puis après un couplage à travers C2 il sera intercepté sur l'accès 6

4.5 Réalisation pratique d'un coupleur et d'un filtre.

Cette étape est restée le point bloquant de notre projet compte tenu du manque cruel de matériel au sein de notre faculté, en effet nous ne disposons pas d'analyseur de réseau ni d'oscilloscope pour les microondes encore moins de plaques pour circuits imprimés destinées aux hyperfréquences (la bakélite ne peut fonctionner au delà de 20KHz et le verre époxy présente des pertes diélectriques énormes), néanmoins nous avons tenu à réaliser la maquette d'un coupleur et d'un filtre afin de nous familiariser avec la méthode de développement de circuits imprimés.

Voici les masques de gravure du coupleur C1 et du filtre F1 suivis des cartes finales :



fig.32 : masques du coupleur C_I et du filtre F_I.

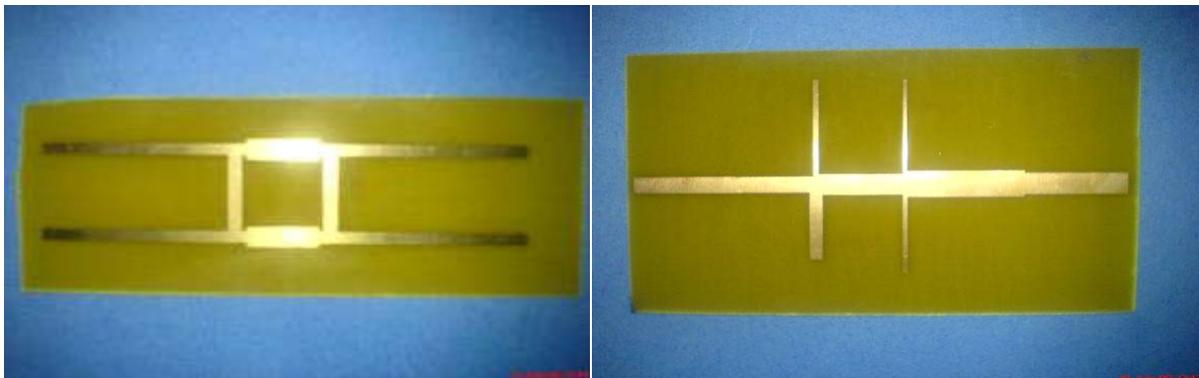


fig.33 : circuit imprimé du coupleur C_I et du filtre F_I.

Remarque :

- Des longueurs de lignes $\lambda/2$ sont ajoutées sur chaque port du coupleur C1 afin d'éviter des problèmes de désadaptations lors de connexions aux ports.

- D'autre part nous avons ramené l'impédance d'entrée de chaque port du filtre F1 à 50Ω en l'adaptant à l'aide de tronçon de ligne $\lambda/4$.

4.6 Conclusion.

La démarche que nous venons de présenter, nous a permis d'avoir une expérience la plus complète possible sur la simulation et la réalisation des circuits passifs en microondes.

En effet nous avons pu rencontrer l'essentiel des problèmes de conception en hyperfréquences, finalement il s'agit de trouver le meilleur compromis possible entre le respect du cahier des charges et les contraintes de réalisation.

En pratique, le point de départ de la réalisation est le schéma électrique réalisé sous ADS. Il suffit alors de l'exporter au format Gerber et de le récupérer ensuite sous le logiciel GerbMagic afin de tirer le masque de gravure en vue de réaliser le composant sur une plaque diélectrique.

Conclusion générale

Les applications telles les télécommunications par satellite, les téléphones mobiles, l'automobile avec les radars anticollisions font que la transmission de données a connu un essor rapide grâce à la maîtrise des techniques de mise en œuvre.

Cette évolution a essentiellement poussé les concepteurs vers la recherche de nouvelles architectures de circuits électroniques fiables, très performants et intégrables à faible coût, un nombre croissant d'ingénieurs et de scientifiques sont mobilisés pour le développement de ceux-ci, il faut noter qu'une partie importante de ce personnel s'intéresse exclusivement au développement des techniques de conception assistée par ordinateur (CAO) de ces circuits. La CAO occupe actuellement une place privilégiée dans la chaîne de fabrication des grandes entreprises et des sociétés de renommée internationale. Toute réalisation technologique étant extrêmement coûteuse, il est indispensable avant la fabrication d'un circuit d'en prévoir le fonctionnement de la façon la plus exacte possible.

La technique des circuits imprimés a révolutionné les domaines de l'électronique et plus récemment celui des hyperfréquences ou elle se prête particulièrement bien à la réalisation des circuits passifs planaires.

Outre l'aspect faible poids, volume et épaisseur, les structures microrubans offrent une multitude d'avantages par rapport aux structures volumiques (guides d'onde et cavités) tels que : le faible coût et la simplicité de fabrication, la possibilité de la mise en réseau et l'intégration d'éléments discrets et finalement la conformabilité facilitant l'implantation sur tout type de support.

Cependant, ces éléments en structure microbande à substrat monocouche présentent des limites, notamment la bande passante étroite, et un faible gain.

