

N° d'ordre : 19/2011-M/ EL

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

**Université des Sciences et de la Technologie Houari
Boumediene
(U.ST.H.B)**

Faculté d'Electronique et d'Informatique



MÉMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de **MAGISTER**
En : **ELECTRONIQUE**

Spécialité : **Systèmes Radio Fréquences et Micro Ondes**

Par: **Zahira OUNESLI**

THÈME

Conception d'un Mélangeur Equilibré

Soutenu publiquement le 25 Décembre 2011, devant le Jury composé de :

TOUHAMI rachida	Professeur,	à l'USTHB	Présidente
YAGOUB Mustapha C.E	Professeur,	à l'U. Ottawa	Directeur de mémoire
ACHOUR Nouara	Maitre de conférences /A,	à l'USTHB	Examinatrice
TOUNSI Mohamed Lamine	Maitre de conférences /A,	à l'USTHB	Examineur

Résumé

Le travail que nous avons réalisé dans le cadre de notre projet de Magistère consiste à concevoir un mélangeur en technologie hybride basé sur des diodes et non des transistors. Ce mélangeur dit simple équilibré (à deux diodes) est destiné au premier étage de conversion d'un récepteur en bande X pour la Télévision Directe par Satellite (TVDS). La fréquence d'entrée RF varie de 11.7GHz à 12.1GHz, et la fréquence de sortie (ou fréquence intermédiaire) est de 0.95GHz à 1.35GHz. Un signal de pompe ou OL sert au transfert du spectre de la bande de fréquence RF à la bande de fréquence FI.

Les résultats obtenus sont conformes aux standards en vigueur et le mélangeur conçu peut être ultérieurement incorporé dans un système intégré grand public de réception TV par satellite travaillant en bande X.

Abstract

The work we have achieved in the context of our Magister project involved the design of a hybrid mixer based on diodes and not transistors.

This mixer called simple balanced (two diodes) has been designed for the first stage of an X-band receiver for Direct Broadcast Satellite (DBS).

The RF input frequency range is from 11.7GHz to 12.1GHz, while the output frequency (or intermediate frequency) is in the range of 0.95GHz to 1.35GHz.

A local oscillator delivers the pump signal used to transfer the spectrum from the RF band to the IF band.

The obtained results satisfy the current standards and the designed mixer can be incorporated into an integrated receiving satellite working in X-band.

ملخص

العمل الذي أنجزناه في إطار مشروع الماجستير يتمثل في تصميم خلاط بتكنولوجيا هجينة قائم على أساس الصمامات الثنائية وليس الترانزستورات. تم تصميم خلاط بسيط متوازن (باستخدام زوج من الصمامات الثنائية) موجه للاستخدام في الطابق الأول من دائرة التحويل في مستقبل يعمل على نطاق التردد X من أجل أنظمة التلفزيون المباشر عبر الأقمار الصناعية (TVDS). تردد الدخول RF يتراوح بين 11.7 GHz إلى 12.1 GHz وتردد الخروج (أو التردد الوسيط) FI يتراوح من 0.95 GHz إلى 1.35 GHz. يتم استخدام مضخة إشارة (OL) من أجل نقل الطيف من نطاق التردد RF إلى نطاق التردد FI.

النتائج المتحصل عليها متوافقة مع المعايير الحالية، والخلاط المصمم يمكن إدماجه في وقت لاحق في أحد أنظمة الاستقبال التلفزيونية عبر الأقمار الصناعية المستخدمة من قبل القطاع العام، والعاملة في نطاق التردد X.

Dédicace

*A la mémoire de mes grands-pères,
A mes parents, auxquels je dois tous, pour toute la peine qu'ils se sont donnée, pour leur
patience et générosité,
A mes sœurs et frères ...
A ma famille...
A mes amies
A tous ceux qui me sont très chers.*

*Je dédie ce modeste travail en témoignage de ma profonde gratitude et ma reconnaissance
infinie.*

Zahira OUNESLI

Remerciements

En premier, je remercie Dieu pour m'avoir donné la patience et le courage durant ces années d'étude. Dieu merci

Je tiens à remercier ici toutes les personnes qui, d'une façon ou d'une autre, ont contribué à la réalisation de ce mémoire.

*J'adresse ma profonde reconnaissance à **Mme le Professeur R. Touhami**, qui a bien voulu me faire l'honneur de présider le jury de ce mémoire et pour m'avoir accueilli dans son équipe.*

*Je tiens à exprimer tout particulièrement ma gratitude à mon directeur de thèse, mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur **Mr M.C.E Yagoub**, professeur à l'université d'Ottawa, qui a bien assuré l'encadrement de cette thèse la confiance qu'il m'a accordée, son suivi, soutien permanent et ses conseils avisés au cours de nos multiples discussions furent très précieux pour l'accomplissement de ce travail. Ce fut un réel plaisir de travailler à vos côtés.*

*Je remercie vivement **Mr M.L. TOUNSI**, maître de conférences à U.S.T.H.B pour ses conseils, son soutien et pour avoir accepté d'être examinateur de ce manuscrit.*

*Merci à **Mme N. Achour**, maître de conférences à U.S.T.H.B Pour avoir accepté d'être examinatrice de ce mémoire.*

Mes remerciements vont également à tous mes enseignants, pour leurs contributions énormes dans l'évolution de mon parcours scientifique.

Remerciements chaleureux également adressés à mes collègues et aux membres du laboratoire, pour la bonne ambiance de travail durant ces trois années. Merci pour leur aide précieuse, leur bonne humeur et je leur souhaite bonne chance.

Je remercie de tout mon cœur mes parents. Qu'ils trouvent ici, le fruit de leurs sacrifices consentis pour mon éducation, et l'expression de mon amour et de ma gratitude pour la bienveillance avec laquelle ils m'ont toujours entouré.

Je dédie ce travail à mes sœurs et mes frères pour le soutien, l'écoute et la patience qu'ils m'ont accordés afin de continuer à réaliser mes ambitions aussi à toute la famille pour leur soutien et leur affection

Table des matières

Introduction générale	3
Chapitre 1 : Mélangeurs Micro-onde	3
1.1. Introduction	3
1.2. Les récepteurs micro onde.....	3
1.2.1. Les fonctions principales d'un récepteur	4
1.2.2. Les architectures générales des récepteurs	4
1.2.2.1. Récepteurs superhétérodynes	4
1.2.2.2. Récepteurs homodyne (conversion directe).....	5
1.2.2.3. Récepteur à faible fréquence intermédiaire (faible FI)	6
1.3. Le mélangeur	6
1.3.1. Le principe de mélangeur	6
1.3.1.1. Le principe de mélangeur idéal	7
1.3.1.2. Le principe à base de non linéarité.....	8
1.3.1.3 Elément non linéaire	8
1.3.1.3.2 Le transistor	9
1.4. Grandeurs caractéristiques du mélangeur	9
1.4.1. Gain ou pertes de conversion.....	9
1.4.2. Isolation	11
1.4.3. Les réjections des signaux en sortie	12
1.4.4. Le point de compression à 1Db	14
1.4.5. Point d'interception d'ordre 3.....	15
1.4.6. Plage dynamique.....	16
1.4.7. Facteur de bruit	16
1.4.8. TOS.....	17
1.5. Types de mélangeur	18
1.5.1. Mélangeurs simple-diode	19

1.5.2. Les mélangeurs équilibrés	20
1.5.2.1. Mélangeur simple-équilibré	20
1.5.2.2. Mélangeur double-équilibré	21
1.5.2.3. Mélangeur triple-équilibré	22
1.5.3. Comparaison entre les mélangeurs à diodes	22
1.6. Mélangeur sous harmonique	23
1.7. Mélangeur à réjection d'image (IRM).....	23
1.8. Conclusion.....	24
Chapitre 2 : Eléments de conception du mélangeur	25
2.1. Introduction	25
2.2. La diode Schottky.....	25
2.2.1. Introduction	25
2.2.2 choix de matériau de la diode	25
2.2.3 Structure de la diode	26
2.2.4 Les paramètres de la diode	27
2.2.4.1 Conductance.....	28
2.2.4.3 Capacitance	28
2.2.4.4 Résistance parasite	29
2.2.4.5 Eléments de boîtier	30
2.2.5 Critères de choix de la diode Schottky à partir de ces paramètres	30
2.3. Les principales structures des lignes planaires.....	31
2.3.1. La ligne microbande (microstrip)	31
2.3.2 La ligne à fente (slotline).....	32
2.3.3 Ligne coplanaire (coplanar waveguide).....	33
2.3.4 Ligne à ailettes (finline).....	33
2.3.5 Microbande inversée.....	34
2.3.6 Microbande inversée piégée	34
2.3.7 bande suspendue (suspended stripline).....	34
2.3.8 Ligne image	34
2.3.9 Choix de la structure.....	35
2.3.10 Caractérisation du substrat et choix de la hauteur	35
2.4. Diviseurs de puissance et coupleurs directionnels	39

2.4.1 Diviseur de puissance en Té (WILKINSON).....	39
2.4.2 Les coupleur	42
2.4.2.1 Principe de base du coupleur hybride	43
2.4.2.2. Les paramètres fondamentaux d'un coupleur	44
2.4.2.3 Différents types de coupleurs.....	46
2.4.2.4 Avantages et inconvénients des différents coupleurs	48
2.5. Calcul du coupleur en échelle	50
2.6. Simulation et résultats de coupleur en échelle (Branchline)	61
2.7. Conclusion.....	79
Chapitre 3 : Conception du mélangeur à une seule diode	80
3.1. Introduction	80
3.2. Dispositif de mélange.....	80
3.3. Approche de conception du Wilkinson	83
3.4. Le résonateur LC parallèle et les lignes quart d'onde	85
3.5. Conception du mélangeur à une seule diode à base de HSMS8101	86
3.5.1. Mélangeur à une seule diode HSMS-8101 sans adaptation	86
3.5.2. Mélangeur à une seule diode HSMS-8101 avec adaptation.....	88
3.6. Conception du mélangeur à une seule diode à base de MA4E2502M.....	92
3.6.1. Mélangeur à une seule diode MA4E2502M sans adaptation	92
3.6.2. Mélangeur à une seule diode MA4E2502M avec adaptation.....	94
3.7. Comparaison entre les deux mélangeurs à diodes.....	97
3.8. Conclusion.....	97
Chapitre 4 : Conception du Mélanger Equilibré.....	98
4.1. Introduction	98
4.2. Mélangeur équilibré idéal.....	98
4.2.1. Impédance des ports du mélangeur	98
4.2.2. Circuit d'adaptation entre diodes et coupleur.....	100
4.2.3. Circuit de sortie de mélangeur.....	101
4.2.4. Le circuit finale de mélangeur avec lignes idéal et les résultats de simulation	106
4.2.5. Le circuit final du mélangeur réel et les résultats de simulation	108
4.3. Comparaison des performances de mélangeur avec lignes idéal et réel	111

4.4. Comparaison de mélangeur simple équilibré et à simple diode.....	112
4.7. Conclusion.....	112
Conclusion générale	113
ANNEXES	114
Bibliographie	120

Liste des figures

Figure (1.1): Architecture superhétérodyne	4
Figure (1.2): Architecture homodyne.....	5
Figure (1.3): Architecture à faible fréquence intermédiaire	6
Figure (1.4): Principe d'un mélangeur idéal	7
Figure(1.5): Pertes de conversion.....	11
Figure (1.6): Principes d'isolation à considérer entre les accès d'un mélangeur	11
Figure (1.7): Visualisation des principales réjections sur un spectre de sortie ($n = 1$).....	13
Figure (1.8): Conversion de la fréquence image vers la FI	13
Figure (1.9) : La variation de la puissance de sortie et le gain de conversion en fonction de la puissance d'entrée	14
Figure (1.10) : Détermination du point d'interception d'ordre 3.....	15
Figure (1.11) : Mélangeurs simple-diode. (a) structure parallèle, (b) structure série	19
Figure (1.12) : Mélangeur simple-équilibré	20
Figure (1.13): Mélangeur double-équilibré à diodes en anneau.....	21
Figure (1.14): Mélangeur double-équilibré à diodes en étoile	21
Figure (2.1) : Coupe d'une diode Schottky	27
Figure (2.2): Schéma Equivalent de la diode	27
Figure (2.3) : Ligne microruban.....	31
Figure (2.4) : Ligne à fente	32
Figure (2.5) : Ligne coplanaire.....	33
Figure (2.6): Ligne à ailettes	33
Figure (2.7): Microbande inversée.....	34
Figure (2.8) : Ligne à bande suspendue	34
Figure (2.9) : Ligne image	35
Figure (2.10): Evolution de l'impédance caractéristique de lignes micro rubans en fonction de la hauteur du substrat DUROID 5880 et la largeur le la ligne	37
Figure (2.11) : Evaluation des pertes du DUROID 5880 dans la bande X.....	37
Figure (2.12) : Diviseur de Wilkinson	39
Figure (2.13) : Les ondes de tension aux différents accès du diviseur de Wilkinson.....	41
Figure (2.14) : (a) hybride idéal 180°, (b) hybride idéal 90°	44
Figure (2.15) : Schéma de principe d'un coupleur	45

Figure (2.16) : coupleur à lignes couplées	46
Figure (2.17) : Coupleur de lange	47
Figure (2.18) : coupleur hybride en anneau	47
Figure (2.19) : coupleur à branches.....	48
Figure (2.20) : Coupleur en échelle.....	50
Figure (2.21) Principe de calcul du coupleur à branches	51
Figure (2.22) Simplification en mode pair	52
Figure (2.23) : Calcul du mode pair	52
Figure (2.24): Simplification en mode impair	53
Figure (2.25). Calcul du mode impair	53
Figure (2.26) : Représentation pour la matrice ABCD.....	54
Figure (2.27) : Stub ouvert mode pair	55
Figure (2.28). Ligne horizontale mode pair	56
Figure (2.29): Stub court-circuit mode impair	57
Figure (2.30): Coupleur en échelle idéal	61
Figure (2.31) : Les Paramètres du coupleur idéal.....	62
Figure (2.32) : Interfaces de l'outil LineCalc de l'ADS.....	63
Figure (2.33) : Coupleur en échelle réel (avec discontinuités).....	64
Figure (2.34) : Comparaison entre les paramètres S de coupleur en échelle idéal et réel.....	65
Figure (2.35) : Coupleur en échelle réel après optimisation.....	66
Figure (2.36) : Paramètres S d'un coupleur en échelle réel après optimisation	66
Figure (2.37): Le choix de Maillage.....	67
Figure (2.38): Le Maillage pour 20 cellules /Le Maillage pour 50 cellules	67
Figure (2.39) : résultats de simulation des paramètres S avec maillage 20/50 cellules.....	68
Figure (2.40) : Paramètres S du coupleur réel après simulation électromagnétique	68
Figure (2.41) : Coupleur en échelle réel avec discontinuités et coudes 90°	70
Figure (2.42) : Les résultats de simulation du coupleur en échelle avec le substrat DUROID 5880 et les coudes	71
Figure (2.43) : Coupleur en échelle avec le substrat DUROID 5880 et les coudes.....	71
Figure (2.44) : Paramètres S du coupleur réel+coudes après simulation électromagnétique	72
Figure (2.45) : Coupleur en échelle réel avec discontinuités et coudes 90°	73
Figure (2.46) : Les résultats de simulation du coupleur en échelle avec le substrat DUROID 5880 et les coudes	74
Figure (2.47) : Coupleur en échelle optimisé avec le substrat DUROID 5880 et les coudes	74
Figure (2.48) : Paramètres S du coupleur réel+coudes optimisé après simulation électromagnétique	75
Figure (2.49) : Coupleur en échelle réel avec discontinuités et coudes utilisant le substrat DUROID 5880-a	76
Figure (2.50) : Les résultats de simulation du coupleur en échelle avec le substrat DUROID 5880-a et les coudes	76
Figure (2.51) : Paramètres S du coupleur réel+coudes après simulation électromagnétique utilisant le substrat DUROID 5880-a.....	77
Figure (2.52) : Masque du coupleur	77

Figure (2.53) : Comparaison entre simulations (—) et mesures (o) du coupleur en échelle avec le substrat DUROID 5880 : (a) $S(2,1)$, (b) $S(3,1)$	78
Figure (3.1) : Les caractéristiques I-V des deux diodes	82
Figure (3.2) : Schéma du combineur Wilkinson	84
Figure (3.4) : L'isolation entre les ports et les paramètres S du Wilkinson	84
Figure (3.5) : Résonateur LC parallèle.....	85
Figure (3.6) : Mélangeur à une seule diode à base de HSMS8101	86
Figure (3.7) : Les performances du mélangeur à une seule diode sans adaptation à base de HSMS8101	87
Figure(3.8) : Circuit pour la détermination des impédances	88
Figure (3.9) : Les résultats des impédances des ports, le coefficient de réflexion et le TOS (VSWR) dans chaque port.....	89
Figure(3.10) : Schéma représentatif des circuits d'adaptation	89
Figure(3.11) : Schéma global du mélangeur à une diode HSMS8101 avec les circuits d'adaptation	90
Figure (3.12): Les performances du mélangeur à une seule diode avec adaptation à base de HSMS8101	91
Figure (3.13) : Mélangeur à une diode à base de la diode MA4E2502M	92
Figure (3.14): Les performances du mélangeur à une seule diode sans adaptation à base de la diode MA4E2502	93
Figure (3.15): Les résultats des impédances des ports et le coefficient de réflexion et VSWR dans chaque port	94
Figure (3.16) : Schéma représentatif des circuits d'adaptation	95
Figure (3.17): Les performances du mélangeur à une seule diode avec adaptation à base de la diode MA4E2502	96
Figure (4.1): L'impédance de sortie de coupleur	99
Figure (4.2) : Simulation de l'impédance d'entrée des deux diodes	100
Figure (4.3): Outil Smith Chart.....	101
Figure (4.4) : Circuit d'adaptation pour les deux diodes.....	101
Figure (4.5): Filtre passe bas avec les éléments localisés	102
Figure (4.6) : Courbe de réponse du filtre passe bas sans des lignes quart d'onde	103
Figure (4.7) : Les éléments localisés en ligne micro ruban.....	103
Figure (4.8) : Le S_{21} du filtre passe bas sans des lignes quart d'onde	104
Figure (4.9) : Le S_{21} de filtre passe bas avec des lignes quart d'onde.....	105
Figure (4.10) : Résultats de simulation électromagnétique de filtre passe bas.....	105
Figure (4.11) : Mélangeur idéal dans son intégralité.....	106
Figure (4.12) : Les performances Mélangeur équilibré idéal	108
Figure (4.13) : Mélangeur équilibré final.....	109
Figure (4.14) : Les performances Mélangeur équilibré réel.....	110
Figure (4.15): Pertes de conversion en fonction de la puissance OL	110
Figure (4.16): Facteur de bruit en fonction de la fréquence	111

Liste des tableaux

Tableau (1.1): Comparaison entre mélangeurs à diodes	23
Tableau (2.1): Limites des impédances caractéristiques des lignes planaires	35
Tableau (3.1): Paramètres Spice de la diode HSMS-8101	81
Tableau (3.2): Paramètres Spice de la diode MA4E2502M	81
Tableau (3.3): Liste des paramètres SPICE d'une diode	81
Tableau (3.4): les performances des deux mélangeurs avec adaptation.....	97
Tableau (4.1) : Comparaison des performances de mélangeur avec lignes idéal et réel	111
Tableau (4.2) : Comparaison des performances de mélangeur à une seule diode et simple équilibré	112

Liste des symboles et des abréviations

Γ	Coefficient de réflexion
δ	Facteur de dégradation de perte
α	Inverse de la tension thermodynamique (V^{-1})
α_c	Pertes dans les conducteurs
α_d	Pertes dans les diélectriques
λ	Longueur d'onde
ρ	Résistivité moyenne du semi conducteur ($\Omega.m$)
ω_{OL}	Pulsation du signal OL (rd/s)
ω_{RF}	Pulsation du signal RF (rd/s)
γ	Facteur de forme de la diode
ϵ	Permittivité du semi conducteur (F/m)
ϵ_{eff0}	Permittivité effective
ϵ_r	Permittivité relative du substrat
σ	Conductivité du substrat
σ_d	Conductivité de diélectrique
Φ	Tension de barrière de la diode (V)
A	Attenuation (dB)
ADS	Advanced Design System
B	Perte d'insertion (dB)
B_e	Puissance de bruit à l'entrée (W)
BLU	Bande Latérale Unique
B_s	Puissance de bruit à la sortie (W)
B_v	Tension de claquage inverse (V)
C	Capacité (F)
C₀	Capacité de jonction à tension nulle (F)
CAO	Conception Assistée par Ordinateur
C_j	La capacité de jonction (F)
C_{j0}	La capacité de jonction à tension nulle (F)