En raison de la bande passante très étroite de ces éléments autour de leurs fréquences d'opération, d'autres structures à substrats diélectriques multicouches sont développées. L'utilisation de plusieurs couches diélectriques offre des degrés de liberté additionnels au concepteur.

Au terme de ce projet, nous sommes parvenus à satisfaire notre cahier des charges en faisant des choix sur le type de topologies utilisées pour chaque composant. En effet, l'utilisation du coupleur à branches 3db/90° au lieu d'une autre alternative (coupleur de ligne hybride en quadrature) est justifiée par la simplicité de la réalisation de ce composant en technologie microruban ainsi que

de son comportement correct dans la bande de fréquence de travail de la chaîne RF.

Pour améliorer la réjection d'un filtre aux abords de la bande passante, une solution générale en utilisant des topologies classiques consiste à augmenter l'ordre de ce filtre, ce qui rend plus complexe sa réalisation étant donné que les pertes d'insertion et les dimensions croissent également avec l'ordre. Cette solution est définitivement à proscrire.

Dans notre projet, un nouveau concept de filtre à bande étroite est utilisé, il consiste à créer des zéros de transmission ou des pics d'atténuation aux abords de la bande passante et ceci en utilisant des résonateurs à comportement dual (DBR).

Annexe. I

ADS

(Advanced design system)

A.I.1 Simulation d'un filtre DBR sous ADS.

- Pour ouvrir ADS 2008, cliquer double sur l'icône



- Dans le menu ADS aller **File > New**, donner un nom au projet et choisir l'unité ex. Nom: E:\ADS2008\filtreDBR

Unité de longueur : millimètre, cliquer **OK**

- Une fenêtre schématique s'ouvre

- Dans un premier temps nous allons créer le fichier de synthèse en utilisant un modèle de lignes idéales, pour cela dans la librairie ADS choisir « lignes idéales »



qui s'ouvre choisir « T-lin »



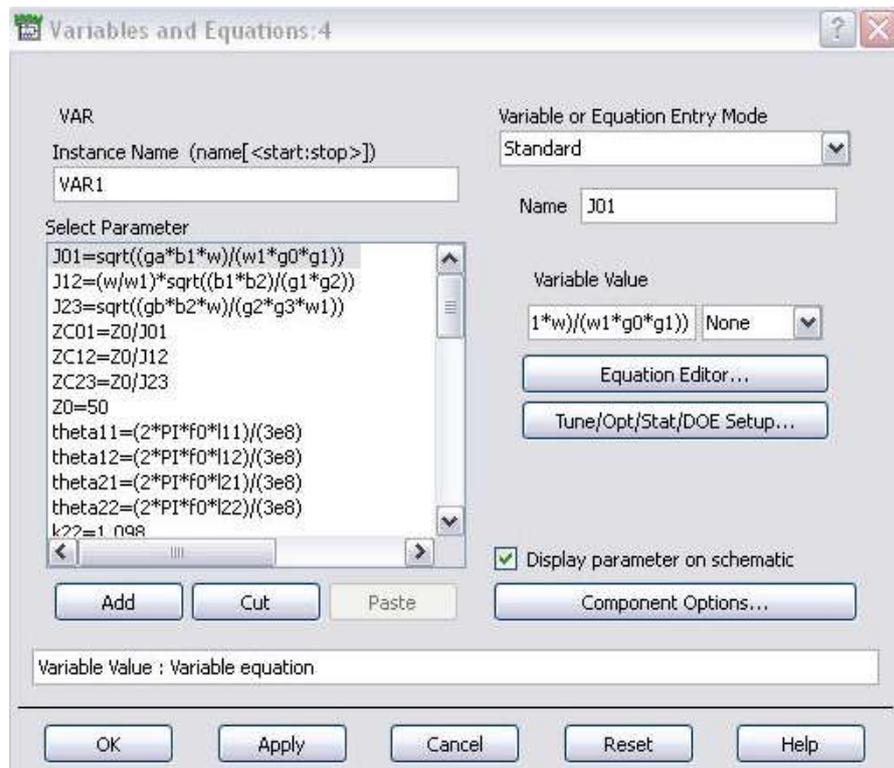
et avec ces lignes nous allons décrire notre filtre, pour placer une ligne cliquer gauche pour la prendre puis cliquer gauche pour la placer enfin cliquer droit et « end command »

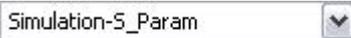
- Chaque ligne possède ses propres caractéristiques, que nous définissons



- Après avoir opéré de la même façon pour toutes les lignes de notre filtre, nous allons écrire les équations de synthèse (chapitre4) qui nous permettront de relever les caractéristiques des lignes ($X_{11}, l_{11}, X_{12}, l_{12}, f_0 \dots$) du filtre DBR d'ordre2. pour ce, dans le menu

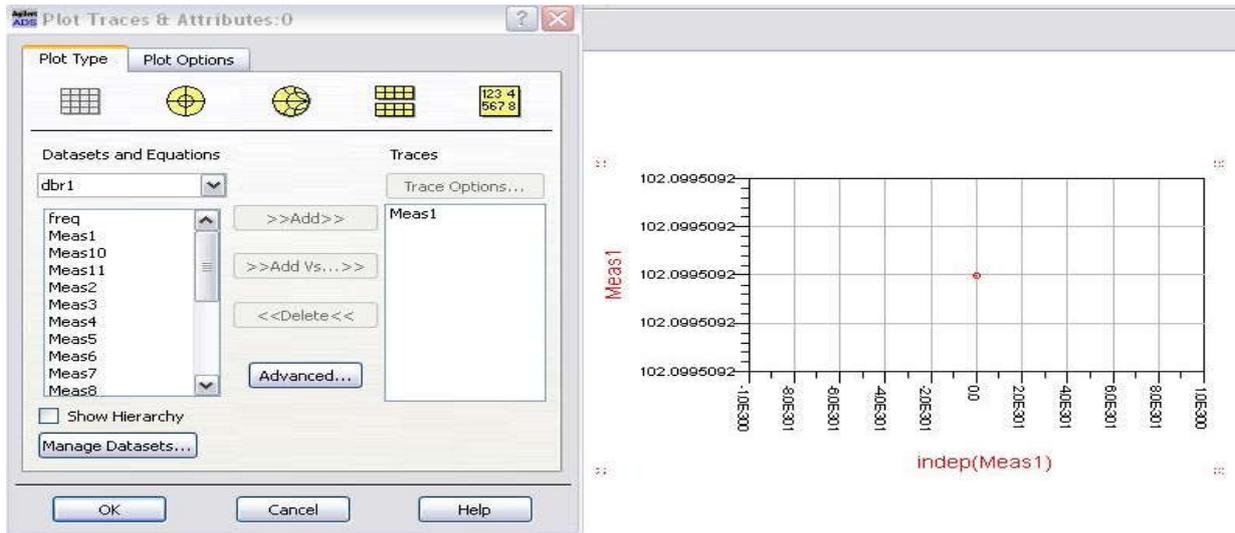
ADS prendre  et dedans nous allons écrire toutes les équations de synthèse comme ceci :



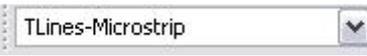
- Une fois les variables définies, dans le menu ADS taper  et appuyer sur **Entrer**, et à l'intérieur écrire les variables :
 $(X_{11}, X_{12}, X_{21}, X_{22}, Z_{c01}, Z_{c12}, Z_{c23}, \theta_{11}, \theta_{12}, \theta_{21}, \theta_{22})$
- Pour adapter notre filtre à 50ohm il suffit de taper  dans le menu ADS et adapter l'entrée et la sortie.
- A noter que les connexions entre les différentes lignes sont faites avec 
- Enfin, pour simuler les paramètres S du filtre aller dans la librairie ADS et choisir , puis sélectionner , dedans on définit les fréquences (début, fin et le pas).

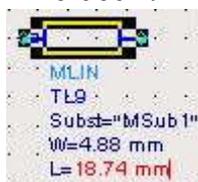


- L'allure finale de notre fichier est représentée au chapitre4, figure.16, pour lancer la simulation il suffit de cliquer sur  et la réponse obtenue est celle de la figure.17 (chapitre4)
- Dans la fenêtre simulation qui s'ouvre, nous allons mesurer toutes les variables fixées auparavant comme le montre cette figure.

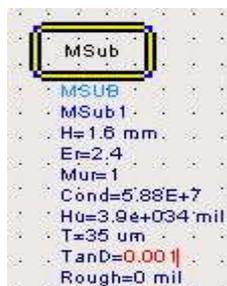


- Maintenant que nous avons toutes les mesures, nous allons introduire la technologie microruban. Pour cela dans la fenêtre schématique aller vers **Tools > LineCalc > Start LineCalc**, et comme nous l'avons défini au chapitre 4, nous introduisons les caractéristiques du substrat ainsi que les caractéristiques électriques des lignes pour avoir les caractéristiques physiques (synthèse).
- Une fois les caractéristiques physiques des lignes obtenues, nous allons décrire le filtre par des modèles microrubans.
- Sur une nouvelle fenêtre schématique, aller dans la librairie ADS et

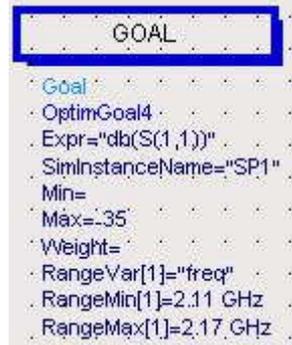
choisir , puis sélectionner  et avec ces lignes nous décrivons notre filtre comme précédemment en entrant les caractéristiques physiques obtenues sur LineCalc pour chacune d'entre elles comme ceci :



- Nous fixons les paramètres S et nous adaptons le filtre comme pour le cas précédent en lignes idéales et toujours dans la librairie ADS nous sélectionnons le substrat  en définissant ses différentes caractéristiques : Téflon



- Au final, le fichier obtenu est celui de la figure.18 (chapitre4) et en lançant l'analyse (cliquer ) nous obtenons le résultat de la simulation circuit représenté par la figure.19 (chapitre4).
- Une fois la simulation circuit faite, nous passons à l'optimisation. Pour cela dans la librairie ADS aller vers et sélectionner , puis définir l'objectif souhaité, ex.



Nous pouvons fixer plusieurs buts.