C_p	Capacité de bord de la diode (F)
DBL	Double Bande Latérale
E_G	Énergie d'activation (ev)
F	Facteur de bruit (dB)
F_c	Coefficient de capacité d'appauvrissement en polarisation directe
f_c	Fréquence de coupure (Hz)
FET	Field Effect Transistor
FI	Fréquence Intermédiaire
F_{FI}	Fréquence de la fréquence intermédiaire (Hz)
F_{IM}	Fréquence image (Hz)
F_{OL}	Fréquence d'oscillateur local (Hz)
F_{RF}	Fréquence du signal radio fréquence (Hz)
G	Conductance (S)
GaAs	Gallium Arsenide
G_c	Gain de conversion
g_j	Conductance de jonction (Ω^{-1})
h	Hauteur du substrat (m)
HB	Harmonique Balance
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor
HEMT	High Electron Mobility Transistor
I	Courant total (A)
I_{BV}	Courant inverse à la tension de claquage (A)
I_c	Courant de capacitance (A)
I_D	Courant direct (A)
IIP3	input intercept point (dBm)
IM3	Puissance des raies d'intermodulation d'ordre 3
InP	indium phosphide
IP3	Point d'interception d'ordre 3
I_S	Courant de saturation (A)
I-V	Relation courant tension
K	Constante de Boltzmann (J/K)
L	Inductance (H)

L_c	Pertes de conversion (dB)
L_p	Self de bord de la diode (H)
L_R	Longueur de la résistance
L_s	Self parasite de la diode (H)
LSSP	Large Signal S-Parameter Simulation
M	Coefficient de gradation de la jonction
MESFET	Metal Semiconductor Field Effect transistor
MMIC	Monolithic microwave integrated circuit
MOS	Metal Oxyde Semiconductor
N	Facteur d'idéalité de la diode
n	Ordre du filtre
OIP3	output intercept point (dBm)
OL	Oscillateur Local
P_e	Puissance du signal d'entrée (W)
P_{FI}	Puissance du signal à la fréquence intermédiaire (W)
P_{IM}	Puissance du signal à la fréquence image (W)
P_{RF}	Puissance du signal RF (W)
P_s	Puissance du signal de sortie (W)
q	Charge d'un électron (C)
Q	Facteur de qualité
RF	Radio Fréquence
R_s	Résistance série parasite de la diode due a contacte ohmique (Ω)
R_{s0}	Résistance série à tension nulle (Ω)
Si	Silicium
t	Épaisseur du conducteur du substrat (m)
T	Température (K)
T.E.M	Transverse Électrique Magnétique
tgδ	Tangente de l'angle de pertes
TOS	Taux d'Ondes Stationnaires
TT	Temps de transit (s)
VCO	Voltage Controlled oscillator
V_D	Tension directe (V)

V_i	tension incidente (V)
V_j	Tension de jonction (potentiel électrostatique) (V)
V_r	tension réfléchie (V)
V_S	tension de seuil
V_T	Tension thermodynamique (V)
W	Largeur du substrat (m)
W_e	Largeur du ruban (m)
Z_c	Impédance caractéristique (Ω)
Z_S	Impédance de source (Ω)

Introduction générale

Introduction

De nos jours, avec l'avènement du multimédia et de l'ère des communications, le besoin en produits électroniques portables à faible coût et à haut débit se fait de plus en plus sentir. Le coût étant inversement proportionnel aux quantités vendues, la solution réside dans la compétitivité des produits. Or, pour être compétitif, un produit doit remplir plusieurs fonctionnalités, impliquant une intégration de plus en plus poussée pour le garder portable. Le haut débit, enfin, est étroitement lié à la fréquence du signal porteur. Ainsi, les volumes élevés d'information nécessitent aujourd'hui une transmission à des fréquences de plus en plus hautes, que ce soit pour des applications civiles (télévision par satellite...) ou militaires (transmission de données, radar...) [1]. Ainsi, la multiplicité des applications ainsi que leur ouverture au domaine grand public ont entraîné la nécessité de concevoir des systèmes haute-fréquence performants et à bas coût [2].

Or, tout dispositif haute-fréquence portable (i.e., sans fil) travaille sur le principe de transmission d'information par propagation d'onde à travers un milieu donné (généralement l'air). Ce type de propagation nécessite des porteuses haute-fréquence pour transporter d'un point à un autre le signal renfermant l'information (données numériques ou analogiques basse-fréquence comme par exemple un signal vidéo). Delà, la nécessité de bien maîtriser les mécanismes de mixage entre ces deux types d'ondes pour assurer une bonne transmission. Au cœur de tous ces systèmes de télécommunication se trouve donc le mélangeur qui est un élément essentiel de tous les émetteurs et récepteurs fonctionnant aux fréquences micro-ondes.

Les notions de mélange sont étroitement associées aux notions de non linéarité et amplitude du signal puisque ce sont les non linéarités du composant utilisé (diode ou transistor) qui permettent de réaliser la transposition d'un signal d'une fréquence F_{RF} à une fréquence plus

basse (*down-conversion*) ou plus haute (*up-conversion*) grâce à un oscillateur local (OL). Celui-ci, de forte puissance, est aussi appelé "pompe" car il permet d'assurer un fonctionnement en grand signal (Non linéaire).

L'histoire des mélangeurs est, en fait, l'histoire des récepteurs. En effet, les mélangeurs jouent un rôle critique dans les performances des systèmes radiofréquences (RF) qui utilisent la conversion de fréquence.

Dans ce cadre, ce travail axé sur la conception de mélangeurs haute-fréquence à diodes, est présenté dans quatre chapitres :

Après un bref descriptif de circuits mélangeurs et leurs applications, le premier chapitre détaille les principes fondamentaux de l'opération non-linéaire de mélange et définit les principales figures de mérite associées aux mélangeurs telles que les pertes de conversion, facteur de bruit, les isolations et la linéarité.

Le deuxième chapitre présente une étude sur les éléments qui rentrent dans la conception de mélangeur, les différents types des lignes de transmission, le substrat utilisé et une étude générale sur les différents types de coupleurs. Ces composants sont en effet essentiels à la réalisation des mélangeurs équilibrés et leur conception est très souvent déterminante dans la qualité des performances du mélangeur. Un coupleur en échelle a ainsi été simulé, fabriqué puis testé.

Le troisième chapitre illustre la méthodologie de conception de mélangeurs à une seule diode basé sur un coupleur en échelle pour faire un choix approprié sur les diodes utilisables pour notre application. Les résultats de simulation de ce mélangeur sont aussi présentés.

Le quatrième chapitre a été consacré à la conception du mélangeur équilibré à deux diodes. Ce mélangeur est basé sur la mise en cascade du coupleur en échelle et les diodes avec un filtre FI. Enfin, les résultats de simulation à l'aide de l'outil de simulation ADS d'un mélangeur simple équilibré démontrent les performances de cette structure.

Chapitre 1 :

Mélangeurs Micro-onde

1.1. Introduction

Ce chapitre introduit les grands axes de cette étude ainsi que les principes fondamentaux de l'opération non-linéaire de mélange et les spécifications devant être atteintes par les mélangeurs. Nous détaillerons ainsi les différents types de mélangeurs et les raisons qui nous ont conduits à utiliser la structure équilibrée en utilisant la diode Schottky.

1.2. Les récepteurs micro onde

Un système de radiocommunication utilise les propriétés de propagation des ondes radiofréquences pour transmettre une information. La fréquence du signal contenant l'information est donc convertie en une fréquence plus élevée (*up-conversion*) à l'émission. A la réception, il est alors nécessaire d'abaisser la fréquence du signal reçu pour passer d'une fréquence RF à une fréquence intermédiaire (FI) plus faible (*down-conversion*) afin de faciliter le traitement devant aboutir à l'extraction de l'information. Les catégories de récepteurs sont répertoriées selon la façon dont ce changement de fréquence est réalisé. Si la fréquence intermédiaire résultante n'est pas nulle, on parle de récepteur hétérodyne et le problème des fréquences images apparaît. En effet, une autre fréquence dite fréquence image va être convertie à la même fréquence FI que la fréquence utile. Cette fréquence ne contient aucune information et sa conversion dégrade la qualité du signal utile. Ce point particulier sera discuté ultérieurement.

1.2.1. Les fonctions principales d'un récepteur

Que ce soit en instrumentation ou en radiocommunication, cinq fonctions principales sont nécessaires pour réaliser la bonne réception d'un signal microonde :

- La détection du signal qui est généralement effectuée par une antenne de réception.
- L'amplification du signal détecté qui nécessite l'utilisation d'une chaîne d'amplification faible bruit.
- L'isolation du signal utile qui se fait à l'aide d'un ou de plusieurs filtres.
- La conversion de fréquence qui est une étape incontournable pour récupérer l'information utile.
- La conversion analogique numérique pour (éventuellement) extraire le signal numérique utile en bout de la chaîne de réception.

1.2.2. Les architectures générales des récepteurs

On distingue plusieurs types de récepteurs en fonction des architectures choisies pour réaliser la fonction de conversion de fréquences. Les principales architectures des récepteurs de signaux microondes sont le récepteur superhétérodyne, homodyne et faible FI.

1.2.2.1. Récepteurs superhétérodynes

Le principe de fonctionnement de ce récepteur est de transposer dans un premier temps le signal radio à une première fréquence intermédiaire FI_1 puis à une seconde fréquence FI_2 (généralement due au bloc démodulation). La topologie de ce type de récepteur est présentée à la figure (1.1)

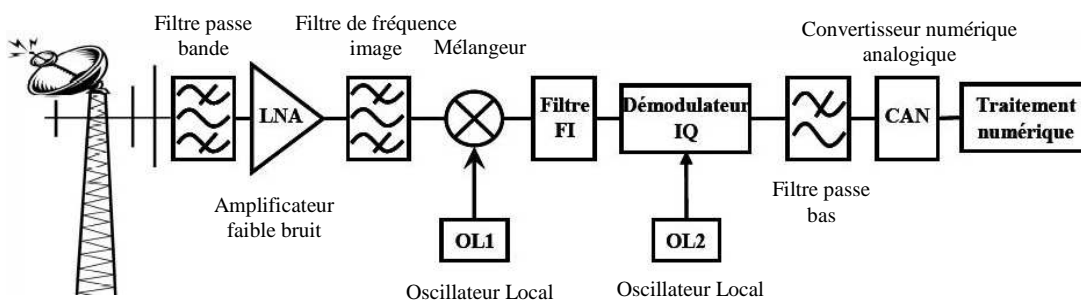


Figure (1.1): Architecture superhétérodyne [3].

Cette architecture offre les meilleures performances en termes de dynamique, de sélectivité et de sensibilité du récepteur. Le principal inconvénient de cette architecture est qu'elle est encombrante. [3]

1.2.2.2. Récepteurs homodyne (conversion directe)

L'architecture de réception à conversion directe consiste à annuler la FI. Elle transpose donc le signal directement en bande de base. Nommée récepteur à zéro FI, homodyne ou à conversion directe, cette architecture évite le problème de fréquence image. De plus le traitement en bande de base est simplifié car les filtres à réaliser sont passe-bas et non plus passe-bande.

Toutefois, ce type de montage reste peu utilisé en RF car il engendre d'autres problèmes dont les principaux sont [1]:

- Le DC offset : du fait d'une conversion tôt dans la chaîne de réception ou le seul filtre utilisé est le filtre de tête, de nombreux phénomènes contribuent à la création de signaux continus (DC) qui sont alors directement parasites dans la bande utile. Parmi ces phénomènes, on note l'auto-mélange dû à une fuite du signal OL sur l'entrée RF du mélangeur ou bien l'inverse.
- Le bruit $1/f$, typique des structures MOS, devient un vrai problème dans la conception des structures zéro-FI sur ce type de substrat. Il n'y a pas de solution d'un point de vue système pour s'affranchir de cet effet parasite et les recherches et améliorations interviennent directement au niveau du composant.

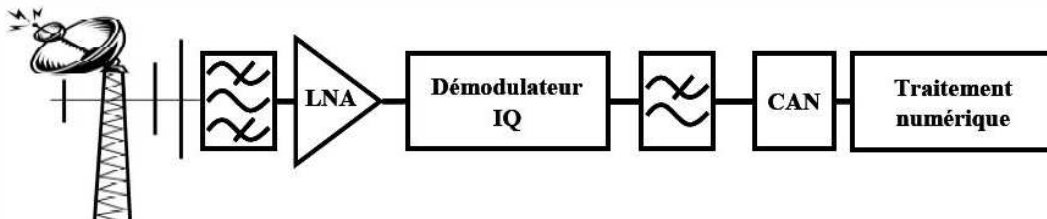


Figure (1.2): Architecture homodyne [3].

1.2.2.3. Récepteur à faible fréquence intermédiaire (faible FI)

L'architecture de réception faible FI (*Low-IF*) [3], [4] consiste à transposer le signal RF en un signal de fréquence FI très faible de façon à éviter le problème du DC-offset et le bruit en $1/f$ liés au récepteur à conversion directe sans pour autant revenir aux inconvénients du récepteur superhétérodyne. Cependant, subsistent les problèmes de fréquence image.

Tout comme pour la conversion directe, les difficultés sont repoussées vers la bande de base, si cette architecture s'affranchit des problèmes d'offset, il n'en est pas de même avec celui de la réjection de fréquence image. Il faut donc trouver un meilleur compromis entre la réjection de l'image et la complexité du traitement du signal en bande de base.

Le choix de la FI est la clef de cette architecture car il influe énormément sur les performances de ce récepteur.

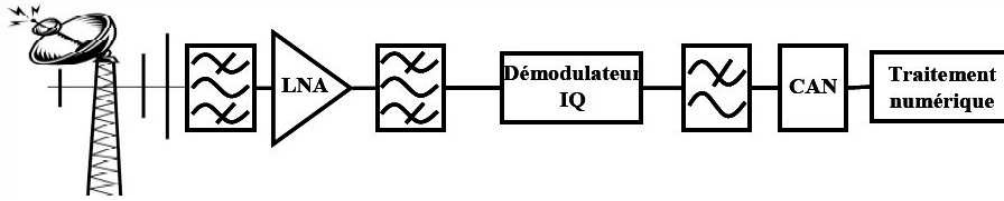


Figure (1.3): Architecture à faible fréquence intermédiaire [3].

1.3. Le mélangeur

Le processus de mélange [5], [6] est intrinsèquement un processus non linéaire permettant le transfert d'énergie d'une fréquence d'entrée F_{RF} vers une fréquence de sortie F_{FI} à l'aide d'un second signal d'entrée dit signal d'oscillateur local de fréquence F_{OL} .

Dans le cadre de ce travail, nous nous intéresserons plus particulièrement aux mélangeurs *down-conversion*, c'est-à-dire aux mélangeurs en réception dont la fréquence de sortie est inférieure à la fréquence d'entrée ($F_{FI} < F_{RF}$).

1.3.1. Le principe de mélangeur

1.3.1.1. Le principe de mélangeur idéal

Le mélangeur idéal est un multiplicateur analogique [7], les deux signaux d'entrée RF et OL générant deux nouvelles fréquences qui sont la somme ou la différence des deux premières.

Du point de vue trigonométrique, nous savons que le produit de deux sinusoides produit une fréquence de somme (*up-conversion*) et de différence (*down-conversion*)

$$V_S(t) = V_{RF}(t) * V_{OL}(t) \quad (I.1)$$

$$V_S(t) = \alpha A(t) \cos(\omega_{RF}t) * \cos(\omega_{OL}t) \quad (1.2)$$

$$V_S(t) = \frac{\alpha A(t)}{2} [\cos(\omega_{RF} - \omega_{OL})t + \cos(\omega_{RF} + \omega_{OL})t] \quad (1.3)$$

Néanmoins, même dans un mélangeur idéal, il y a deux fréquences d'entrée qui peuvent produire la même différence de fréquence FI.

La première est bien entendu la fréquence F_{RF} du signal d'entrée alors que la seconde est dite fréquence image et notée F_{IM} (telle que montrée à la figure I.4). Elle dépend du rapport entre la fréquence RF et celle de l'oscillateur local.

Pour comprendre ce phénomène, prenons l'exemple suivant : $F_{RF} = 1,7$ GHz, $F_{OL} = 1,1$ GHz. La fréquence de sortie F_{FI} sera alors de $\{F_{RF} - F_{OL} = F_{FI} = 0,6$ GHz}. Néanmoins, rappelons que lors du mélange tous ces signaux se combinent de manière non linéaire et peuvent donc donner la fréquence de sortie en incluant les harmoniques du signal fort (signal OL), soit $\{F_{IM} = 2 * F_{OL} - F_{RF} = 0,5$ GHz} qui ainsi combinée à la fréquence OL donne aussi la fréquence de sortie FI. Elle se trouve donc liée à la sortie par la relation suivante :

$$F_{RF} - F_{OL} = F_{OL} - F_{IM} = F_{FI} \quad (1.4)$$

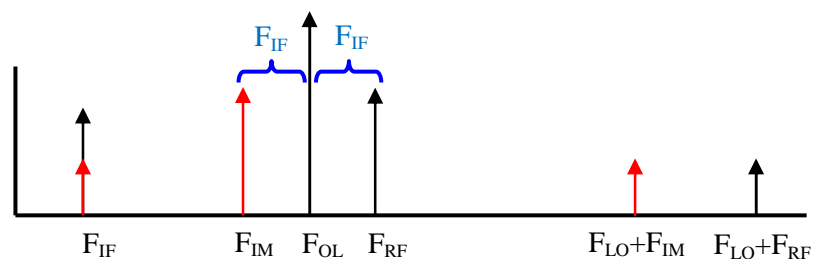


Figure (1.4): Principe d'un mélangeur idéal

1.3.1.2. Le principe à base de non linéarité

Le mélangeur, constitué de tout élément susceptible de présenter des performances non linéaires, est essentiellement un multiplicateur ou un switch [8]. Par exemple la relation tension-courant d'une diode peut être approximée par une série infinie de puissance

$$I = a_0 + a_1 V + a_2 V^2 + a_3 V^3 + \dots \quad (1.5)$$

Où V est la somme des deux signaux d'entrée OL et RF, et I est le signal de courant total. En utilisant les formules trigonométriques, on montre que chaque terme $V_{OL}^m(t)$ génère

l'harmonique mF_{OL} et que chaque terme $V_{RF}^n(t)$ génère l'harmonique nF_{RF} , et enfin que chaque terme croisé $V_{OL}^m(t)*V_{RF}^n(t)$ génère des fréquences sommes ($mF_{OL} + nF_{RF}$) et des fréquences différences ($mF_{OL} - nF_{RF}$) ou ($-mF_{OL} + nF_{RF}$) appelées fréquences d'intermodulation (avec m et n des entiers positifs). Contrairement au mélangeur idéal, le mélangeur réel génère donc de nombreuses raies spectrales parasites.

Généralement la composante souhaitée est la différence de fréquence $|F_{OL} - F_{RF}|$, mais parfois la fréquence somme ($F_{RF} + F_{OL}$) est souhaitée lors de la construction d'un up-converter. Un mélangeur peut aussi être analysé comme étant un switch (interrupteur électronique) qui commute au rythme du signal OL.

1.3.1.3 Élément non linéaire

L'élément non linéaire nécessaire au mélange peut être tout composant présentant des caractéristiques non linéaires. Nous pouvons ainsi avoir :

- Une conductance non linéaire $G = f(V)$.
- Une capacité non linéaire : $C = f(V)$.
- Une inductance non linéaire : $L = f(I)$.

Une étude de mélangeurs fait ressortir deux principaux composants non linéaires : La diode et le transistor [9].

1.3.1.3.1 La diode

Dans cette section nous passerons en revue quelques diodes qui sont les plus généralement utilisées dans des circuits RF et micro-onde et notamment les mélangeurs :

- **diodes varactor** : elles ont une capacité de stockage en direct qui limite les temps de commutation [9] et sont donc essentiellement utilisées dans les VCO.
- **diodes IMPATT et GUNN** : elles sont moins fréquemment utilisées dans les mélangeurs mais ont des propriétés électriques intéressantes (par exemple, faible bruit).
- **diodes Schottky** : En revanche, les diodes Schottky formées par un contact métal-semi-conducteur possèdent des capacités de jonction plus petite et par conséquent peuvent atteindre des limites de fréquences plus élevées avec un facteur de bruit acceptable [6][10]. Aujourd'hui, les diodes Schottky trouvent des applications dans les détecteurs, les mélangeurs, les oscillateurs

L'utilisation des diodes Schottky est donc un choix naturel pour concevoir des mélangeurs.

1.3.1.3.2 Le transistor

Les transistors MESFET, HEMT et HBT offrent un certain gain entre le signal RF d'entrée et le signal FI de sortie comparativement aux diodes où on parle de pertes de conversion [11], [12]. Outre le gain, la distinction principal entre transistor et diode, c'est que le régime non linéaire d'un transistor dépend étroitement de sa polarisation, tandis qu'une caractéristique de diode est totalement non linéaire. Par conséquent, polariser un mélangeur à FET exige d'une considération beaucoup plus soigneuse qu'un mélangeur à diode afin d'obtenir les performances souhaitées [12].

1.4. Grandeurs caractéristiques du mélangeur

Les principales caractéristiques utilisées pour mesurer les performances d'un mélangeur sont :

- Gain/Pertes de conversion
- Isolation
- Les réjections des signaux en sortie
- Le point de compression à 1 dB
- Le point d'interception d'ordre 3
- La plage dynamique
- Facteur de bruit le TOS.

1.4.1. Gain ou pertes de conversion

Le gain G_c est la grandeur qui traduit l'efficacité de la conversion d'un signal d'une fréquence à une autre fréquence. Il est défini par le rapport de la puissance du signal P_s en sortie à la fréquence intermédiaire F_{FI} sur la puissance du signal P_e en entrée à la fréquence F_{RF} :

$$G_C = \frac{P_s(F_{FI})}{P_e(F_{RF})} \quad (1.6)$$

On définit les pertes de conversion notées L_c comme étant le rapport entre la puissance du signal d'entrée à la fréquence RF et la puissance du signal de sortie à la fréquence FI [6], [13], [14] :

$$L_c = \frac{\text{puissance à l'accès d'entrée à la fréquence RF}}{\text{puissance à l'accès de sortie à la fréquence FI}} \quad (1.7)$$

Soit en décibel :

$$L_c \text{ (dB)} = 10 \log \left(\frac{P_e(F_{RF})}{P_s(F_{FI})} \right) \quad (1.8)$$

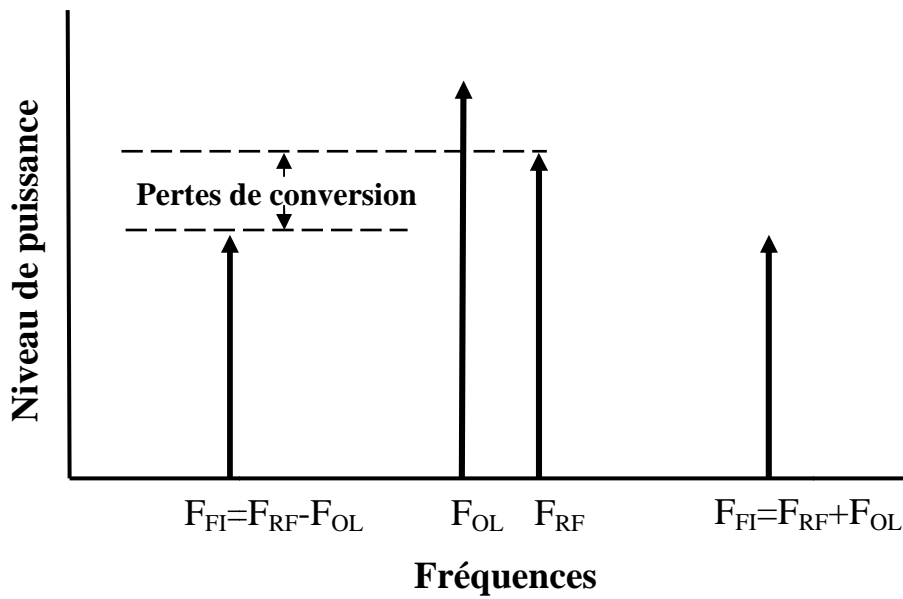
Ou encore :

$$L_c \text{ (dB)} = P_e(F_{RF})_{\text{(dBm)}} - P_s(F_{FI})_{\text{(dBm)}} \quad (1.9)$$

Le gain de conversion est relié aux pertes de conversion par la relation suivante :

$$G_c \text{ (dB)} = -L_c \text{ (dB)} \quad (1.10)$$

Les mélangeurs à diodes présentent donc un gain de conversion négatif : on parle alors de pertes de conversion (Figure 1.5). La plupart du temps, les mélangeurs à transistors présentent quant à eux un gain de conversion positif.



Figure(1.5): Pertes de conversion.

1.4.2. Isolation :

La fréquence fondamentale et les harmoniques des signaux de fréquence F_{RF} et F_{OL} ainsi que leurs combinaisons sont indésirables à la sortie du mélangeur, tout comme la présence de signaux à des fréquences autres que F_{RF} et F_{OL} sur les entrées RF et OL (Figure 1.6).

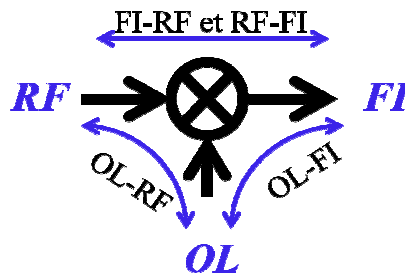


Figure (1.6): Principes d’isolation à considérer entre les accès d’un mélangeur.

Pour quantifier la présence plus ou moins importante de fréquences parasites passant entre deux accès, on définit la notion d’isolation. Les isolations entrée-entrée sont données par :

$$\text{-----} \tag{1.11}$$

$$\text{-----} \tag{1.12}$$

Les isolations entrée-sortie sont données par :

$$\text{Isolation OL - FI} = \frac{\text{puissance à } F_{OL} \text{ sur la sortie FI}}{\text{puissance à } F_{ol} \text{ sur l'entrée OL}} \quad (1.13)$$

$$\text{Isolation RF - FI} = \frac{\text{puissance à } F_{RF} \text{ sur la sortie FI}}{\text{puissance à } F_{RF} \text{ sur l'entrée RF}} \quad (1.14)$$

Un mélangeur de bonne qualité aura les isolations les plus élevées possibles. Les isolations OL-RF et OL-FI sont celles que l'on cherchera à améliorer en priorité à cause de l'amplitude élevée du signal de pompe OL qui les rend naturellement faibles. Les deux autres isolations RF-OL et RF-FI sont généralement de valeur acceptable en raison de l'amplitude faible du signal RF en entrée du circuit. On cherche souvent à court-circuiter les signaux RF et OL en sortie pour améliorer les isolations de type entrée-sortie [15].

1.4.3. Les réjections des signaux en sortie

Les réjections caractérisent la différence de niveau de puissance entre deux raies du spectre à un accès donné. Les réjections vis à vis du signal utile en sortie sont particulièrement importantes car elles déterminent le gabarit du spectre de sortie. Pour les systèmes d'émission, les niveaux de puissance des signaux parasites émis en dehors de la bande sont strictement réglementés.

Les réjections les plus critiques concernent les signaux qui ont une amplitude significative et qui sont proches de la bande utile, car ces derniers ne peuvent être filtrés facilement.

En émission, les principales raies à rejeter sont typiquement la fréquence OL et la fréquence image IM (Figure 1.7). Dans le cas des mélangeurs sous-harmoniques, l'harmonique n de l'OL réalisant le mélange est aussi à considérer :

$$\text{Réjection } n^* \text{OL-RF}_{(dB)} = [P_{n^*OL (dBm)} - P_{RF (dBm)}] \text{ à l'accès RF} \quad (1.15)$$

$$\text{Réjection IM-RF}_{(dB)} = [P_{RF (dBm)} - P_{IM (dBm)}] \text{ à l'accès RF} \quad (1.16)$$

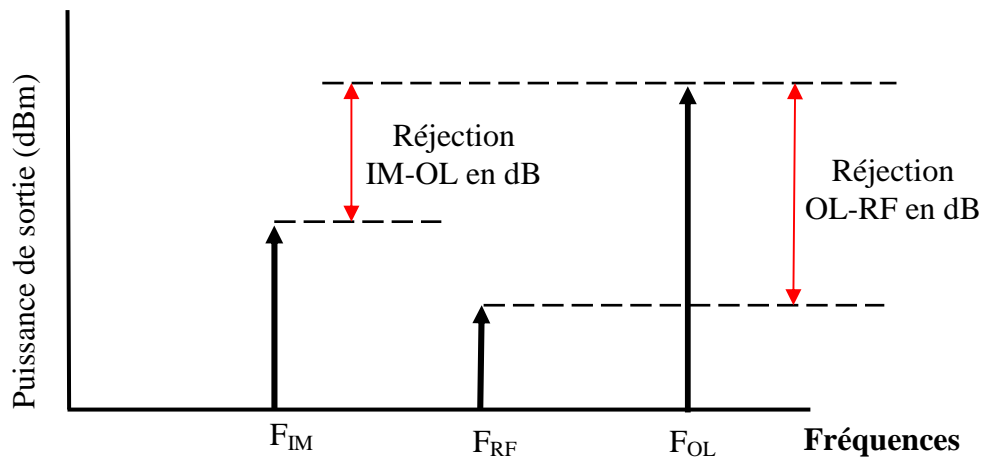


Figure (1.7): Visualisation des principales réjections sur un spectre de sortie ($n = 1$).

En régime petit signal du mélangeur, le signal de pompe OL a une amplitude particulièrement grande vis-à-vis de celle des signaux utiles FI et RF. Du fait du signal OL du mélangeur, il est tout à fait possible que le niveau d'OL en sortie soit plus élevé que le niveau du signal utile. On aura alors une réjection inférieure à 0dB. De manière générale, il est à noter que le niveau de réjection dépend du niveau de puissance d'entrée.

En réception, les signaux parasites à la fréquence image sont convertis à la fréquence FI au même titre que le signal utile RF (Figure 1.8). Il est donc important de rejeter la contribution de la fréquence image à la puissance FI.

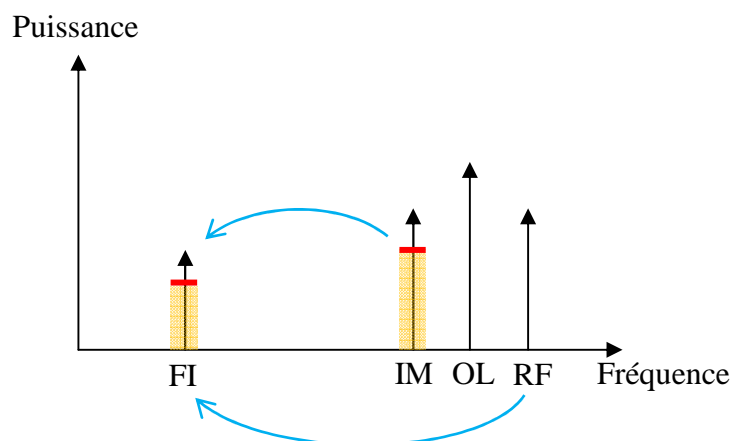


Figure (1.8): Conversion de la fréquence image vers la FI.

La définition de la réjection de la fréquence image sera différente de celle énoncée précédemment. Elle caractérise la différence de puissance à l'accès FI entre les contributions du signal RF et du signal image IM dans la puissance résultante FI [13].

$$\text{Réjection}_{\text{IM}} (\text{dB}) = [P_{\text{FI}} [\text{RF}] (\text{dBm}) - P_{\text{FI}} [\text{IM}] (\text{dBm})] \text{ à l'accès FI.} \quad (1.17)$$

1.4.4. Le point de compression à 1dB

Le point de compression à 1dB est la valeur de la puissance RF pour laquelle il existe un écart de 1dB entre la puissance en sortie à la fréquence intermédiaire FI obtenue par extrapolation du comportement linéaire de la caractéristique $P_s(P_{\text{FI}}) = f(P_e(P_{\text{RF}}))$ et celle véritablement obtenue (Figure 1.9).

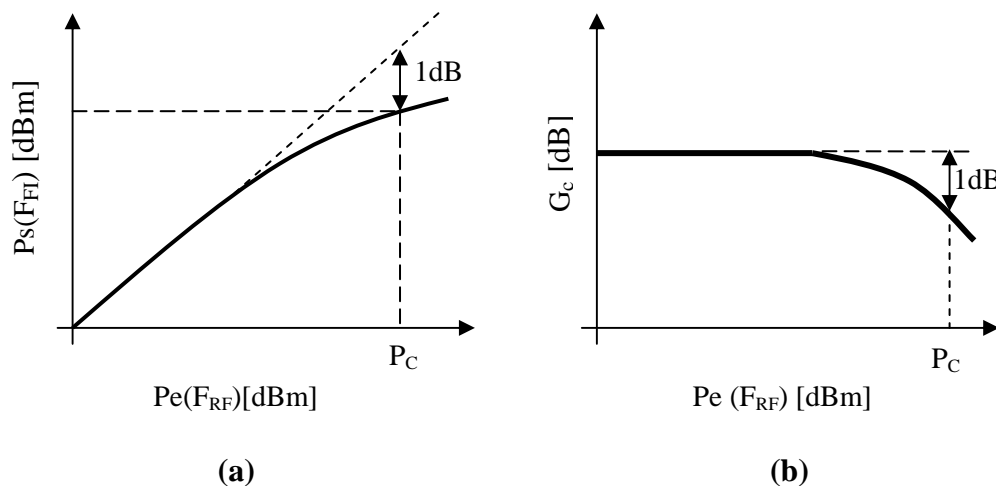


Figure (1.9) : La variation de la puissance de sortie et le gain de conversion en fonction de la puissance d'entrée.

Cela revient à dire que la courbe réelle de la puissance de sortie (P_s) à la fréquence FI s'éloigne de la linéarité par 1dB. Ceci peut être défini comme étant la puissance d'entrée (P_c) pour laquelle le gain de conversion (G_c) est réduit de 1dB, il caractérise la limite du fonctionnement linéaire du circuit [14], [16]. Pour les mélangeurs à diodes, le point de compression à 1dB est défini comme étant le niveau de puissance de l'entrée RF auquel les pertes de conversions augmentent de 1dB.

I.4.5. Point d'interception d'ordre 3

Le point d'interception d'ordre 3 (IP3) dans un mélangeur est défini comme étant le point d'intersection de l'extrapolation de la puissance de la fréquence de signal utile FI (P_s) et la puissance des raies d'intermodulation d'ordre 3 (IM3), il est référencié en entrée ou en sortie en IIP3 (input intercept point) et OIP3 (output intercept point), respectivement. Plus le point OIP3 est élevé, plus les produits d'intermodulation sont faibles et donc meilleure est la linéarité. Le point d'interception d'ordre 3 est d'environ 15 dB au dessus du point de compression à 1dB pour un mélangeur à base de diode et de 10dB pour les mélangeurs à FET [16].

En prenant une puissance arbitraire P_E , le point d'interception d'ordre trois à l'entrée est donné en fonction de P'_E , la distance entre IIP3 et P_E :

$$IIP3 = P_E + P'_E \quad (1.18)$$

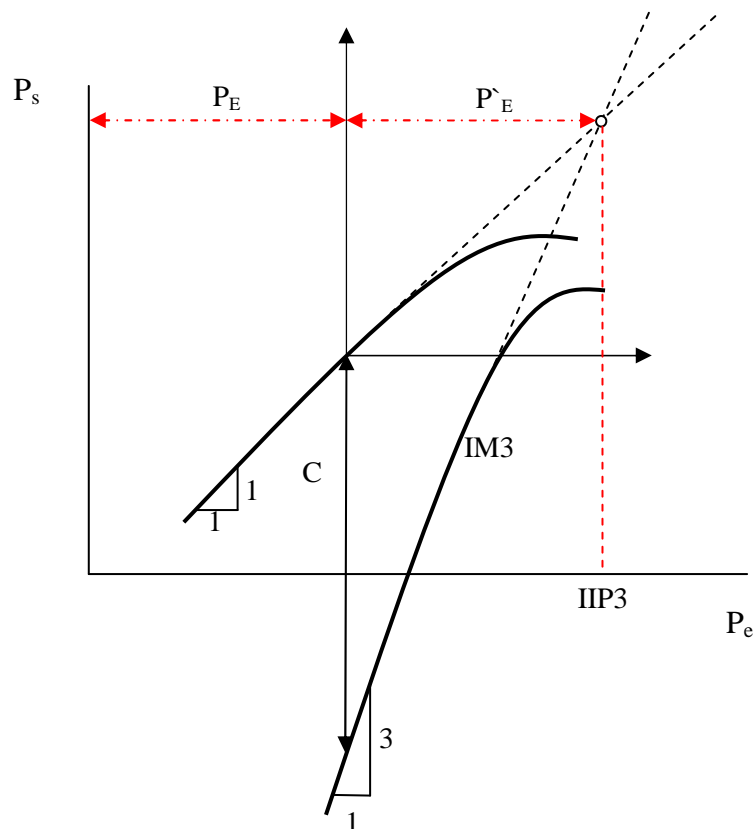


Figure (1.10) : Détermination du point d'interception d'ordre 3

En faisant un changement de repère au point P_E et en écrivant les deux équations en fonction de P_e on trouve :

$$P_s = 1 * P_e \quad (1.19)$$

$$P_{s_IM3} = 3 * P_e - C \quad (1.20)$$

C'est la différence entre la puissance de sortie P_s à la fréquence FI et la puissance d'intermodulation d'ordre trois (IM3) à la puissance d'entrée P_E .

Pour trouver P_E il suffit de faire $P_s = P_{s_IM3}$, puis à partir de (1.18) et (1.20) on arrive à $P_E = C/2$ et $IIP3 = C/2 + P_E$

1.4.6. Plage dynamique

La plage dynamique est la plage de la puissance d'entrée RF où le mélangeur est utilisé. C'est la plage entre la limite inférieure due au bruit de fond qui dépend du mélangeur et le point de compression 1dB du mélangeur, généralement mesuré en dBm.

1.4.7. Facteur de bruit

Le facteur de bruit [17] est la dégradation qu'un dispositif introduit sur le rapport Signal/Bruit entre son entrée et sa sortie.

$$F = \frac{\left(\frac{S}{B}\right)_e}{\left(\frac{S}{B}\right)_s} = \frac{S_e B_s}{S_s B_e} \quad (1.21)$$

Donc :

$$F = L_C \frac{B_s}{B_e} \quad (1.22)$$

$$F_{(dB)} = 10 \log(F) = 10 \log\left(L_C \times \frac{B_s}{B_e}\right) \quad (1.23)$$

$$F_{(dB)} = 10 \log L_C + 10 \log\left(\frac{B_s}{B_e}\right) \quad (1.24)$$

$$F_{(dB)} = L_{C(dB)} + 10 \log\left(\frac{B_s}{B_e}\right) \quad (1.25)$$

Le facteur de bruit des mélangeurs n'est que la comparaison des niveaux de puissance (signal et bruit) mesurés à des fréquences différentes (F_{FI} et F_{RF}). Dans l'étude d'un mélangeur, il existe deux définitions du facteur de bruit selon la manière dont la mesure de ce facteur sera faite :

- **Facteur de bruit BLU** (Bande Latérale Unique) : Le facteur de bruit en bande latérale unique (*BLU*) ne prend en compte que la puissance sur l'une des deux fréquences RF (filtrage de la fréquence image).
- ***Facteur de bruit DBL** (Double Bande Latérale) : Le facteur de bruit *DBL* tient compte le bruit présent en entrée dans les deux bandes RF et IM et qui est converti en sortie à la fréquence FI.

$$F_{DBL} = \frac{\left(\frac{S}{B}\right)_{RF} + \left(\frac{S}{B}\right)_{IM}}{\left(\frac{S}{B}\right)_{FI}} = \frac{\left(\frac{S}{B}\right)_{RF}}{\left(\frac{S}{B}\right)_{FI}} + \frac{\left(\frac{S}{B}\right)_{IM}}{\left(\frac{S}{B}\right)_{FI}} \quad (1.26)$$

$$F_{DBL} = 2F_{BLU} \quad (1.27)$$

$$(F_{DBL})_{dB} = 10 \log(2F_{BLU}) = 10 \log F_{BLU} + 10 \log 2 \quad (1.28)$$

$$(F_{DBL})_{dB} = 10 \log F_{BLU} + 3 \quad (1.29)$$

Il est impératif, du point de vue bruit de fond, de rejeter la fréquence image car ce signal est aussi converti à la fréquence F_{FI} . Ceci augmente le bruit à la sortie FI et donc augmente le facteur de bruit du mélangeur. Le facteur de bruit détermine donc la capacité de mélangeur à traiter des signaux d'entrée de faible puissance.

1.4.8. TOS

Le rapport d'onde stationnaire (TOS) est le rapport entre la tension maximale et la tension minimale et s'écrit en fonction du coefficient de réflexion (Γ) qui est lui-même défini comme étant le rapport entre la tension réfléchie (V_r) et la tension incidente (V_i) [14], [18]. Il est généralement spécifié sur une bande passante donnée en fonction de la puissance de l'OL et de la température.

Il est calculé comme suit :

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad TOS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

Γ : coefficient de réflexion;

Z_L : impédance d'entrée de mélangeur;

Z_0 : impédance caractéristique du système.

Ces paramètres permettent de juger des performances d'un mélangeur vis-à-vis des dégradations qu'il apporte au signal utile mais aussi son comportement en présence de nombreux autres signaux présents sur la même bande et plus ou moins proches du signal utile.

1.5. Types de mélangeur

Dans un système de communication, il existe deux types de mélangeurs: le mélangeur à diodes et le mélangeur à transistors. Tous les deux ont été élaborés, développés et appliqués depuis plusieurs décennies et chacun peut être utilisé dans un système de communication dans la gamme de fréquences micro-ondes. Cependant, dans cette gamme de fréquences micro-ondes, il est souvent plus rentable d'utiliser un mélangeur à diodes [19] car la conception d'un mélangeur à diodes est plus simple que celle à base de transistors, elle ne nécessite pas une tension de polarisation et est moins onéreux. De plus, même si le mélangeur à base de transistor engendre un gain de conversion, il nécessite une alimentation continue contrairement au mélangeur à diode qui peut souvent être conçu sans polarisation.

De façon générale, un mélangeur à diodes peut comprendre soit une diode : c'est le mélangeur simple-diode ou *Single Ended Mixer*. On peut également combiner plusieurs diodes pour obtenir une structure plus complexe comme :

- Mélangeur équilibré ou simple-équilibré (*Balanced or Single balanced mixer*) constitué de deux diodes.

- Mélangeur double-équilibré (*Double balanced mixer*) constitué de quatre diodes ou de deux paires de diodes.
- Mélangeur triple-équilibré (*Double Double-balanced mixer*) constitué de 4 paires de diodes.

1.5.1. Mélangeurs simple-diode

Les mélangeurs à une diode sont rarement utilisés. Néanmoins, dans un certain nombre d'applications on utilise un mélangeur simple-équilibré constitué d'un hybride (coupleur 3dB) et de deux mélangeurs simple-diode [8], [20], [21]. Le processus de conception pour des mélangeurs simple-diode est fondamental à tous les mélangeurs à diode (Figure 1.11).