Ensuite, toujours dans la librairie ADS, nous sélectionnons l'algorithme d'optimisation , nous choisissons l'algorithme gradient et un nombre d'itération de 25, ensuite nous lançons la simulation (cliquer ) figure.20, 21 (chapitre 4)

- Une fois l'optimisation répond au cahier des charges, nous fixons des ports aux accès du filtre en sélectionnant  et nous générons le layout dans le menu ADS aller **Layout > Generate/Update Layout**, puis cliquer **OK**.
- Enfin pour lancer une simulation EM sous Momentum, dans la fenêtre Layout qui s'ouvre aller : **Momentum > substrate > Update From Schematic**,
Puis : **Momentum > Simulation > S-parameters**.
Les résultats des simulations EM sont représentés au chapitre 4
 - A noter qu'une simulation EM prend plusieurs minutes.

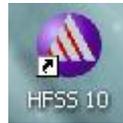
Annexe.II

HFSS

(High Frequency Simulator Structure)

A.II.1 Simulation d'un coupleur à branches sur HFSS.

- Ouvrir Ansoft HFSS.



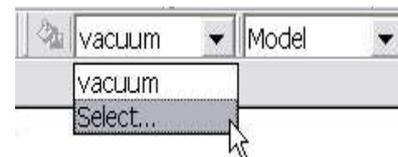
- Configurer les options.
 1. Dans la fenêtre Ansoft HFSS, aller vers **Tools > option> HFSS option.**
 2. Dans la fenêtre « HFSS option Windows » qui s'ouvre
 1. Cliquer sur **General**
 - ✓ Use wizards for data entry when creating new boundaries.
 - ✓ Duplicate boundaries with geometry.
 2. Cliquer **OK**

Ensuite

- Dans le menu HFSS aller vers **HFSS > Solution Type.**
- Dans la fenêtre « solution type Windows » qui s'ouvre
Choisir **Driven Terminal**
Cliquer **OK**

▪ Création du modèle en 3D.

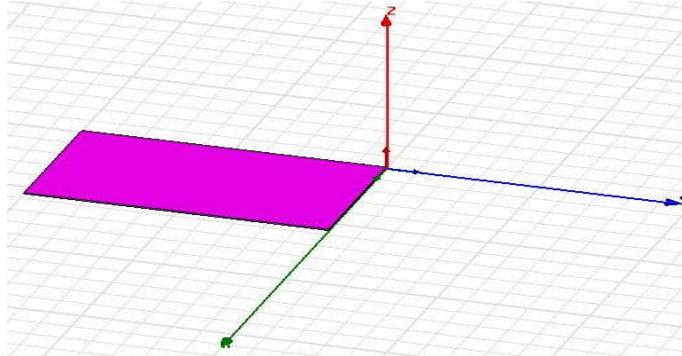
- Configurer l'unité.
 1. Sélectionner dans le menu **3D Modeler >Units.**
 2. dans la fenêtre « set model units » qui s'ouvre,
 1. Sélectionner l'unité : **mm** (millimètre)
 2. Cliquer **OK**
- Choisir le conducteur.
 1. Dans la barre d'outils 3D, choisir **Select**



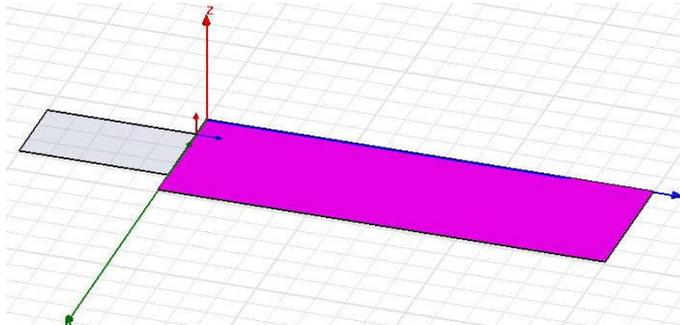
2. Dans la fenêtre « Select Window » qui s'ouvre,
 1. Taper **Cooper** (cuivre) dans recherche par nom.
 2. Cliquer **OK**

Par la suite nous allons créer étape par étape toutes les lignes et jonctions de notre coupleur à branches C1 en se servant des longueurs obtenu sous ADS .

- Créer la 1^{ère} jonction.
 1. Sélectionner dans le menu **Draw >Box**, ou cliquer sur 
 2. Dans le champ des coordonnées qui s'affiche en bas, positionner la jonction. (x=0, y=0, z=0) cliquer sur **Entrer**
dx=2.82, dy=-4.99, dz=0.035 **Entrer**
- Donner un nom à la jonction.
 1. Dans la fenêtre **Propriétés** qui s'ouvre, sélectionner **Attribute**
 2. pour **Value of Name** taper : jonction1
 3. Cliquer **OK**
- Pour visualiser la jonction.
 1. Sélectionner dans le menu **View > Active View > View All**.