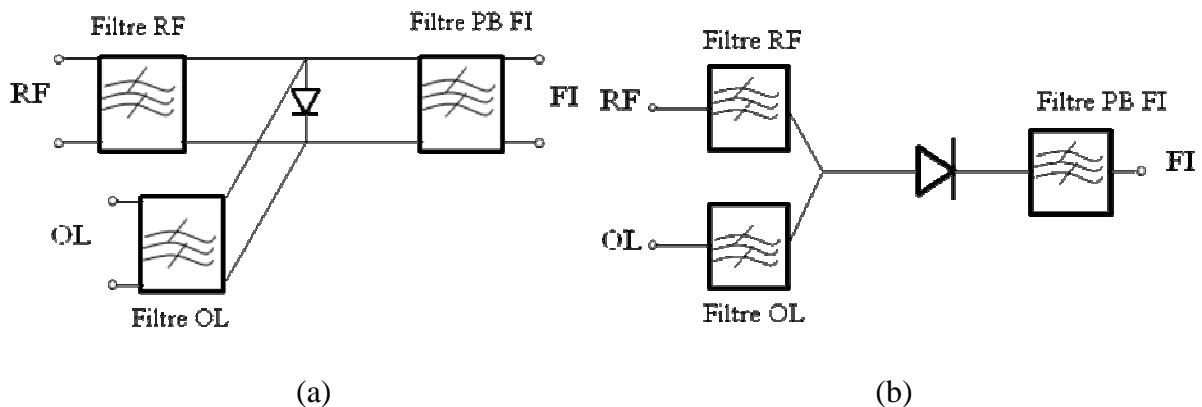


Figure (1.11) : Mélangeurs simple-diode. (a) structure parallèle, (b) structure série [20].

Parmi ses avantages, de faibles pertes de conversion particulièrement aux fréquences où l'utilisation de transformateurs de puissance/impédance (balun : coupleur ...) est difficile ou impraticable (le mélangeur à une diode ne nécessite pas de balun). De plus, il opère avec une puissance de pompe très faible et ne nécessite qu'une faible puissance DC (voire nulle pour certaines diodes) augmentant ainsi l'efficacité de linéarisation de conversion.

Le circuit usuel se compose d'une diode et de trois filtres : deux filtres passe-bande (OL et RF) et un filtre passe-bas (FI) ou des circuits d'adaptation associant les accès RF, FI et OL pour assurer l'isolation nécessaire.

Les principaux désavantages sont l'absence de suppression des fréquences parasites de mélange et la grande dépendance des performances de mélangeur avec celles des filtres tel que la bande passante et l'isolation entre les accès.

1.5.2. Les mélangeurs équilibrés

1.5.2.1. Mélangeur simple-équilibré

Le mélangeur simple-équilibré se compose de deux mélangeurs simple-diode connectées à un balun (généralement un coupleur hybride 180° ou 90°) ; les diodes dans les deux mélangeurs doivent être reliées aux portes du balun de telle manière que leurs polarités soient opposées (Figure 1.12). Les sorties FI des deux diodes peuvent être combinées par un autre hybride ou plus généralement reliées en parallèle.

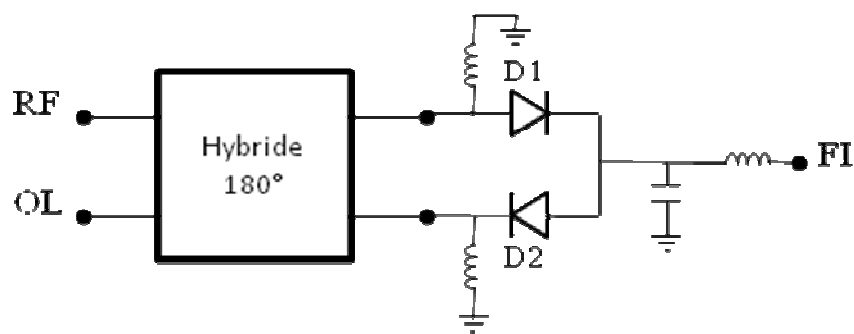


Figure (1.12) : Mélangeur simple-équilibré [20].

Les mélangeurs simple-équilibré peuvent être traités comme des mélangeurs simple-diode. Néanmoins, il est plus pratique d'utiliser des circuits d'adaptation et de polarisation DC pour les mélangeurs simple-équilibré car cela leur donne une bonne efficacité de conversion, une bande passante plate et un TOS faible.

De manière générale le mélangeur simple-équilibré présente l'avantage de supprimer une partie des fréquences parasites de mélange et d'améliorer certaines isolations.

Les pertes de conversion sont plus élevées que dans le cas d'un mélangeur simple-diode en raison des pertes dans le dispositif de couplage et de la difficulté d'équilibrer parfaitement la structure. C'est un circuit plus intéressant que le mélangeur simple-diode mais qui reste moins performant qu'un mélangeur double-équilibré.

1.5.2.2. Mélangeur double-équilibré

Les deux types les plus courants de mélangeurs double-équilibrés sont le mélangeur en anneau et le mélangeur en étoile. Le mélangeur en anneau est plus intéressant aux applications basses fréquences dans lesquelles les transformateurs peuvent être utilisés mais est aussi pratique aux hautes fréquences. Ces mélangeurs sont meilleurs pour les applications à bande large à des fréquences allant de quelques centaines de MHz à quelques GHz.

La largeur de bande d'un mélangeur en anneau est limitée principalement par la largeur de bande de ses transformateurs RF et OL.

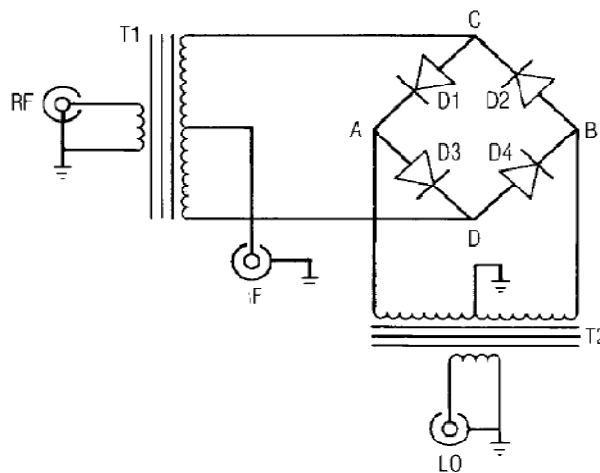


Figure (1.13): Mélangeur double-équilibré à diodes en anneau [20].

Dans un mélangeur en étoile, une borne de chacune des quatre diodes est reliée à un nœud commun, qui est utilisé comme borne de sortie FI. Il n'y a pas de différence significative fondamentale dans les propriétés électriques ou les performances des deux types de mélangeurs.

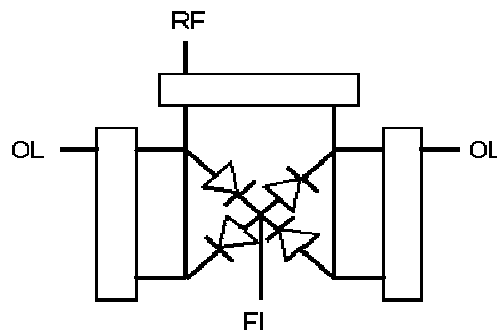


Figure (1.14): Mélangeur double-équilibré à diodes en étoile [20].

Les mélangeurs double-équilibrés possèdent des propriétés particulièrement intéressantes. Les avantages du mélangeur double-équilibré par rapport au simple-équilibré sont l'augmentation de la linéarité et la suppression de certaines intermodulations (En effet, en raison de sa symétrie, toutes les fréquences de mélange où m et n sont pairs sont éliminés) entraînant une meilleure isolation entre portes. Néanmoins il engendre une perte de conversion plus élevée par rapport au simple équilibré et nécessite une puissance pompe plus élevée. De plus, le réseau de polarisation est plus complexe.

Ces performances sont largement dépendantes de la qualité des baluns utilisés, la topologie ne laissant guère de possibilité de réglage du fonctionnement des diodes et une mauvaise adaptation des diodes aux baluns est donc une grande sensibilité de dégradation de l'adaptation au niveau des accès (TOS).

1.5.2.3. Mélangeur triple-équilibré

Ce mélangeur à huit diodes comporte une interface (balun) au niveau de chaque porte. Ces avantages sont la bonne isolation des trois portes, l'étendue dynamique élevée et les pertes très faibles. Néanmoins, il est très sensible au déséquilibre (diodes non appariées) et présente un TOS élevé à l'entrée.

Ce type de circuit n'est guère utilisé aux fréquences micro-ondes à cause de sa complexité de réalisation, de polarisation et aussi de la taille du circuit.

1.5.3. Comparaison entre les mélangeurs à diodes

Les performances de chaque type de mélangeur sont récapitulées dans le tableau 1.1 [8]. Le mélangeur à deux diodes (simple-équilibré) reste le plus intéressant du point de vue performances par rapport à la complexité du circuit.

Tableau (1.1): Comparaison entre mélangeurs à diodes

Paramètres	Simple-diode	Simple-équilibré	Double-équilibré
Gain de conversion	Elevé	Moyen	Faible
Suppression des fréquences	Aucun	Moyen	Elevé
Plage dynamique	Faible	Moyen	Elevé
Isolation	Aucun	Moyen	Elevé
Puissance de pompe	Faible	Moyen	Elevé
Complexité	Faible	Moyen	Elevé
Largeur de bande	Etroite	Large	Large

1.6. Mélangeur sous harmonique

Si, au lieu d'utiliser la fréquence fondamentale de l'oscillateur local pour la conversion de fréquence on utilise l'une de ses harmoniques, on parle alors de mélangeur sous-harmonique.

Ils sont utilisés par exemple pour augmenter l'écart entre la fréquence d'entrée RF et celle de sortie FI, donc pour avoir une fréquence de sortie très haute (up-conversion).

Il est possible de réaliser un mélangeur sous-harmonique à partir d'une simple diode mais les performances seront largement supérieures en utilisant les propriétés de l'association antiparallèle d'une paire de diodes, car il permet la suppression de toutes les fréquences indésirables d'ordre impair.

1.7. Mélangeur à réjection d'image (IRM)

Si la fréquence intermédiaire est trop faible, la réjection de la fréquence image par filtrage n'est pas possible [6], [11]. On utilise alors des structures particulières de mélangeurs comme les mélangeurs à réjection de fréquence image. Cette structure combine deux mélangeurs identiques de telle sorte que l'image soit rejetée alors que les signaux désirés ne sont pas affectés.

1.8. Conclusion

Dans la mesure où l'objectif final de ce travail de thèse est de concevoir un mélangeur simple-équilibré dans la bande X, nous avons consacré ce chapitre à l'étude des performances des mélangeurs et plus particulièrement aux mélangeurs à diodes. Ce chapitre nous a permis d'aborder les principales grandeurs caractérisant les mélangeurs et de décrire plusieurs types de mélangeurs en présentant leurs principaux avantages et désavantages. C'est ainsi que le mélangeur simple-équilibré a été retenu.

Chapitre 2 :

Eléments de conception du mélangeur

2.1. Introduction

Différents composants peuvent être utilisés pour réaliser des mélangeurs. Nous pouvons distinguer entre les éléments actifs comme la diode et les éléments passifs comme les réseaux de polarisation et les coupleurs pour partager la puissance entre les différentes diodes. Comme élément actif non linéaire, c'est la diode Schottky qui a été retenue. Nous allons donc l'étudier plus en détail dans la première partie de ce chapitre.

Comme élément passif, le coupleur reste l'élément critique vis-à-vis de la réalisation des mélangeurs équilibrés. L'objectif de la seconde partie de ce chapitre sera donc de démontrer l'intérêt de l'utilisation des coupleurs et d'aboutir au coupleur le plus performant à notre conception.

2.2. La diode Schottky

2.2.1. Introduction

La jonction métal-semi-conducteur observée par Braun en 1874 montre une impédance non-linéaire en fonction de la tension, la désignant comme candidat idéal pour des applications de mélange.

En raison d'une basse capacité de jonction et de sa commutation rapide, la diode Schottky est typiquement le type de point de contact fonctionnant bien dans la gamme de fréquence d'onde millimétrique avec des fréquences de coupure excédant 2000GHz [8] [23]. En fait, depuis de nombreuses années, le développement des diodes Schottky pour les mélangeurs a été presque exclusivement orienté vers l'amélioration des dispositifs récepteurs micro-ondes [24].

2.2.2 Choix de matériau de la diode

Les caractéristiques des matériaux varient considérablement selon le type de semi-conducteur. Les matériaux les plus communs sont le Si (silicium) et l'AsGa (arséniure de gallium), bien que l'InP (Phosphure d'indium) et divers composés III-V ont été également développés [25].

Les matériaux semi-conducteurs les plus couramment utilisés pour les diodes à barrière Schottky sont le Si de type N et le AsGa de type N.

Différents types de diode Schottky [8] [24] sont utilisées dans les circuits RF et micro onde. Elles peuvent être réalisées pratiquement par n'importe quel type de semi-conducteur bien que la plupart des diodes utilisent le Si ou l'AsGa comme matériel de semi-conducteur.

Les diodes en AsGa sont plus coûteuses que le Silicium, mais elles offrent de meilleures performances en termes de pertes de conversion et de bruit, particulièrement en haute fréquences. Les diodes AsGa ont des tensions de claquage supérieures à celles des diodes en silicium, sont disponibles en puces, en tant que dispositifs beam-lead et en encapsulation miniature en céramique et en quartz [26].

Les diodes de silicium sont certes relativement moins performantes, mais elles sont peu coûteuses et donc largement utilisées dans la plupart des applications de mélangeur dans le bas du spectre micro-ondes.

Un type important et très polyvalent de la diode est le dispositif de barrière Schottky beam-lead. La diode Beam-lead a plusieurs caractéristiques souhaitables pour l'encapsulation et pour les dispositifs en chip, elle peut avoir une petite anode et une faible inductance série et pas de liaisons de fil ou d'autres méthodes spéciales sont nécessaires pour la connecter à un circuit. Les diodes Beam-Lead sont disponibles sous forme de paires pour les mélangeurs équilibrés [20].

2.2.3 Structure de la diode

Le calcul du mélangeur nécessite de connaître le comportement électrique de la diode Schottky dont le schéma équivalent est représenté dans les figures 2.1 et 2.2.

La coupe d'une diode nous montre qu'elle possède une zone de déplétion dont la largeur dépend de la tension appliquée. C'est ainsi que du point de vue électrique, cette zone présente une conductance g_j et une capacitance c_j variant avec cette tension [9].

Le métal à l'interface avec le semi-conducteur est souvent une couche mince de titane entourée d'or pour la protection et la basse résistance ohmique [26].

La couche épitaxiale, le substrat et le dépôt métallique présentent entre anode et cathode des résistances respectives R_{s1} , R_{s2} et R_{s3} . La somme de ces résistances, notée R_s , est assimilée à une résistance série parasite. L'introduction de cette diode dans un boîtier implique une self parasite L_s due aux connections et une capacité c_p résultant de l'encapsulation.

Ces remarques permettent de déduire le schéma équivalent de la diode avec les éléments de circuit correspondants (Figure 2.2).

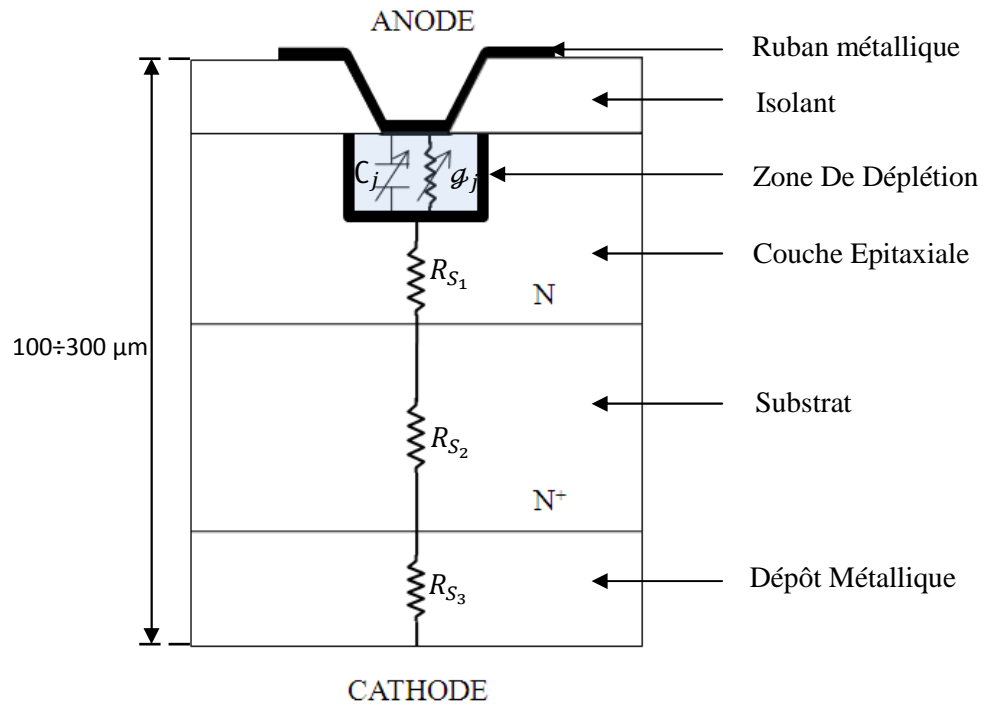


Figure (2.1) : Coupe d'une diode Schottky [9].

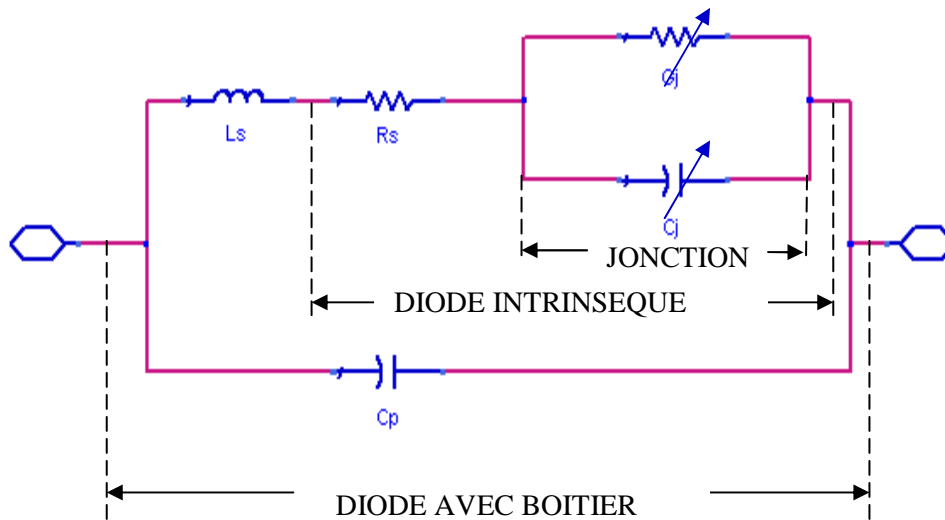


Figure (2.2): Schéma équivalent simplifié de la diode [9].

2.2.4 Les paramètres de la diode

Chaque élément peut être décrit par des équations analytiques prenant en compte les paramètres technologiques.

2.2.4.1 Conductance

Le courant I_D parcourant la diode sous l'effet d'une tension V_D est donné par la relation :

$$I_D = I_S \left(e^{\left(\frac{V_D}{V_T}\right)} - 1 \right) \quad (2.1)$$

avec :

I_S : courant de saturation (A)

V_T : tension thermodynamique (V).

V_D : Tension directe (V).

Un terme correctif N (facteur d'idéalité), compris entre 1 et 10, est souvent ajouté à cette formule pour traduire les effets d'imperfection.

Si nous posons :

$$\alpha = \frac{1}{NV_T} \quad (2.2)$$

La conductance g_j peut alors s'écrire suivant la relation approchée :

$$g_j = \frac{dI_D}{dV_D} \simeq \alpha I_D \quad (2.3)$$

2.2.4.3 Capacitance

La capacité de jonction d'une diode Schottky [9] [10] [27] est inversement proportionnelle à la largeur de la région de déplétion.

La capacité de jonction est proportionnelle à la surface de contact et dépend de la tension appliquée à ses bornes, suivant l'expression :

$$c_j = c_{j0} \left(1 - \frac{V_D}{\phi} \right)^{-\gamma} \quad (2.4)$$

avec :

C_{j0} : La capacité de jonction à tension nulle (F) ;

C_j : Capacité de jonction (F).

Φ : La barrière de potentiel (V) ;

γ : Le facteur de forme qui dépend du profil de dopage.

Il est à noter que Φ doit être faible pour prévenir l'injection de minoritaires lors de forts signaux. Le facteur γ dépend du profil de la jonction et du dopage. Sa dépendance vis-à-vis de la tension a été notée, mais aux fréquences considérées, cette variation est négligeable. Ce facteur prend généralement les valeurs suivantes :

$\gamma = 1/2$: jonction abrupte ;

$\gamma = 1/3$: jonction graduelle ;

$\gamma = 1$: jonction hyperabrupte.

De plus, le courant I_c traversant la capacité C_j est défini par la relation :

$$I_c = c_j \frac{dV_D}{dt} \quad (2.5)$$

2.2.4.4 Résistance parasite

Cette résistance est due principalement à la modulation de la largeur de la zone de déplétion en fonction de la tension V_D appliquée [27]. Si R_{s0} est la résistance série à tension nulle, alors la résistance R_s sera égale à :

$$R_s = R_{s0} + \frac{\varepsilon \rho}{c_0} \left[1 - \left(1 - \frac{V_D}{\Phi} \right)^\gamma \right] \quad (2.6)$$

Où ε et ρ , sont respectivement la permittivité et la résistivité moyennes du semi conducteur.

La performance d'un mélangeur peut être améliorée en augmentant la non linéarité de la caractéristique $I=f(V)$ de la diode ou en réduisant la résistance série R_s de la diode et la capacité C_j de la jonction.

Cependant ces paramètres sont liés et l'amélioration de l'un de ces paramètres conduit inévitablement à la dégradation de l'autre [28].

2.2.4.5 Éléments de boîtier

La self L_s est une self parasite tout comme la capacité C_p ; elles sont constantes et ne dépendent que de la qualité de fabrication. Notons que la capacité de bord C_p a une influence de plus en plus importante sur les performances de la diode avec la réduction des dimensions du contact Schottky [29]

2.2.5 Critères de choix de la diode Schottky à partir de ces paramètres

Plusieurs critères sont à considérer pour le choix de la diode Schottky. Nous pouvons citer parmi les plus importants :

- La fréquence de coupure f_c [10] doit être la plus grande possible et inversement proportionnelle au produit de la résistance série et la capacité de jonction ; les deux paramètres doivent être minimisés car :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_s C_{j0}} \quad (2.7)$$

- C_p , L_p doivent avoir des valeurs faibles
- Le courant inverse I_s doit être le minimum possible
- La tolérance et le coût doivent être faibles.
- Le facteur de dégradation de perte de conversion δ doit être faible. Il dépend de la résistance série R_s : plus R_s est élevé plus ce facteur est important [20].

$$\delta = 1 + \frac{R_s}{Z_s} + \frac{Z_s f_{RF}^2}{R_s f_c^2} \quad (2.8)$$

f_{RF} : fréquence RF de fonctionnement.

f_c : fréquence de coupure de la diode.

Z_s : impédance de source.

Il importe donc de choisir une diode possédant la résistance la plus faible possible pour que la conversion de puissance soit la meilleur possible [27].

2.3. Les principales structures des lignes planaires

Dans le domaine des hyperfréquences, l'onde électromagnétique peut se propager à l'intérieur d'un guide d'onde, le long d'un câble coaxial ou le long d'une ligne ou piste gravée sur un substrat.

Bien que les circuits intégrés micro ondes se soient rapidement développés, le guide d'ondes reste un circuit de choix pour de hautes performances. Cependant, son emploi dans notre application est à rejeter à cause de son encombrement, de son coût élevé ainsi que des difficultés qu'il présente en cas de reproduction en masse ou de modifications [9].

En vue d'intégrer des composants actifs et passifs en un circuit hybride ou même monolithique, il faut donc disposer de lignes de transmission planaires, aux raisons de leurs dimensions compactes, poids léger, larges bandes et leur faible coût car elles sont aisément adaptables aux technologies de fabrication des circuits intégré monolithiques et hybrides aux fréquences RF et micro-ondes (facilement reproductibles pour une fabrication de série) [29].

Avant d'aller plus avant, nous allons donc passer en revue les principaux types de lignes planaires.

2.3.1. La ligne microbande (microstrip)

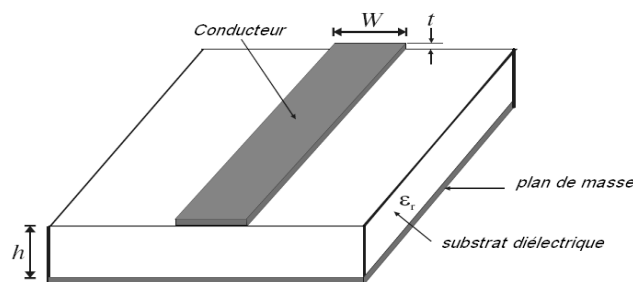


Figure (2.3) : Ligne microruban

Dans les basses fréquences, l'application de la ligne micro ruban dans la conception de circuit est limitée par sa taille (très encombrante) ; cependant, dans les hautes fréquences elle reçoit plus d'attention.

En général, les lignes micro ruban sont utilisées dans la plupart des circuits RF comme éléments de circuit car :

- Le modèle de simulation d'une ligne micro ruban est plus précis que celui des composants discrets.
- La tolérance d'une ligne micro ruban est plus facilement contrôlée que celle des autres types de lignes planaires.
- L'application de la ligne micro ruban est plus rentable, particulièrement dans la conception de circuits RF utilisant des composants discrets. [19]

Les paramètres géométriques les plus importants dans la conception des circuits en micro ruban sont la hauteur h et la largeur W . Un autre paramètre important est la permittivité relative ϵ_r du substrat. L'épaisseur de métal t et la conductivité σ sont généralement moins importantes et peuvent être souvent négligées [22].

Notons que, les composantes longitudinales E_z et H_z sont faibles et le mode de propagation dominant peut être considéré comme quasi T.E.M. jusqu'à quelques GHz [17].

2.3.2 La ligne à fente (slotline)

La configuration de base de la ligne à fente est illustrée à la figure 2.4. Elle est constituée d'un substrat diélectrique recouvert de métal sur une face. La métallisation comporte une rainure de séparation étroite et gravée qui constitue la ligne. La propagation du champ est complètement non-TEM et le mode fondamental est quasi-TE.

Elle présente de conception relativement simple, mais il est difficile d'obtenir des impédances caractéristiques de moins de 60 ohms et de plus, la ligne à fente est très dispersive [27] [9].



Figure (2.4) : Ligne à fente [30].

2.3.3 Ligne coplanaire (coplanar waveguide)

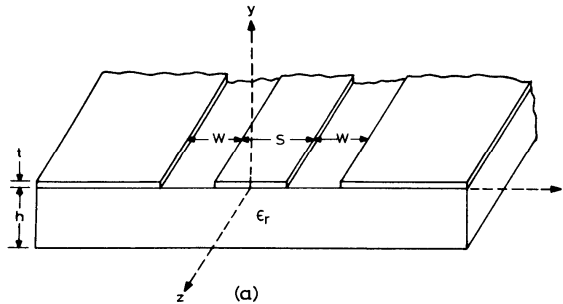


Figure (2.5) : Ligne coplanaire [31]

Les lignes coplanaires ont une caractéristique qui les différencie des autres types de ligne : elles présentent trois bandes métalliques séparées par deux fentes d'un même côté du substrat. Le fait qu'il s'agisse d'une structure ouverte constitue une contrainte dans la mesure où l'on a un rayonnement important aux hautes fréquences micro ondes. Elle introduit plus de pertes. Les lignes coplanaires présentent néanmoins un gros avantage là où des éléments passifs ou actifs doivent être montés en surface. La facilité de fabrication est un argument important en faveur de ce type de ligne surtout quand il s'agit de concevoir des circuits MMIC sur un substrat. [17] [27] [31]

2.3.4 Ligne à ailettes (finline)

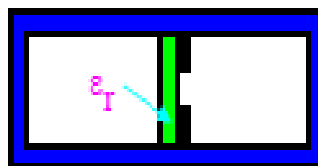


Figure (2.6): Ligne à ailettes [30].

La ligne à ailette est un guide d'onde qui contient, dans le plan de symétrie électrique, un substrat diélectrique sur lequel sont déposées des bandes conductrices séparées par une fente. Elle présente de faibles pertes et il n'y a pas de perte par rayonnement. C'est une structure plane facile à fabriquer et pouvant se prêter aux techniques d'intégration mais l'obligation de maintenir un excellent court-circuit entre le dessus et le dessous du guide, rend son utilisation difficile [17] [9].

2.3.5 Microbande inversée

Par rapport à la microbande, le conducteur est remplacé par un plan de masse séparé par une couche d'air. Ceci permet d'avoir une ligne plus large pour une impédance caractéristique donnée. Néanmoins, il est nécessaire d'isoler parfaitement le substrat du plan de masse pour éviter les interférences [9].



Figure (2.7): Microbande inversée [30].

2.3.6 Microbande inversée piégée

Elle ressemble à la microbande inversée, sauf qu'il existe trois plans de masse et de blindage. Cependant, sa fabrication est complexe [9].

2.3.7 bande suspendue (suspended stripline)

C'est une microbande inversée où il existe des espaces d'air, au dessus et en dessous de la structure. Elle est peu utilisée en raison de sa complexité de fabrication [9].



Figure (2.8) : Ligne à bande suspendue [30].

2.3.8 Ligne image

Elle est surtout utilisée en bande millimétriques, en permutant conducteur et isolant. Son principal inconvénient est le choix limité pour les impédances caractéristiques [9]. Les limites en termes d'impédances caractéristiques pour les différentes lignes planaires sont résumées au tableau 2.1 [30].



Figure (2.9) : Guide image [30].

Tableau (2.1) : Limites des impédances caractéristiques des lignes planaires

Ligne microbande	20Ω -120Ω	Microbande inversée	25Ω -130Ω
Ligne à encoche	60Ω -200Ω	Microbande inversée piégée	30Ω -140Ω
Ligne coplanaire	40Ω -150Ω	Ligne à bande suspendue	40Ω -150Ω
Ligne à ailettes	10Ω -400Ω	Ligne image	226Ω

2.3.9 Choix de la structure

Les difficultés de réalisation d'un circuit intégré monolithique, nous ont amené à adopter une technologie intégrée hybride. Dans cette optique, la microbande est la structure la plus appropriée. En effet, elle est de conception simple, elle satisfait aux exigences des limites d'impédances imposées dans les mélangeurs, sa gravure est aisée et l'implantation de diodes ne présente pas de grandes difficultés techniques.

2.3.10 Caractérisation du substrat et choix de la hauteur

Pour une application donnée, il peut y avoir plusieurs matériaux qui conviennent pour réaliser le circuit, la question la plus souvent demandée est la limite d'utilisation en fréquence du substrat. La réponse est loin d'être évidente car cela dépend essentiellement de l'application [32].

Cependant [31], à 10 GHz et pour le micro ruban sur le substrat d'alumine, la dispersion provoque la plus grande variation de constant effective de diélectrique ϵ_{re} .

Nous avons choisi d'utiliser des substrats de la famille des **DUROID** car ils proposent des bonnes propriétés électriques et une très faible variation de leur permittivité relative.

Le substrat utilisé est le suivant :

- ROGERS RT/ DUROID 5880, ($\epsilon_r = 2.20 \pm 0.02$ et $\tan\delta = 0.0009$ à 10GHz et 23°C), qui correspond aux spécifications militaires et aux applications larges bandes en haute fréquence [32]. De plus, une mesure des pertes sur le **DUROID 5880** a montré que la tangente de pertes n'augmente que de 0.0005 de 1 MHz à 10 GHz. Ainsi, la tangente de perte de ce type de substrat présente l'avantage de ne pas augmenter considérablement avec la fréquence (annexe A).

Pour la hauteur du diélectrique, nous avons opté pour 1.575 mm. En effet, la figure II.10 montre l'évolution des impédances caractéristiques des lignes micro rubans en fonction de leurs largeurs et de leurs hauteurs sur un substrat **DUROID 5880**. Ces résultats ont été obtenus par calculs à l'aide des formules de Gupta [31]. L'expression de la permittivité effective est :

$$\epsilon_{\text{eff0}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left(1 + \frac{10}{Q}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad Q = \frac{W}{h} \quad (2.9)$$

L'impédance caractéristique dépend ensuite de la valeur de Q

$$Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff0}}}} [Q + 1.393 + 0.667 \ln(Q + 1.444)]^{-1} \quad \text{Pour } Q \geq 1 \quad (2.10)$$

ou

$$Z_c = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{eff0}}}} \ln\left(\frac{8}{Q} + 0.25Q\right) \quad \text{Pour } Q \leq 1 \quad (2.11)$$

On constate que pour une hauteur de substrat faible, 0.381 mm, une très faible variation de largeur entraîne une différence importante au niveau de l'impédance caractéristique de la ligne. Ainsi une petite erreur sur la largeur de la ligne - due à la précision de la gravure par exemple- peut entraîner un changement notable sur les caractéristiques de mélangeur. Dans le cas d'une hauteur de 1.575 mm, ce problème est quasi-négligeable.

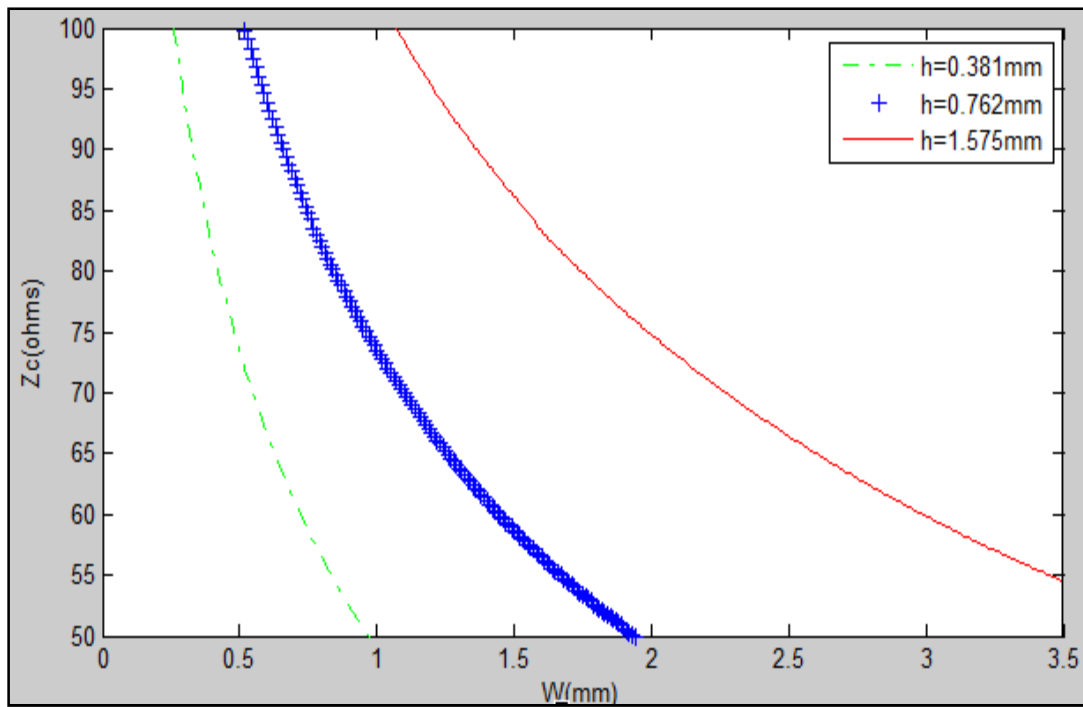


Figure (2.10): Evolution de l'impédance caractéristique de lignes micro rubans en fonction de la hauteur du substrat DUROID 5880 et la largeur de la ligne.

Néanmoins, la variation des pertes du substrat en fonction de la fréquence montre que les pertes augmentent en fonction de la fréquence tandis qu'un substrat plus épais subit moins de pertes (Figure 2.11).

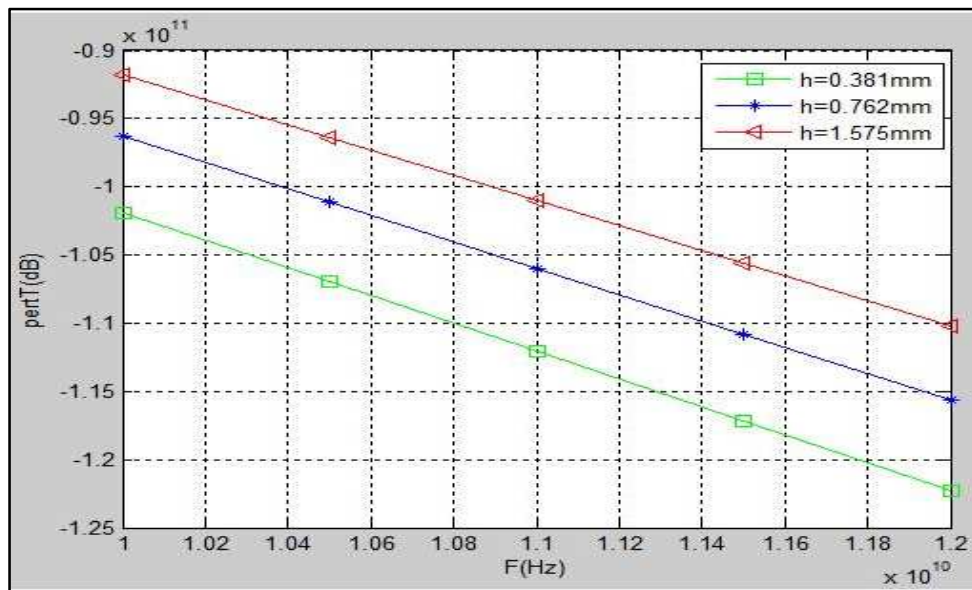


Figure (2.11) : Evaluation des pertes du DUROID 5880 dans la bande X

Pour la hauteur du diélectrique, nous avons donc opté pour **0.762 mm**, car il faut faire un compromis entre les pertes (dû au diélectrique, à la métallisation et au rayonnement) et la taille du circuit final. Ces résultats ont été obtenus par calculs à l'aide des formules de Gupta pour les trois principaux types de pertes dans les lignes micro rubans : α_c dans les conducteurs et α_d dans les diélectriques (les pertes par rayonnement sont généralement négligées pour de faibles largeurs de bande)

$$\alpha_T = \alpha_c + \alpha_d \quad (2.12)$$

$$\text{Si } W/h \leq 1 : \alpha_c \text{ (dB/m)} = 1.38A \frac{R_s}{hZ_0} \frac{32 - \left(\frac{W_e}{h}\right)^2}{32 + \left(\frac{W_e}{h}\right)^2} \quad (2.13)$$

$$\text{Si } W/h \geq 1 : \alpha_c \text{ (dB/m)} = 6.1 \cdot 10^{-5} A \frac{R_s Z_0 \epsilon_e}{h} \left[\frac{W_e}{h} + \frac{0.667 \frac{W_e}{h}}{\frac{W_e}{h} + 1.444} \right] \quad (2.14)$$

avec :

$$A = 1 + \frac{h}{W_e} \left[1 + \frac{1.25}{\pi} \ln \frac{2B}{b} \right] \quad (2.15)$$

$$B = h \text{ si } W/h \geq \frac{1}{2\pi} \quad B = 2\pi W \text{ si } W/h \leq \frac{1}{2\pi}$$

$R_s = \sqrt{\pi \mu \rho f}$ où ρ est la résistivité des conducteurs.

Z_0 : impédance caractéristique de micro ruban.

W_e : largeur du ruban.

$$\alpha_d \text{ (dB/m)} = 4.34 \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} * \frac{\epsilon_e - 1}{\epsilon_r - 1} \sigma_d \quad (2.16)$$

$$\alpha_d \text{ (dB/m)} = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} * \frac{\epsilon_e - 1}{\sqrt{\epsilon_e}} * \frac{\text{tg}\delta}{\lambda_0} \quad (2.17)$$

$$\sigma_d = \omega \epsilon_0 \epsilon_r \text{tg}\delta \quad (2.18)$$

σ_d : Conductivité de diélectrique ;

$\text{tg}\delta$: tangente de l'angle de pertes.

2.4. Diviseurs de puissance et coupleurs directionnels

Comme nous l'avons mentionné, un mélangeur utilisant plus d'une diode doit pouvoir avoir un dispositif permettant de répartir équitablement la puissance reçue entre les différentes diodes. Un grand nombre de diviseurs de puissance, avec et sans isolation entre les ports de sortie, sont utilisés pour diverses applications.

Les diviseurs de puissance et les coupleurs directionnels [33] [34] sont des dispositifs passifs micro-onde utilisés pour la division ou la combinaison de puissance, possédant au minimum trois accès. Lorsqu'ils sont utilisés en diviseurs, il y a un accès d'entrée et deux ou plusieurs accès de sortie. Les accès de sortie peuvent être isolés ou non. Lorsqu'ils sont utilisés en combineurs, il y a deux ou plusieurs accès d'entrée et un accès de sortie. Les sorties de ces dispositifs peuvent être en quadrature de phase, en phase ou en opposition de phase [35].

Un coupleur directif peut être représenté comme étant un réseau multiport dans lequel la puissance injectée dans un port d'entrée (voie incidente) est divisée entre les deux ports de sortie (voie directe et voie couplée).

Dans les technologies MIC, les coupleurs forment un groupe de composants indispensable.

2.4.1 Diviseur de puissance en Té (WILKINSON)

Le diviseur de Wilkinson est un diviseur en T, il est souvent fait en microruban ou stripline [33] [35] (Figure 2.12). C'est un réseau à trois accès ; il répartit également sur les accès 2 et 3, la puissance d'entrée injectée sur l'accès 1. La résistance R a pour rôle d'assurer l'isolation entre les voies 2 et 3 et leur adaptation à l'entrée.