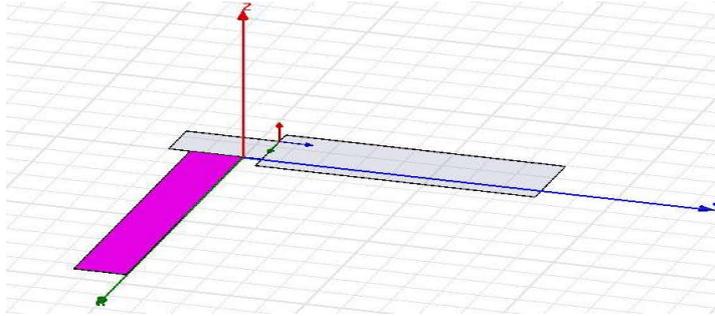


- Créer le tronçon de ligne L35
 1. Sélectionner dans le menu **Draw >Box**, ou cliquer sur 
 2. En utilisant le champ de coordonnées qui s'affiche, nous fixons son point d'origine (x=-1.25, y=0, z=0) cliquer sur **Entrer**
dx=4.88, dy=15, dz=0.035 **Entrer**
 3. Dans la fenêtre **Propriétés** qui s'ouvre, sélectionner **Attribute**
 4. Pour **Value of Name** taper: L35, cliquer **OK**
- Pour visualiser le tout.
 2. Sélectionner dans le menu **View > Active View > View All**.



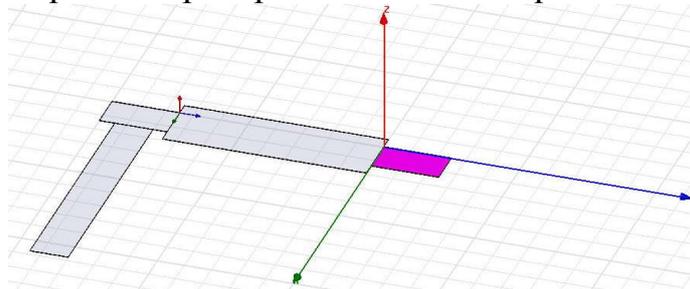
- Créer le tronçon de ligne L50
 1. Sélectionner dans le menu **Draw >Box**, ou cliquer sur 
 2. Dans le champ des coordonnées qui s'affiche en bas. Nous fixons le point d'origine x=2.82, y=-1.025, z=0 **Entrer**
dx=18.74, dy=2.82, dz=0.035 **Entrer**
 3. Dans la fenêtre **Propriétés** qui s'ouvre, sélectionner **Attribute**
 4. Pour **Value of Name** taper: L50

5. Sélectionner dans le menu **View > Active View > View All**



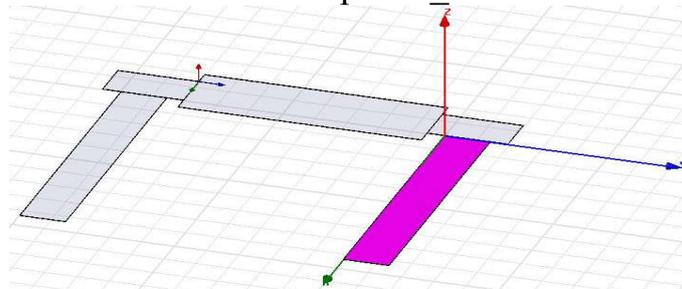
➤ Créer le tronçon de ligne jonction2

1. Sélectionner dans le menu **Draw >Box**, ou cliquer sur 
2. Dans le champ des coordonnées qui s'affiche en bas, Nous fixons le point d'origine de la jonction $x=0, y=15, z=0$ **Entrer**
 $dx=2.88, dy=4.99, dz=0.035$ **Entrer**
3. Dans la fenêtre **Propriétés** qui s'ouvre, sélectionner **Attribute**
4. Pour **Value of Name** taper: jonction2
5. Cliquer **OK** puis pour visualiser cliquer sur 



➤ Créer le tronçon de ligne L_50

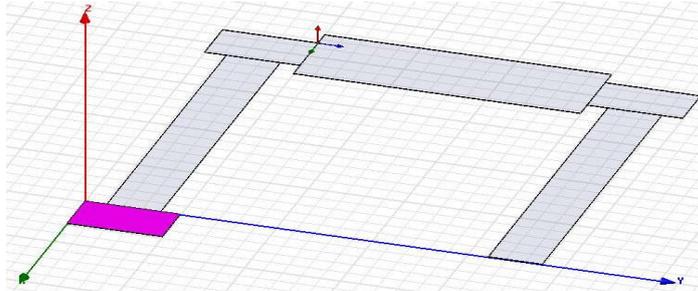
1. Sélectionner dans le menu **Draw >Box**, ou cliquer sur 
2. Dans le champ des coordonnées qui s'affiche en bas, Nous fixons son point d'origine. $x=2.82, y=16.085, z=0$ **Entrer**
 $dx=18.74, dy=2.82, dz=0.035$ **Entrer**
3. Dans la fenêtre **Propriétés** qui s'ouvre, sélectionner **Attribute**
4. Pour **Value of Name** taper: L_50