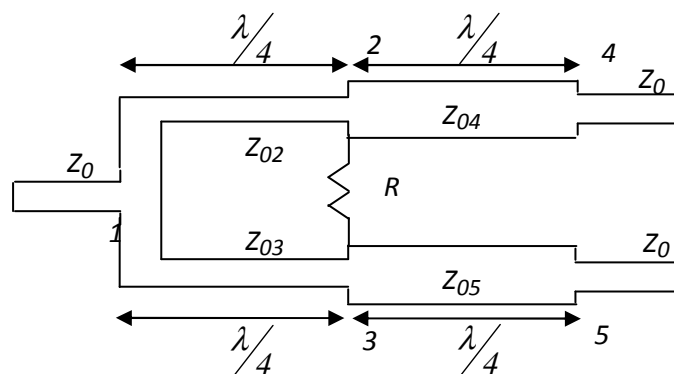


Figure (2.12) : Diviseur de Wilkinson

Le rapport de puissance entre l'accès 2 et 3 est défini par le rapport $K^2 = \frac{P_3}{P_2}$

La résistance entre ces accès est :

$$R = Z_0 \frac{1+K^2}{K} \quad (2.19)$$

Pour voir une adaptation au port1, il résulte que:

$$\frac{Z_{i2}Z_{i3}}{Z_{i2}+Z_{i3}} = \frac{K^3 Z_{i3}}{1+K^2} = Z_0 \quad (2.20)$$

$$Z_{i3} = \frac{1+K^2}{K^2} Z_0 \quad (2.21)$$

Où Z_{i2} et Z_{i3} sont les impédances vues par les accès 2 et 3 de port 1. Les charges vues par l'accès 2 et 3 ont choisi respectivement :

$$R_2 = KZ_0 \text{ et } R_3 = \frac{Z_0}{K} \quad (2.22)$$

Les impédances caractéristiques Z_{02} , Z_{03} sont déterminées on utilisant les relations (2.21) et (2.22) :

$$Z_{02} = Z_0 \sqrt{K(1+K^2)} \quad (2.23)$$

$$Z_{03} = Z_0 \sqrt{\frac{(1+K^2)}{K^3}} \quad (2.24)$$

Les valeurs appropriées de Z_{04} et Z_{05} sont données par :

$$Z_{04} = Z_0 \sqrt{K} \quad (2.25)$$

$$Z_{05} = \frac{Z_0}{\sqrt{K}} \quad (2.26)$$

Les caractéristiques d'un réseau micro-onde sont plus souvent décrites par la matrice de répartition, il est donc plus approprié de convertir les impédances en paramètres S. Cependant, quand les impédances de ce réseau sont différentes comme dans le cas du Wilkinson, les éléments de la matrice de répartition sont difficiles à obtenir. Cependant, la matrice reliant la matrice S des ondes de tension non normalisées est plus facile à établir et elle s'écrit :

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

où d_j ($j=1, 2,3$) est l'onde de tension émergente de l'accès d'ordre j et c_k ($k=1, 2,3$) l'onde de tension incidente provenant de l'accès d'ordre k .

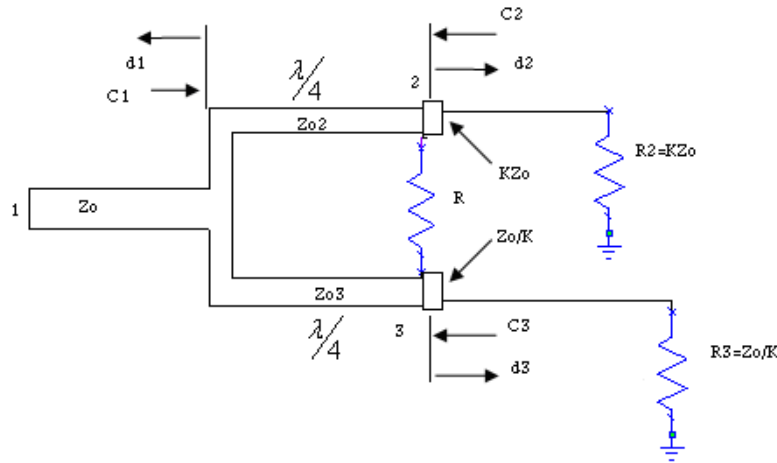


Figure (2.13) : Les ondes de tension aux différents accès du diviseur de Wilkinson

Les équations qui régissent le réseau [33] [35] sont :

$$d_1 = \Gamma_1 c_1 + (1 - \Gamma_1) c_a \quad (2.28)$$

$$d_a = (1 + \Gamma_1) c_1 - \Gamma_1 c_a \quad (2.29)$$

$$c_a = \Gamma_1 e^{-j2\theta} d_a \quad (2.30)$$

$$d_2 = (1 + \Gamma_1) e^{-j\theta} d_a \quad (2.31)$$

avec

$$\Gamma_1 = \frac{\sqrt{K} - \sqrt{1+K^2}}{\sqrt{K} + \sqrt{1+K^2}} \quad (2.32)$$

$$\theta = \frac{\pi f}{2f_0} \quad (2.33)$$

Résoudre les équations précédentes permet de déterminer les paramètres T suivants:

$$T_{11} = \left. \frac{d_1}{c_1} \right|_{c_2=c_3=0} = \Gamma_1 \left[1 + \frac{(1-\Gamma_1^2)e^{-j2\theta}}{1+\Gamma_1^2 e^{-j2\theta}} \right] \quad (2.34)$$

$$T_{21} = T_{31} = \left. \frac{d_2}{c_1} \right|_{c_2=c_3=0} = \frac{(1+\Gamma_1)^2 e^{-j2\theta_0}}{1+\Gamma_1^2 e^{-j2\theta}} \quad (2.35)$$

Les valeurs de T_{12} et T_{13} peuvent être obtenus en utilisant la réciprocité :

$$T_{12} = \frac{T_{21}}{K} \quad (2.36)$$

$$T_{13} = KT_{31} \quad (2.37)$$

Les coefficients restants T_{22} , T_{23} , T_{32} et T_{33} sont obtenus en excitant simultanément le port 2 et le port 3 par des signaux en phase (excitation pair) puis en déphasage de 180° (excitation impair). Le calcul donne les résultats suivants :

$$T_{33} = \frac{2K^2}{1+K^2} \left[\frac{Z_{2e}}{KZ_0+Z_{2e}} + \frac{1}{K^2(1+KY_{02}Z_0)} \right] - 1 \quad (2.38)$$

$$T_{23} = \frac{2K^2}{1+K^2} \left[\frac{Z_{2e}}{KZ_0+Z_{2e}} - \frac{1}{1+KY_{02}Z_0} \right] \quad (2.39)$$

$$T_{22} = \frac{2}{1+K^2} \left[\frac{Z_{2e}}{KZ_0+Z_{2e}} + \frac{K^2}{1+KY_{02}Z_0} \right] - 1 \quad (2.40)$$

$$T_{32} = \frac{T_{23}}{K^2} \quad (2.41)$$

L'isolation entre les accès de sortie est le rapport de la puissance sortant de l'accès 3 à celle incidente à l'accès 2 :

$$\text{Isolation} = 10 \log K^2 |T_{32}|^2 = 10 \log \frac{|T_{23}|^2}{K^2} \quad (2.42)$$

La relation de passage entre les paramètres S et les paramètres T est :

$$[S] = [\sqrt{Zc_j}]^{-1} T [\sqrt{Zc_j}] \quad (2.43)$$

II.4.2 Les coupleurs

Les coupleurs, utilisés dans de nombreux circuits, sont des éléments de base des mélangeurs équilibrés à diodes [36]. Il est donc important de les étudier en détail.

Les performances des coupleurs déterminent largement celles des circuits réalisés (bande de fréquence, isolation...) mais sont généralement très limitées par les contraintes propres à la technologie de fabrication des circuits. En particulier, les coupleurs utilisés aux fréquences microondes sont des structures passives.

2.4.2.1 Principe de base du coupleur hybride

Nous distinguons les coupleurs directifs (répartition inégale de la puissance) et les coupleurs hybrides (équipartition de la puissance). Les coupleurs hybrides sont des cas spéciaux de coupleurs directionnels avec un facteur de couplage de 3dB. [33]. Un coupleur [37] est dit idéal s'il est sans pertes, réciproque et dont les terminaisons sont adaptées.

Dans le cadre de nos travaux, nous nous sommes intéressés aux coupleurs hybrides; tous les hybrides sont des dispositifs à quatre ports. Si la puissance RF est appliquée à un seul port, il est divisé en parts égales entre deux autres ports et le troisième port est isolé; par conséquent, aucune sortie n'est obtenue dans ce port.

Dans un hybride 180° , les tensions des sorties sont déphasées de 0° ou 180° , en fonction de quel port est excité. Dans un hybride 90° , les phases diffèrent par 90° entre les deux sorties, indépendamment de quel port est excité.

Les propriétés des deux hybrides sont illustrées à la figure 2.14. On suppose d'abord que les hybrides sont idéaux. Les lignes entre les ports montrent le déphasage entre eux.

Si un signal est appliqué au port 1 de l'hybride 180° (Figure 2.14.a, il apparaît dans les ports 3 et 4 avec des phases identiques mais avec un niveau de 3 dB inférieur à celui de l'entrée, et aucun signal de sortie n'apparaît au port 2. Similairement, si le port 2 est excité, les sorties sont dans les ports 3 et 4, et aucun signal de sortie au port 1. Les sorties dans les ports 4 et 3 sont déphasées de 180° et sont de 3dB inférieures par rapport à l'entrée.

Dans cet hybride, les ports 3 et 4 sont souvent appelés les ports somme (sigma ou Σ) et de différence (delta ou Δ), parce que la tension de sortie dans le port 3 est proportionnelle à la somme de la tension d'entrée dans les ports 1 et 2, et la tension au port 4 est proportionnelle à leur différence. De même, les ports 1 et 2 peuvent être considérés comme les ports respectifs somme et différence lorsque les ports 3 et 4 sont des entrées.

Dans la figure 2.14 .b, le déphasage entre les ports 2 et 4 et entre 1 et 3 est de 90° . Le port 1 et 2 et le port 3 et 4 sont des paires isolées.

Les deux types d'hybrides peuvent être décrits par leurs matrices de répartition.

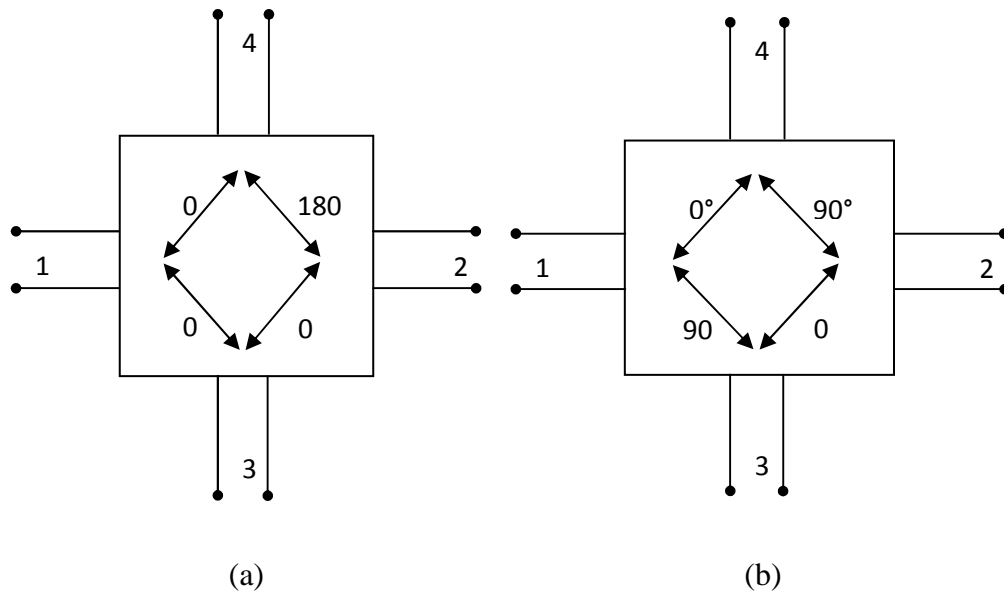


Figure (2.14) : (a) hybride idéal 180°, (b) hybride idéal 90°

Pour un hybride idéal 90°, avec des ports définis comme dans la figure 2.14.a, la matrice de répartition S est :

$$S_{90^\circ} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -j \\ -j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Pour l'hybride 180°, la matrice S est :

$$S_{180^\circ} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Ces matrices impliquent un déphasage spécifique entre entrées et sorties. Le déphasage entre l'entrée et la sortie est important car la différence de phase entre les deux ports de sortie est essentielle pour concevoir les hybrides utilisés dans les mélangeurs équilibrés et ainsi être sûr que les signaux arrivent au niveau de chaque diode avec la phase requise.

2.4.2.2. Les paramètres fondamentaux d'un coupleur

Le fonctionnement d'un coupleur est illustré à l'aide de la figure 2.15.

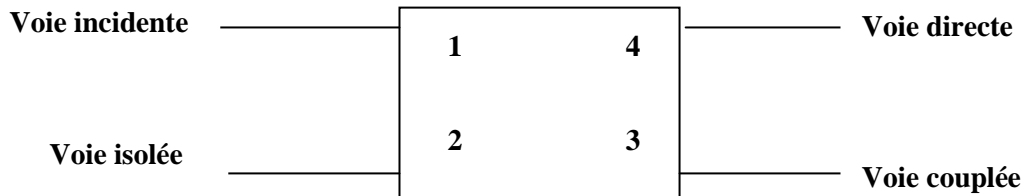


Figure (2.15) : Schéma de principe d'un coupleur

La puissance incidente à la porte 1 est noté P_1 et les puissances apparaissant aux trois autres portes sont notées (P_2 , P_3 , P_4), ces puissances permettent de définir les paramètres d'un coupleur. Les grandeurs suivantes sont généralement utilisées pour caractériser le coupleur :

➤ **Le coefficient de couplage C**

C'est le rapport entre la puissance de l'onde incidente et la puissance de l'onde couplée [33]

$$C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} \text{ (dB)} \quad (2.46)$$

➤ **Le facteur de transmission**

C'est la fraction de puissance transmise à travers la voie principale de la structure sur la puissance incidente [37]:

$$T = \frac{P_1}{P_4} \quad (2.47)$$

➤ **L'isolation**

L'isolation est définie comme le facteur de découplage entre les ports 1 et 2 et est donné par:

$$I = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \text{ (dB)} \quad (2.48)$$

Pour un coupleur idéal, sa valeur est infinie.

➤ **La directivité**

C'est le rapport entre la puissance de l'onde de la voie couplée et la puissance de l'onde isolée

$$D = 10 \log \frac{P_3}{P_2} \text{ (dB)} \quad (2.49)$$

Ce facteur tient compte de la non-idéalité du coupleur. C'est la valeur de couplage indésirable qui peut apparaître à la porte 2.

$$I = D + C. \quad (2.50)$$

II.4.2.3 Différents types de coupleurs

➤ **Coupleur à lignes couplées**

Les lignes couplées sont réalisées à partir des lignes micro-ruban. Ce coupleur 90° est conçu selon ses impédances de mode pair et impair.

Nous avons :

$$Z_P = R \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad (2.51)$$

$$Z_I = R \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \quad (2.52)$$

R : impédance des ports ;

C : facteur de couplage de tension.

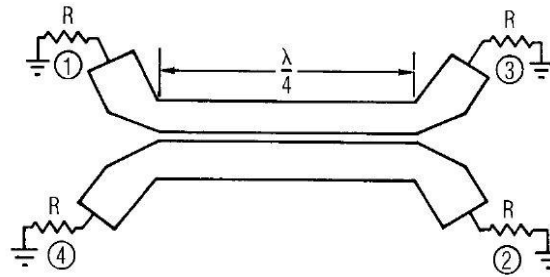


Figure (2.16) : coupleur à lignes couplées [20]

➤ **Coupleur de lange**

Le coupleur de lange est constitué d'un certain nombre de lignes mutuellement couplées en technologie micro ruban.

Ses lignes, de longueur $\lambda/4$, sont très fines et frangées des deux cotés pour contribuer au couplage. Pour augmenter le couplage il est nécessaire d'utiliser des brèches très fines [38].

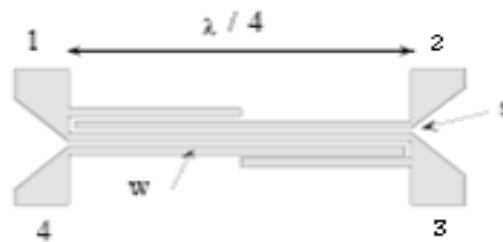


Figure (2.17) : Coupleur de lange [38]

➤ **Coupleur en anneau (Rat-race)**

La réalisation d'un coupleur en anneau en micro ruban est illustrée dans la figure 2.18. Il se compose d'une ligne de transmission en anneau de 1.5λ de circonférence. Son impédance caractéristique est de $\sqrt{2}$ fois l'impédance caractéristique des ports. Les lignes de transmissions pour les quatre ports sont reliées à l'hybride en anneau tel que l'espacement entre la porte 2 et 4 est de 0.75λ , et les espacements entre les autres port sont de 0.25λ . [36]

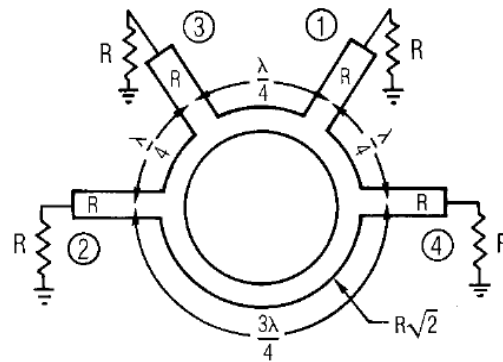


Figure (2.18) : coupleur hybride en anneau. [20]

La puissance appliquée à n'importe quel port de l'hybride en anneau est divisé également entre les deux ports adjacents.

Le port restant isolé car la différence de longueur électrique entre ces 2 trajets est de 180° ce qui implique qu'il existe naturellement une masse virtuelle au point de connexion de la voie isolée.

➤ Coupleur à branches

La topologie de base de ce type de coupleur intègre deux lignes de transmission série de longueur $\lambda/4$ à la fréquence centrale, ces lignes sont couplées par deux lignes verticales de longueur $\lambda/4$. Les impédances caractéristiques des lignes verticales et horizontales sont respectivement de R et $R/\sqrt{2}$ afin d'assurer un facteur de couplage de 3dB.

Dans le coupleur à branches, les performances idéales ne sont obtenues qu'à la fréquence centrale qui correspond à la fréquence pour laquelle les lignes ont une longueur électrique de 90° .

Ce coupleur a la particularité de diviser en deux parties égales (coupleur hybride) un signal incident, ces deux fractions de signal se retrouvant en quadrature.

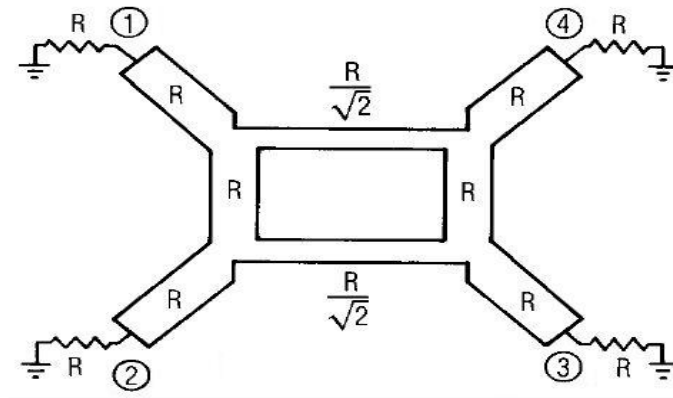


Figure (2.19) : coupleur à branches. [20]

2.4.2.4 Avantages et inconvénients des différents coupleurs

Tous les coupleurs hybrides possèdent des avantages et des inconvénients différents. Une étude des différents coupleurs a été faite afin de pouvoir choisir le coupleur approprié pour notre mélangeur.

➤ Coupleur à ligne couplée

Un avantage du coupleur ligne couplée est sa surface occupée qui est très petite par rapport aux autres coupleurs. Néanmoins, son inconvénient majeur est la difficulté voire l'impossibilité d'atteindre les impédances pair et impair exigées pour un facteur de couplage de 3dB (120.7Ω et 20.7Ω respectivement pour une impédance de port 50Ω), même avec l'utilisation d'un substrat à constante élevée.

Un autre inconvénient c'est que les deux sorties apparaissent sur les cotés opposés, ce qui ne permet pas une configuration symétrique de circuit ce qui est important pour les mélangeurs équilibrés.

➤ Coupleur en anneau (rat-race)

Leur avantage principal est leur simplicité de conception et de réalisation ; leur perte est relativement faible et il permet une bonne adaptation des accès. La bande passante de cet hybride est approximativement de 10-15%, bien que lorsque les effets de discontinuité de jonction et de la dispersion de la ligne de transmission sont inclus, il peut être plus faible. Il

est relativement à bande étroite en particulier pour la performance d'équilibrage en phase. Un autre inconvénient pour ce coupleur c'est son grand encombrement.

➤ Coupleur de lange

La bande passante de ce coupleur est beaucoup plus large que celle du coupleur en anneau. Le TOS à l'entrée d'un coupleur de lange idéal est pratiquement de '1' donc pas de puissance réfléchie, ce qui permet d'obtenir une adaptation parfaite en entrée. Le déphasage entre les sorties est précisément de 90° et, le plus remarquable, les deux paramètres (TOS et déphasage) sont indépendants de la fréquence.

En pratique, des erreurs de phase se produisent et la bande passante est limitée en raison de l'asymétrie dans la structure. En outre, les discontinuités et l'inductance des fils d'interconnexion nécessaires entre les différents doigts pour augmenter le couplage, entraînent des perturbations parasites qui diminuent la bande passante du composant et peuvent entraîner des problèmes de reproductibilité des performances. Aussi, comme les lignes sont très étroites, il est difficile de fabriquer ces fils de liaison à travers les doigts.

➤ Coupleur à branches ou en échelle

A l'inverse du coupleur de lange, le coupleur à branches ne nécessite pas de fils de connexion ou de lignes à largeur étroite, il est facile et simple à réaliser. Il est approprié à une fabrication sur substrat et peu coûteux.

Le problème majeur du coupleur à branches est que plus on monte en fréquence, plus la longueur des lignes devient comparable à leur largeur, ce qui augmente sensiblement les effets de discontinuités des jonctions et donc limite le coupleur en fréquence.

Il est à noter que les coupleurs hybrides 90° sont les plus adéquats pour les mélangeurs équilibrés car, relativement au coupleur 180° , ils présentent les avantages suivants :

- TOS plus faible et non affecté par le niveau de l'oscillateur local (la pompe) ;
- Pertes de conversion légèrement plus faible ;
- Isolation entre la pompe et le signal RF plus forte ;
- Polarisation des diodes plus facile à réaliser.

Les coupleurs 90° les plus connus sont à branches et de lange, mais notre choix s'est porté sur les coupleurs à branches.

2.5. Calcul du coupleur en échelle

Le calcul de la matrice de répartition du coupleur à branches [39] se fait en tirant profit de la symétrie naturelle de la structure.

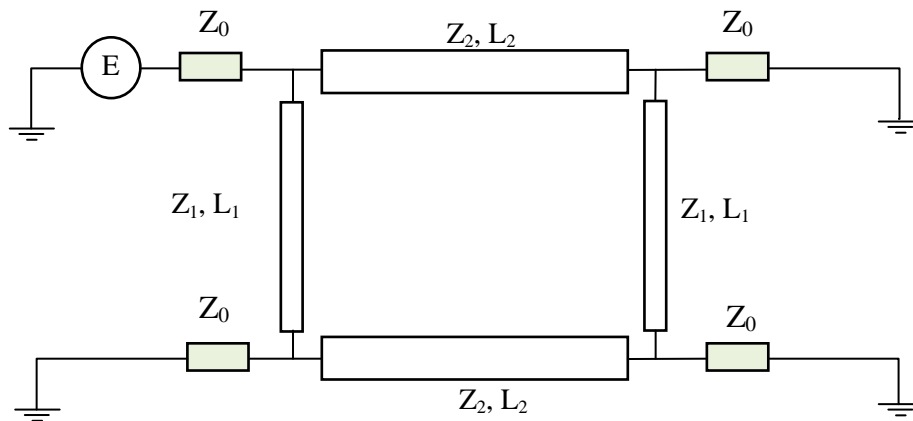


Figure (2.20) : Coupleur en échelle

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

Comme le réseau est passif et réciproque, $S_{ij} = S_{ji}$ et seuls les paramètres situés sur la diagonale principale et en dessous doivent être déterminés. De plus, puisque la structure est symétrique, nous avons :

$$S_{34} = S_{21}, S_{24} = S_{31}, S_{11} = S_{22}, S_{22} = S_{44}$$

Ce qui conduit aux équivalences suivantes:

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44}$$

$$S_{21} = S_{12} = S_{43} = S_{34}$$

$$S_{31} = S_{13} = S_{42} = S_{24}$$

$$S_{41} = S_{14} = S_{32} = S_{23}$$

La matrice de répartition du coupleur est donc complètement déterminée par les éléments de la première colonne. Autrement dit, le calcul de la matrice de répartition est réduit au calcul des quatre paramètres : S_{11} , S_{21} , S_{31} et S_{41} .

Pour simplifier le calcul de ces paramètres, on utilise le principe de décomposition d'un signal en composante pair et impaire. Pour ce faire, on place deux sources de tension E_1 et E_2 d'impédance interne Z_0 aux ports 1 et 2, alors que les ports 3 et 4 sont aussi terminés par Z_0 .

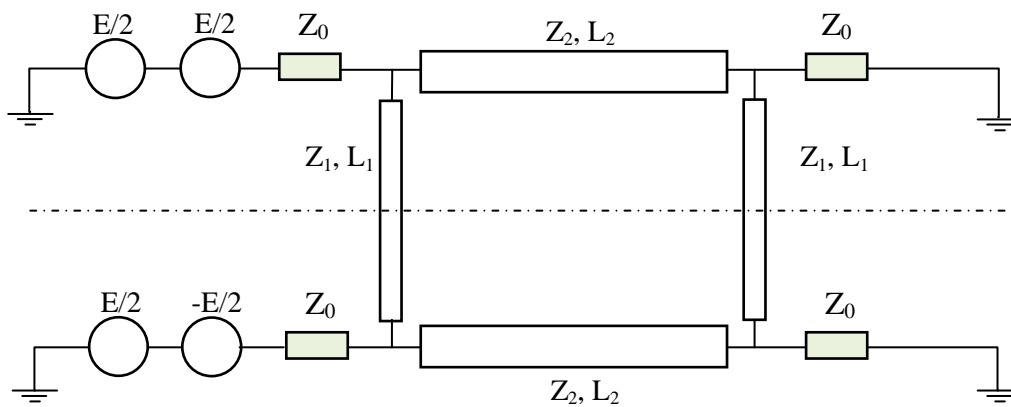


Figure (2.21) Principe de calcul du coupleur à branches

En posant:

$$E_1 = E/2 + E/2$$

$$E_2 = E/2 - E/2$$

Nous pouvons déterminer séparément l'influence des modes pair et impair. Dans le cas du mode pair, nous avons la même source de tension appliquée aux ports 1 et 2 simultanément. De la symétrie de la structure, il en résulte un nœud de courant (circuit ouvert) et par conséquent, le circuit se simplifie comme illustré à la figure 2.22.

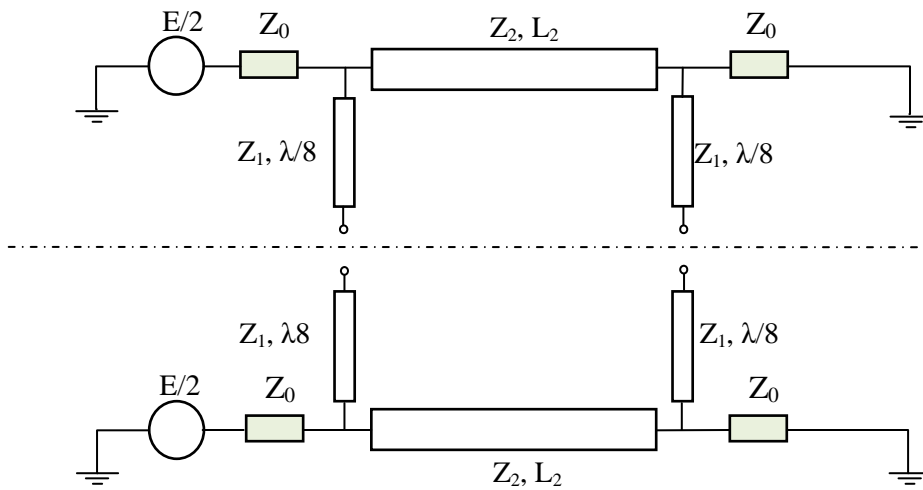


Figure (2.22) Simplification en mode pair

Comme les deux moitiés du circuit sont découplées et identiques, il suffit de ne considérer que l'une d'entre elles pour effectuer le calcul.

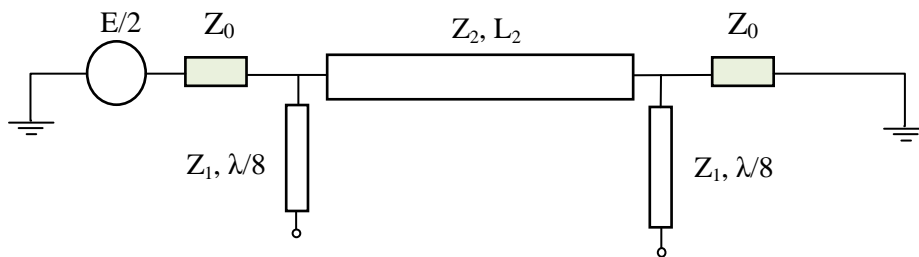


Figure (2.23) : Calcul du mode pair

Dans le cas du mode impair, nous avons des sources de tension de même amplitude mais en inversion de phase appliquées simultanément aux ports 1 et 2. A l'inverse du cas pair il y aura création d'une masse virtuelle au plan de symétrie et le circuit devient celui de la figure 2.24.

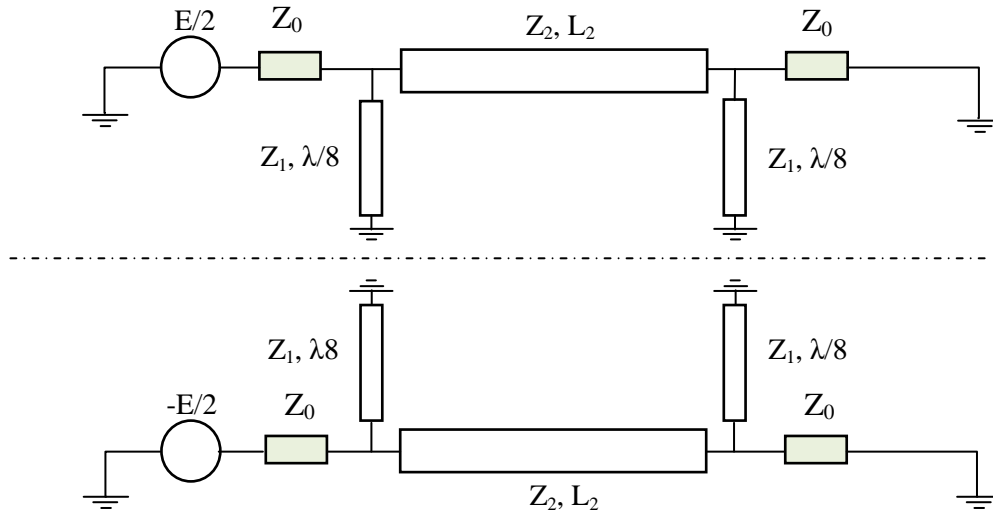


Figure (2.24): Simplification en mode impair

Cela simplifie grandement les choses, car les deux parties sont indépendantes et identiques donc on peut faire l'étude uniquement sur un demi-circuit.

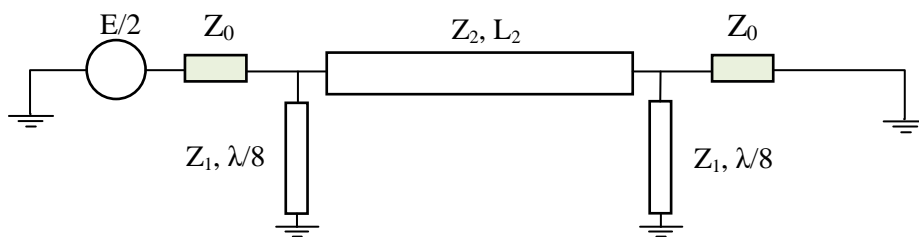


Figure (2.25). Calcul du mode impair

❖ La matrice ABCD

Pour calculer la matrice S du mode pair et celle du mode impair, on fait appel à la matrice ABCD pour rendre le calcul plus rapide et plus simple.

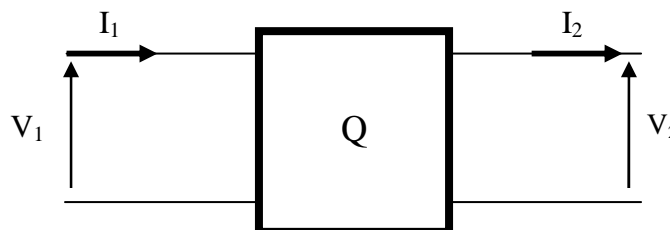


Figure (2.26) : Représentation pour la matrice ABCD

Dans la représentation de la matrice ABCD (figure 2.26), les équations lient la tension et le courant d'entrée et de sortie comme suit:

$$\begin{cases} V_1 = AV_2 + BI_2 \\ I_1 = CV_2 + DI_2 \end{cases} \quad (2.54)$$

avec

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0}, \quad B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0}, \quad C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0}, \quad D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad (2.55)$$

La matrice ABCD du réseau résultant des cas pair et impair est le produit des matrices ABCD des réseaux individuels :

$$ABCD = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

Pour passer des paramètres ABCD aux paramètres S on utilise les formules de passage suivantes :

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{11} \end{bmatrix} = \frac{1}{AZ_0 + B + Z_0^2 + DZ_0} \begin{bmatrix} AZ_0 + B - CZ_0^2 - DZ_0 & 2Z_0(AD - BC) \\ 2Z_0 & -AZ_0 + B - CZ_0^2 + DZ_0 \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

- **La matrice ABCD du mode pair**

Le calcul de la matrice ABCD du mode pair revient à calculer les matrices ABCD des trois lignes des figures 2.27 à 2.29.

1- Stub ouvert

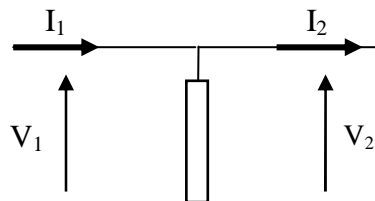


Figure (2.27) : Stub ouvert mode pair.

$$A_1 = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0 \Rightarrow CO} = 1 \quad (2.58)$$

$$B_1 = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0 \Rightarrow CC} = 0 \quad (2.59)$$

$$C_1 = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0 \Rightarrow CO} = \frac{I_1}{V_1} = \frac{I_1}{Z_{eq} I_1} = \frac{1}{Z_{eq}} \quad (2.60)$$

Tel que :

$$Z_{eq} = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \operatorname{tg} \frac{\beta l}{2}}{Z_c + jZ_L \operatorname{tg} \frac{\beta l}{2}} \quad (2.61)$$

avec le stub, nous avons

$$Z_c = Z_1$$

$$Z_L \rightarrow \infty$$

$$\beta l = \theta$$

L'équation (2.60) se simplifie alors comme suit :

$$Z_{eq} = Z_c \frac{Z_L}{jZ_L \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}} \quad (2.62)$$

$$Z_{eq} = \frac{Z_1}{j \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}} \quad (2.63)$$

$$\rightarrow C_1 = \frac{j \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}}{Z_1} \quad (2.64)$$

$$\rightarrow D_1 = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0 \Rightarrow CC} = 1 \quad (2.65)$$

Les lignes verticales étant identiques, il en résulte :

$$\begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}}{Z_1} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

2- Ligne horizontale

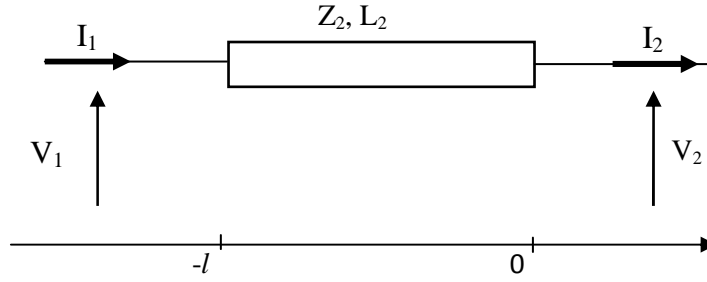


Figure (2.28). Ligne horizontale mode pair.

Pour calculer les coefficients A_2 , B_2 , C_2 et D_2 de la ligne horizontale, on considère que les pertes dans le diélectrique et dans le conducteur sont nuls, et à partir des équations télégraphistes on trouve que :

$$V_1 = V(-l) = V' e^{j\beta l} + V'' e^{-j\beta l} \quad (2.67)$$

$$V_2 = V(0) = V' + V'' \quad (2.68)$$

$$I_1 = I(-l) = \frac{1}{Z_c} (V' e^{-j\beta(-l)} - V'' e^{j\beta(-l)}) = \frac{1}{Z_c} (V' e^{j\beta l} - V'' e^{-j\beta l}) \quad (2.69)$$

$$I_2 = I(0) = \frac{1}{Z_c} (V' - V'') \quad (2.70)$$

Il en résulte que :

$$A_2 = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0 \Rightarrow V'=V''} = \frac{V' e^{j\beta l} + V'' e^{-j\beta l}}{V' + V''} = \frac{e^{j\beta l} + e^{-j\beta l}}{2} = \cos \beta l \quad (2.71)$$

$$B_2 = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0 \Rightarrow V'=-V''} = \frac{V' e^{j\beta l} + V'' e^{-j\beta l}}{\frac{1}{Z_c} (V' + V'')} = j Z_c \frac{e^{j\beta l} - e^{-j\beta l}}{2j} = j Z_c \sin \beta l \quad (2.72)$$

$$C_2 = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} = \frac{\frac{1}{Z_c} (V' e^{-j\beta l} - V'' e^{j\beta l})}{V' + V''} = \frac{\frac{1}{Z_c} (V' e^{j\beta l} - V'' e^{-j\beta l})}{2V'} = j \frac{1}{Z_c} \sin \beta l \quad (2.73)$$

$$D_2 = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = \frac{\frac{1}{Z_c} (V' e^{j\beta l} - V'' e^{-j\beta l})}{\frac{1}{Z_c} (V' - V'')} = \frac{e^{j\beta l} + e^{-j\beta l}}{2} = \cos \beta l \quad (2.74)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta l & j Z_c \sin \beta l \\ j \frac{1}{Z_c} \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} \quad (2.75)$$

La matrice ABCD du réseau résultant pour le cas pair est donc égale au produit des matrices ABCD des réseaux individuels :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{pair} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{jtg\frac{\theta}{2}}{Z_1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ_2 \sin \beta l \\ j\frac{1}{Z_2} \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{jtg\frac{\theta}{2}}{Z_1} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

Dans la fréquence de travail $\beta l = \frac{\pi}{4}$ et la matrice ABCD se simplifie comme suit :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{pair} = \begin{bmatrix} \frac{-Z_2}{Z_1} & jZ_2 \\ \frac{j}{Z_2} - \frac{jZ_2}{Z_1^2} & -\frac{Z_2}{Z_1} \end{bmatrix} \quad (2.77)$$

En utilisant (2.56), la matrice S dans le cas pair est égale à :

$$[S] = \frac{1}{\frac{2Z_0Z_2}{-Z_1} + jZ_2 - j\frac{Z_0^2Z_2}{Z_1^2} + j\frac{Z_0^2}{Z_2}} \begin{bmatrix} jZ_2 + j\frac{Z_0^2Z_2}{Z_1^2} - j\frac{Z_0^2}{Z_2} & 2Z_0 \\ 2Z_0 & jZ_2 + j\frac{Z_0^2Z_2}{Z_1^2} - j\frac{Z_0^2}{Z_2} \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

- **La matrice ABCD du mode impair**

Comme précédemment, le calcul de la matrice ABCD du mode impaire revient au calcul des trois matrices ABCD des trois lignes.