➤ Créer le tronçon de ligne jonction3

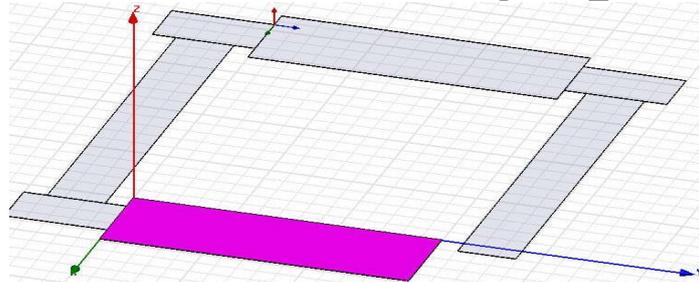
1. Sélectionner dans le menu **Draw >Box**, ou cliquer sur 
2. Dans le champ des coordonnées qui s'affiche en bas, Nous fixons le point d'origine à $x=21.56, y=4.99, z=0$ **Entrer**
 $dx=2.82, dy=4.99, dz=0.035$ **Entrer**

3. Pour **Attribute Value of Name** taper: jonction3



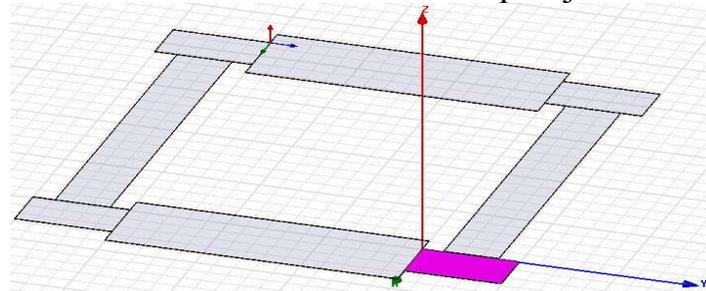
➤ Créer le tronçon de ligne L_35

1. Sélectionner dans le menu **Draw >Box**, ou cliquer sur 
3. Dans le champ des coordonnées qui s'affiche en bas, Nous fixons son point d'origine $x=20.59, y=0, z=0$ **Entrer**
 $dx=4.88, dy=15, dz=0.035$ **Entrer**
2. Pour **Attribute Value of Name** taper: L_35



➤ Créer le tronçon de ligne jonction4

1. Sélectionner dans le menu **Draw >Box**, ou cliquer sur 
2. Dans le champ des coordonnées qui s'affiche en bas, Nous fixons son point d'origine $x=21.62, y=15, z=0$ **Entrer**
 $dx=2.82, dy=4.99, dz=0.035$ **Entrer**
3. Pour **Attribute Value of Name** taper: jonction4

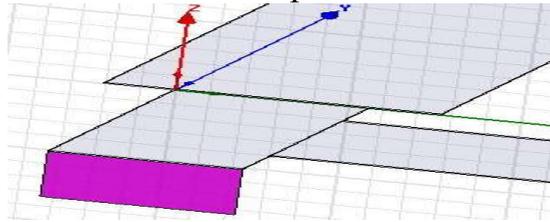


L'étape suivante consiste à créer les sources et à leur allouer une excitation.

➤ Créer la source

1. Changer de plan en allant : **3D Modeler > Grid Plane > XZ**
2. Pour créer la source, sélectionner dans le menu **Daw > Rectangle**
3. Dans le champ de coordonnées qui s'affiche, entrer les valeurs:
 $x=0, y=-4.99, z=0$ cliquer **Entrer**
4. Ensuite rentrer les dimensions du rectangle $dx=2.82, dy=0, dz=-1.6$

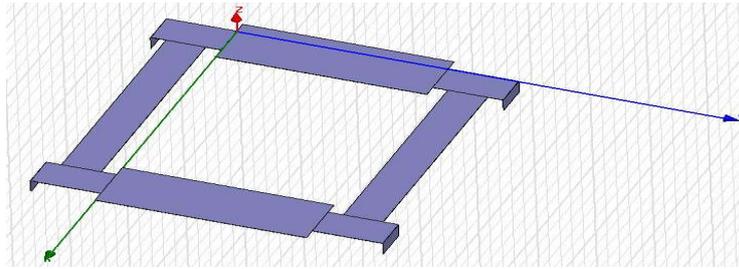
- Pour donner un nom à la source
 1. Dans la fenêtre **Propriétés** qui s'ouvre, sélectionner **Attribute**
 2. Pour **Value of Name** taper: Source1



- Pour assigner l'excitation
 1. Dans le menu HFSS aller vers **Edit > Select > By Name**
 2. Dans la fenêtre « Select Object Dialog » qui s'ouvre,
 1. Sélectionner **source1**. Cliquer **OK**
- Pour assigner l'excitation au port sélectionné
 1. Dans le menu HFSS aller vers **HFSS > Excitations > Assign > Lumped Port**
 2. Dans la fenêtre « Lumped Port : General » qui s'ouvre
 1. Nom : P2, Résistance : 50, Réactance : 0
 2. Click sur le bouton : **Suivant**
 3. Dans la fenêtre « Lumped Port : Terminals » qui s'ouvre
 1. Number of Terminals : 1
 2. Pour **T1** cliquer sur la colonne **Undefined** et sélectionner **New Line**
 3. En utilisant le champ des coordonnées, nous positionnons le vecteur à $x=0, y=-4.99, z=0$ cliquer **Entrer**
 $dx=2.82, dy=0, dz=-1.6$ cliquer **Entrer**
 4. cliquer sur le bouton **Suivant**
 5. Dans la fenêtre « Lumped port »
 1. le port est adapté à **50**

Et nous opérons de la même manière pour les autres ports.

- Source2, port2 : **Draw > box**, on se positionne à $x=0, y=19.99, z=0$
 $dx=2.82, dy=0, dz=-1.6$ **Entrer**
 Et la nouvelle ligne (**new line**) sera positionner à $x=1.41, y=19.99, z=-1.6$
 $dx=0, dy=0, dz=+1.6$
 - Source3, port3 : **Draw > box**, on se positionne à $x=21.56, y=19.99, z=0$
 $dx=2.82, dy=0, dz=-1.6$ **Entrer**
 Et la nouvelle ligne (**new line**) sera positionner, $x=21.56, y=19.99, z=-1.6$
 $dx=0, dy=0, dz=+1.6$
 - Source4, port4 : **Draw > box**, on se positionne à $x=21.56, y=-4.99, z=0$
 $dx=2.82, dy=0, dz=-1.6$ **Entrer**
 Et la nouvelle ligne (**new line**) sera positionner à $x=1.41, y=-4.99, z=-1.6$
 $dx=0, dy=0, dz=+1.6$
- Sélectionner dans le menu **View > Active View > View All**.

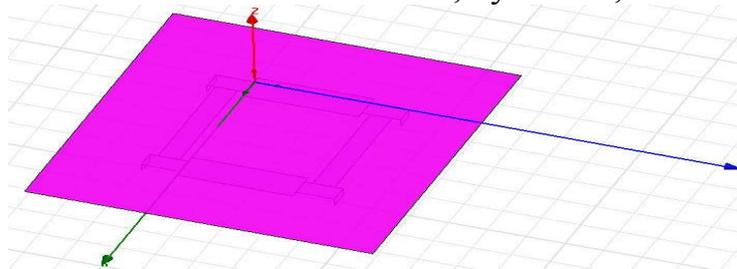


- Maintenant nous allons créer le plan de masse.

Sélectionner **Draw > box** et entrer les coordonnées

$x=-11.4, y=-14.99, z=-1.635$ **Entrer**

$dx=48.5, dy=44.98, dz=+0.035$ **Entrer**



- Ensuite nous allons définir le matériau utilisé comme substrat,

Dans la barre d'outils « 3D modeler materials », choisir **Select**

Dans la fenêtre qui s'ouvre, cliquer **Add materials**, puis choisir le verre époxy, comme il n'y ait pas, nous l'avons créé.

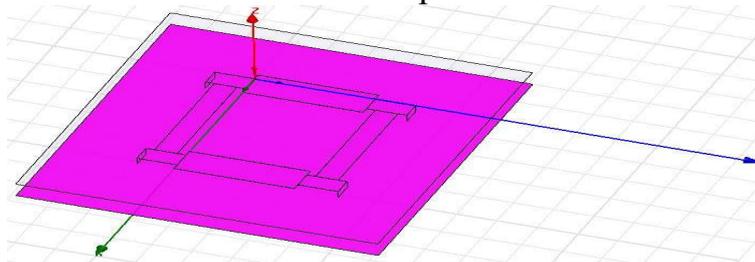
- Une fois le matériau choisi, nous créons le substrat

Sélectionner **Draw > box** et introduire les coordonnées

$x=-11.4, y=-14.99, z=-1.6$ **Entrer**

$dx=48.5, dy=44.98, dz=1.6$ **Entrer**

Pour **Attribute Value of Name** taper: substrate



- Enfin, nous terminons le modèle par la création de l'air

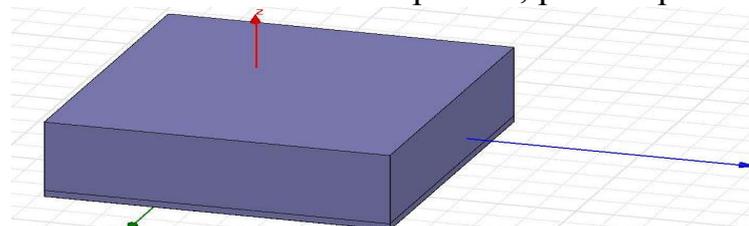
Dans la barre d'outils « 3D modeler materials », choisir **Air**

Sélectionner **Draw > box** et entrer les coordonnées

$x=-11.4, y=-14.99, z=-2.635$ **Entrer**

$dx=48.5, dy=44.98, dz=50$ **Entrer**

Pour **Attribute Value of Name** taper: air, puis cliquer 



- Créer les conditions aux limites
 1. Dans le menu aller vers : **Edit > Select > By Name**, puis sélectionner l'objet du nom ; **Air**, et cliquer **OK**
 2. Pour créer les conditions aux limites
Sélectionner dans le menu **HFSS > Boundaries > Assign > Radiation**,
 3. Dans la fenêtre qui s'ouvre : Nom : **RAD1**, puis cliquer **OK**
 4. Pour vérifier si les conditions aux limites sont bien configurées
Dans le menu sélectionner **HFSS > Boundary Display (Solver View)**

Une fois les conditions aux limites fixées, l'analyse peut être effectuée.

- Configurer une analyse
 1. sélectionner dans le menu **HFSS > Analysis Setup > Add Solution Setup**
 2. Dans la fenetre qui s'ouvre sélectionner : **General**
 1. Fréquence de travail $f_0 = 2.045GHz$, cliquer **OK**
 2. Configurer la bande de fréquence et le pas
Aller dans **HFSS > Analysis Setup > Add Sweep**
Sélectionner **Setup1**, puis cliquer **OK**
 3. dans la fenetre qui s'ouvre
Sélectionner: **Fast**
Type d'organisation fréquence: **Linear Step (lineaire)**
Début: 1GHz
Fin: 3GHz
Le pas: 10MHz

Sauvegarder les champs: Cocher.
Cliquer sur **OK**

- Sauvegarder le projet.
Dans le menu HFSS aller vers **File > Save As**.
Dans la fenetre qui s'ouvre donner le nom au projet ex : « coupleurC1 »
- Valider le modèle et lancer l'analyse
Aller dans : **HFSS > Validation Check**
Si aucun message d'erreur n'est signalé,
Sélectionner dans le menu : **HFSS > Analyse all**
- Pour voir l'évolution des paramètres S en fonction de la fréquence
Sélectionner dans le menu **HFSS > Results > Create Report**
Type de rapport: Terminal S Parameters
Type de réponse: Rectangular, puis cliquer **OK**
Categorie: Terminal S-Parameters
St(p1,p1), St(p2,p1), St(p3,p1), St(p4,p1)
Fonction: dB
Cliquer sur le bouton **Add Trace**, puis sur **Done**.

« La réponse de la simulation est donnée au chapitre4, figure.10 »

Bibliographie du chapitre 1

- [1]. **Catherine Algani.** UE Conception de circuits hautes fréquences, introduction : système émission- réception
- [2]. **Ian Glover, Peter Grant** (Prentice Hall) Digital communication
- [3]. **Alexander Joseph Huber, Joseph Franz Huber** (Artech House. Boston. London) UMTS and Mobile Computing

Bibliographie du chapitre 2

- [4]. **David M. Pozar.** (Wiley Interscience) Microwave Engineering 3rd Edition.
- [5]. **Joseph F. White.** (Wiley Interscience) High Frequency Techniques, an Introduction to RF and Microwave Engineering.
- [6]. **K.C. Gupta, Ramesh Garg, Inder Bahl, Prakash Brahtia.** (Artech House. Boston. London) Microstrip Line and Slotlines 2nd Edition
- [7]. **Murshed Alam, Donald Eastman, Jason McGraw, Wai Tung.** The Branch-Line Coupler
- [8]. **Jianpeng Wang, Bing-Zhong Wang, Yong-Xin Guo, L. C. Ong, Shaoqiu Xiao** “*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, No. 7, Jul 2007” A Compact Slow-Wave Microstrip Branch-Line Coupler With High Performance”

Bibliographie du chapitre 3

- [9]. **G. Mathaei, L.Young, and E. M. T. Jones,** (Artech House, 1980).”*Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures*”.
- [10]. **C. Quendo, E. Rius, C. Person** "Narrow bandpass filters using Dual-Behavior Resonators” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, p. 734-743, mars 2003.
- [11].**C. Quendo, E. Rius, C. Person** "Narrow bandpass filters using Dual Behavior Resonators (DBRs) based on stepped impedance stubs and different-length stubs " *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, p.1034-1044, mars 2004.
- [12].**C. Quendo, E. Rius, C. Person** “Synthesis of Dual Behavior Resonator (DBR) Filters With Integrated Low-Pass Structures for Spurious Response Suppression” *IEEE Microwave Components Letters*, Vol 16, No 1, January 2006.
- [13].**John. B. Ness.** A Unified Approach to the Design, Measurement, and Tuning of Coupled-Resonator Filters” *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 46, No. 4, April 1998”.

- [14].**H.-Y. Anita Yim, and K.-K. Michael Cheng.** Novel Dual-Band Planar Resonator and Admittance Inverter For Filter Design and Applications “*Department of Electronic Engineering, The Chinese University of Hong Kong, Shatin, Hong Kong*”.
- [15].**E. Rius, C. Quendo, A. Manchec, Y. Clavet, C. Person and J.F. Favennec** (LEST-UMR CNRS no. 6165, Brest, France), **G. Jarthon, O. Bosch, J.C. Cayrou, P. Moroni and J.L. Cazaux,** (Alcatel Alenia Space, Toulouse, France). Design of Microstrip Dual Behavior Resonator Filters: A Practical Guide “*Microwave Journal* Vol. 49, NO. 12, Dec 2006, Page 72”

Bibliographie du chapitre 4

- [16].**Ansoft Corporation**
<http://www.ansoft.com/products/>
- [17].**Agilent Technologies**
http://eesof.tm.agilent.com/products/design_products.html
- [18].Conception de composants en microruban.
<http://pagesperso-orange.fr/pfe-hyper/accueil.htm>
- [19].Réalisation de Composants Hyperfréquences
<http://www.hyper-rf.com>

Bibliographie de l'Annexe. II

- [20].User's guide, HFSS Ansoft Corporation 2005.