1- Stub court circuit

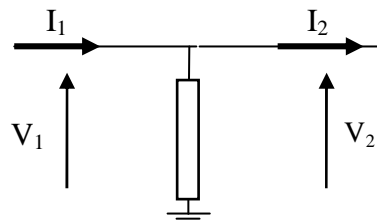


Figure (2.29): Stub court-circuit mode impair

Nous avons :

$$A_1 = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0 \Rightarrow CO} = 1 \quad (2.79)$$

$$B_1 = \frac{V_1}{I_2} \Big|_{V_2=0 \Rightarrow CC} = 0 \quad (2.80)$$

$$C_1 = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{I_2=0 \Rightarrow CO} = \frac{I_1}{V_1} = \frac{I_1}{Z_{eq} I_1} = \frac{1}{Z_{eq}} \quad (2.81)$$

Nous avons :

$$Z_{eq} = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \operatorname{tg} \frac{\beta l}{2}}{Z_c + jZ_L \operatorname{tg} \frac{\beta l}{2}} \quad (2.82)$$

$$Z_c = Z_1, Z_L \rightarrow 0 \text{ et } Z_{eq} = Z_c \frac{Z_L}{jZ_L \operatorname{tg} \frac{\beta l}{2}} \quad (2.83)$$

$$\rightarrow Z_{eq} = jZ_1 \operatorname{tg} \frac{\beta l}{2} \quad (2.84)$$

En remplaçant Z_{eq} dans (II.80), nous obtenons :

$$C_1 = \frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{jZ_1 \operatorname{tg} \frac{\beta l}{2}} = \frac{1}{jZ_1} \quad (2.85)$$

$$D_1 = \frac{I_1}{I_2} \Big|_{V_2=0 \Rightarrow CC} = 1 \quad (2.86)$$

Donc pour les lignes verticales les matrices sont

$$\begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{jZ_1} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

2- Ligne horizontale

Pour la ligne horizontale la matrice ABCD est la même que dans le cas pair :

$$\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ_2 \sin \beta l \\ j \frac{1}{Z_2} \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

Donc la matrice ABCD du réseau pour le cas impair est :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{impair}} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_2}{Z_1} & jZ_2 \\ j - \frac{jZ_2}{Z_1^2} & \frac{Z_2}{Z_1} \end{bmatrix} \quad (2.89)$$

La matrice S dans le mode impair est alors égale à :

$$S = \frac{1}{\frac{2Z_0Z_2}{Z_1} + jZ_2 - j\frac{Z_0^2Z_2}{Z_1^2} + j\frac{Z_0^2}{Z_2}} \begin{bmatrix} jZ_2 + j\frac{Z_0^2Z_2}{Z_1^2} - j\frac{Z_0^2}{Z_2} & 2Z_0 \\ 2Z_0 & jZ_2 + j\frac{Z_0^2Z_2}{Z_1^2} - j\frac{Z_0^2}{Z_2} \end{bmatrix} \quad (2.90)$$

La matrice de répartition S globale du coupleur en échelle peut être déterminée à l'aide des matrices S_{pair} et S_{impair} comme suit [39]:

$$\begin{cases} S_{11} = \frac{S_{11P} + S_{11I}}{2} \\ S_{21} = \frac{S_{11P} - S_{11I}}{2} \\ S_{31} = \frac{S_{21P} - S_{21I}}{2} \\ S_{41} = \frac{S_{21P} + S_{21I}}{2} \end{cases} \quad (2.91)$$

Dans le cas d'un coupleur hybride 3dB, les trois conditions suivantes doivent être satisfaites :

- La puissance d'entrée doit être divisée uniformément entre les ports 3 et 4, donc :

$$S_{31} = S_{13} = S_{14} = S_{41} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.92)$$

- Il doit présenter une adaptation simultanée à ces quatre ports d'accès :

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0 \quad (2.93)$$

- A la fréquence de travail l'isolation doit être infinie :

$$S_{21} = S_{12} = S_{43} = S_{34} = 0 \quad (2.94)$$

A partir de (2.92) et (2.93) on trouve :

$$S_{11P} + S_{11I} = S_{11P} - S_{11I} = 0 \Rightarrow S_{11P} = S_{11I} = 0 \quad (2.95)$$

$$S_{11} = jZ_2 + j \frac{Z_0^2 Z_2}{X_S^2} - j \frac{Z_0^2}{Z_2} = 0 \quad (2.96)$$

$$X_S = \pm \frac{Z_0 Z_2}{\sqrt{Z_0^2 - Z_2^2}} = Z_1 \quad (2.97)$$

Par conséquent, à partir de (2.91) on trouve :

$$S_{41} = \frac{1}{2}(S_{21P} + S_{21I}) = -\sqrt{1 - \frac{Z_2^2}{Z_0^2}} \quad (2.98)$$

$$S_{31} = \frac{1}{2}(S_{21P} - S_{21I}) = -j \frac{Z_2}{Z_0} \quad (2.99)$$

D'où:

$$|S_{41}| = |S_{31}| = \frac{Z_2}{Z_0} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow Z_2 = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} \quad (2.100)$$

En remplaçant (2.99) dans (2.96) on trouve :

$$Z_1 = \frac{Z_0 Z_2}{\sqrt{Z_0^2 - Z_2^2}} = \frac{Z_0 \frac{Z_0}{\sqrt{2}}}{\sqrt{Z_0^2 - \left(\frac{Z_0}{\sqrt{2}}\right)^2}} = Z_0 \Rightarrow Z_1 = Z_0 \quad (2.101)$$

Donc pour que le coupleur en échelle puisse se comporter comme un coupleur 3dB il faut que :

$$\begin{cases} Z_1 = Z_0 \\ Z_2 = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (2.102)$$

Si

$$Z_0 = 50 \Omega \Rightarrow \begin{cases} Z_1 = 50 \Omega \\ Z_2 = 35.35 \Omega \end{cases}$$

et donc la matrice de répartition de coupleur en échelle devient:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -j \\ -j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.103)$$

2.6. Simulation et résultats de coupleur en échelle (Branchline)

Pour la conception de mélangeur équilibré, nous avons effectué au premier lieu la conception d'un coupleur en échelle centré à la fréquence 11.425 GHz en utilisant ADS comme outil de simulation (simulateur développé par Agilent Technologies et dédié à la simulation et à la conception des circuits et des systèmes électroniques RF). Il offre tout un ensemble de simulations de types circuit et électromagnétique, dans les domaines temporel et fréquentiel. La première étape est de simuler le coupleur avec des lignes idéales. Puis la deuxième étape consiste à convertir le coupleur idéal en coupleur micro ruban et déterminer ses dimensions physiques. L'étape suivante consiste à optimiser ses dimensions physiques et enfin, à simuler le circuit du point de vue électromagnétique (Momentum) pour évaluer les effets des imperfections et pertes introduites par les lignes planaires.

➤ Etape 1 : simulation du coupleur idéal

La figure 2.30 montre la structure électrique du coupleur en échelle idéal (c'est-à-dire avec des lignes sans pertes) alors que ses résultats de simulation sont présentés à la figure 2.31.

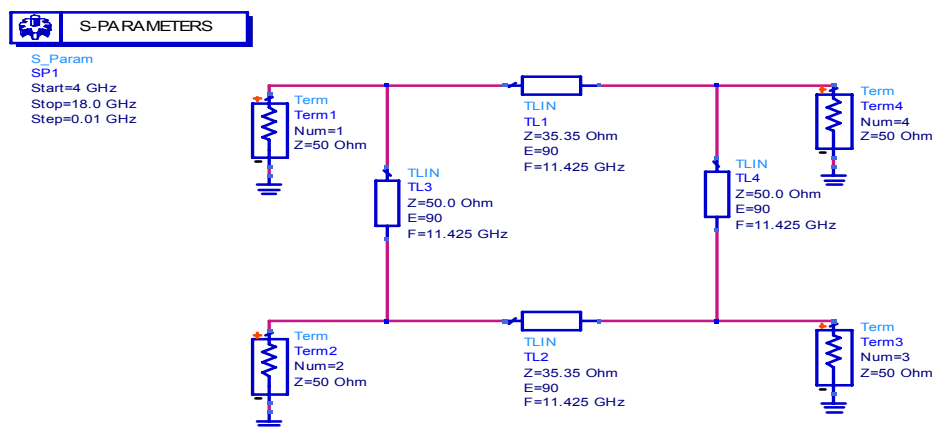
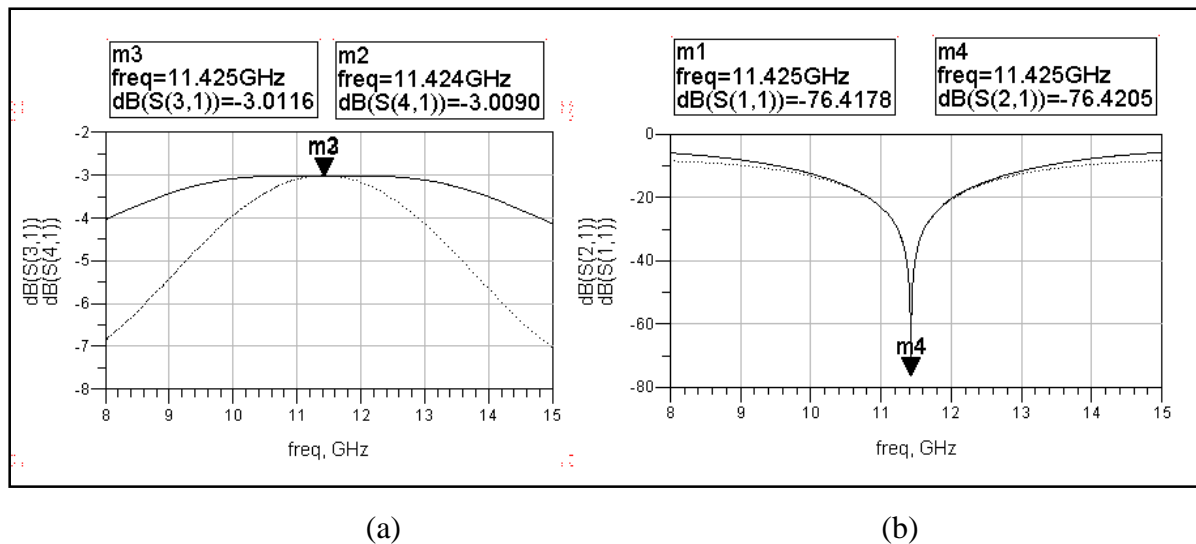


Figure (2.30): Coupleur en échelle idéal



(a) Paramètres de transmission (b) Paramètres de réflexion et d'isolation

S(3,1) : (—) S(4,1) : (····)

S(1,1) : (—) S(2,1) : (····)

Figure (2.31) : Les Paramètres du coupleur idéal

Cette dernière figure montre que la bande passante entre les ports 3-1 est plus grande que celle des ports 4-1 ; cela peut provoquer un mauvais équilibrage en amplitude dans le cas de signaux large-bande, ce qui n'est pas le cas de notre application. Notons que ce défaut est commun à ce type de coupleurs du fait que ce sont des éléments fonctionnant à bandes étroites.

➤ Etape 2 : simulation du coupleur réel

L'objectif de cette étape est de dimensionner le coupleur en utilisant des lignes de transmission réelles (avec pertes). Pour ce faire, nous avons utilisé le programme de synthèse LineCalc du logiciel ADS de la figure 2.32, qui exige en entrée les données physiques et électriques du substrat (le **DUROID 5880** déjà étudié), la fréquence de travail et la longueur électrique. Nous obtenons en sortie, la largeur, la longueur et la permittivité effective de la ligne réelle (ligne microruban dans notre cas).

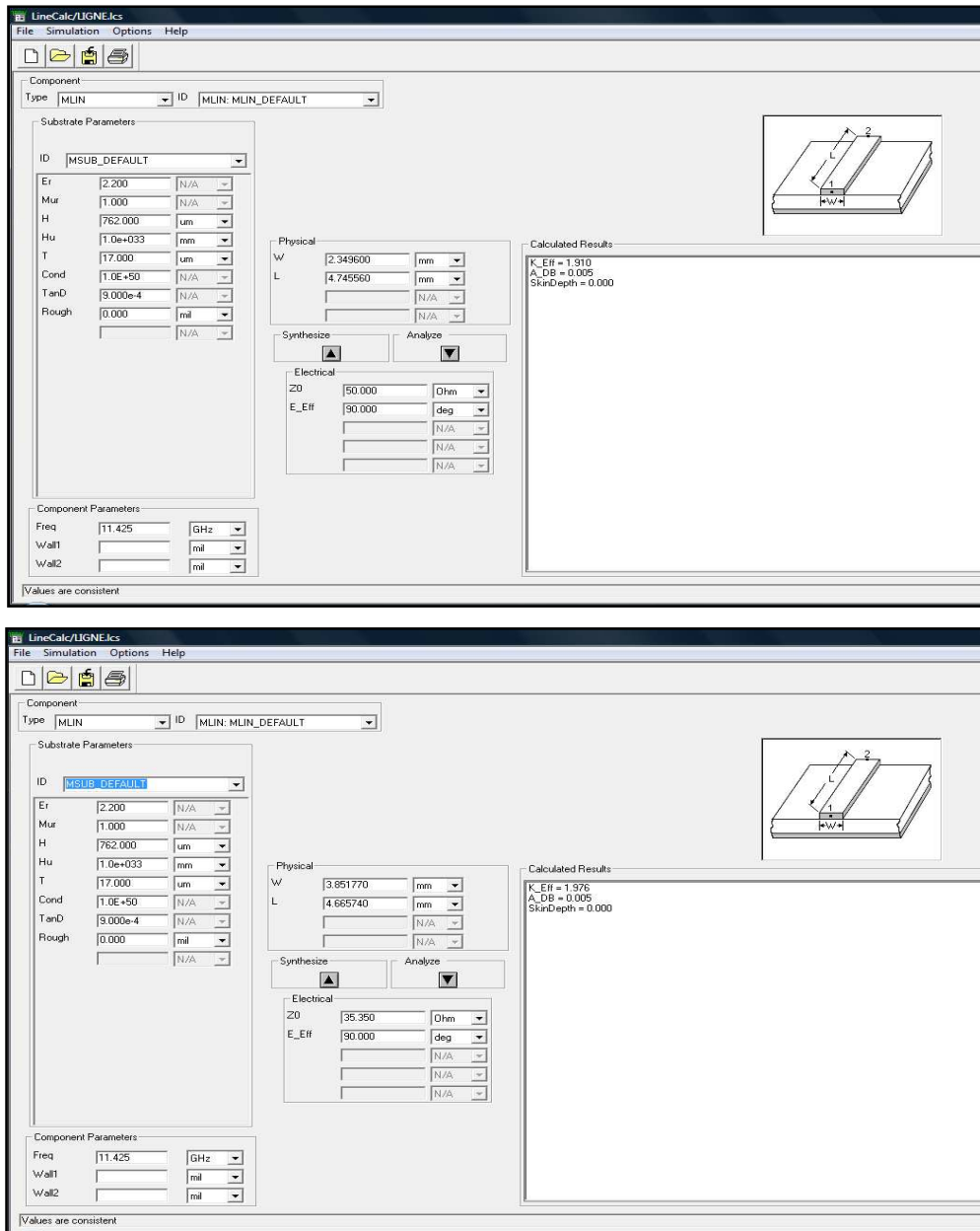


Figure (2.32) : Interfaces de l’outil LineCalc de l’ADS

Rappelons que le coupleur en échelle est constitué de deux paires de lignes quart d’ondes d’impédances caractéristiques respectives de $Z_{0V} = 50 \Omega$ et $Z_{0H} = 35.35 \Omega$ (Figure 2.33). On ajoute également les discontinuités introduites par les raccords entre les différentes lignes (Changement de largeur, raccordement en T, ...). Le résultat de la synthèse est :

- $W_V = 2.3496$ mm et $L_V = 4.7456$ mm pour les lignes d’impédance $Z_{0V} = 50 \Omega$.
- $W_H = 3.8518$ mm et $L_H = 4.6657$ mm pour les lignes d’impédance $Z_{0H} = 35.35 \Omega$.

Le calcul qui a été fait par l'outil LineCalc de l'ADS a été confirmé par les formules de synthèse des lignes micro ruban données en annexe B.

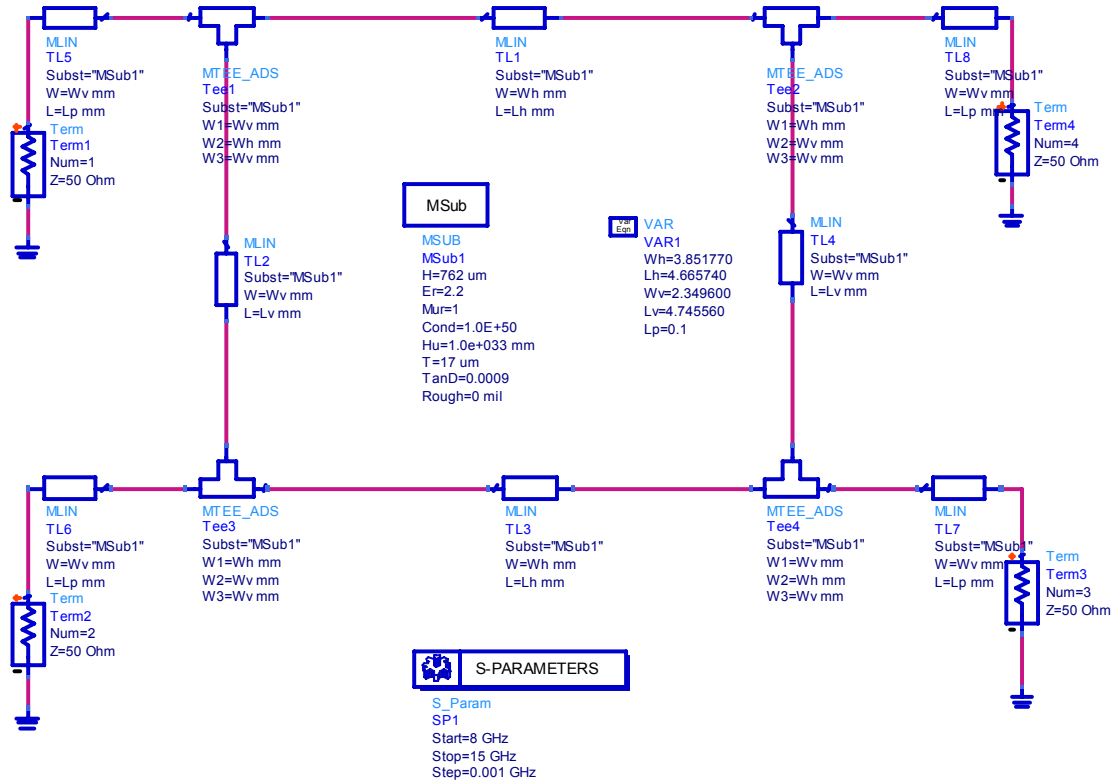


Figure (2.33) : Coupleur en échelle réel (avec discontinuités)

La simulation du coupleur réel (avec lignes réelles + discontinuités) et sa comparaison avec le coupleur idéal nous donne les graphes de la figure 2.34. On y observe un écart en transmission de **2.777dB (-5.2888dB** par rapport au **-3.011dB** du coupleur idéal) et un écart de plus de **70dB** en réflexion à la fréquence de travail ; cela peut être expliqué par les parasites introduits par les discontinuités de lignes dans le coupleur.

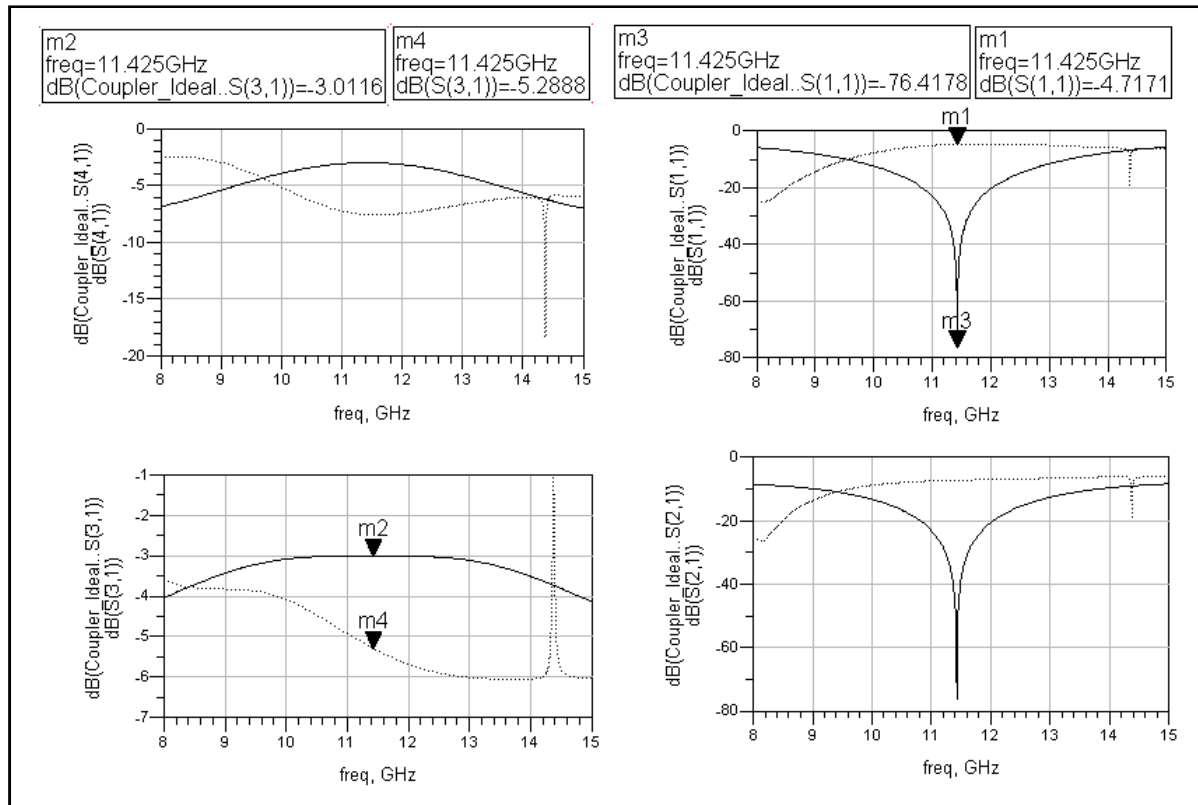


Figure (2.34) : Comparaison entre les paramètres S de coupler en échelle idéal : (—) et réel : (···)

➤ Etape 3 : optimisation du coupler réel

Dans le but de se rapprocher le plus possible des caractéristiques du coupler en échelle idéal, une optimisation à l'aide du simulateur de circuits Agilent-ADS a été entreprise et le circuit optimisé est montré à la figure 2.35. La figure 2.36 donnant les caractéristiques après optimisation montre que les paramètres S du coupler en échelle réel sont devenus plus proches de celles du coupler idéal et la différence entre la voie directe et la voie couplée n'est plus que de **0.36dB** avec des valeurs respectives de S_{31} et S_{41} de **-3.34dB** et **-2.98dB** à la fréquence centrale de **11.425GHz**. De même, l'écart en réflexion a été très sensiblement amélioré même si un décalage en fréquence a été introduit. Les dimensions géométriques optimales sont les suivantes :

- $W_V = 2.3496$ mm et $L_V = 3.0519$ mm pour les lignes d'impédance $Z_{0V} = 50\Omega$.
- $W_H = 3.3125$ mm et $L_H = 3.0060$ mm pour les lignes d'impédance $Z_{0H} = 35.35\Omega$.

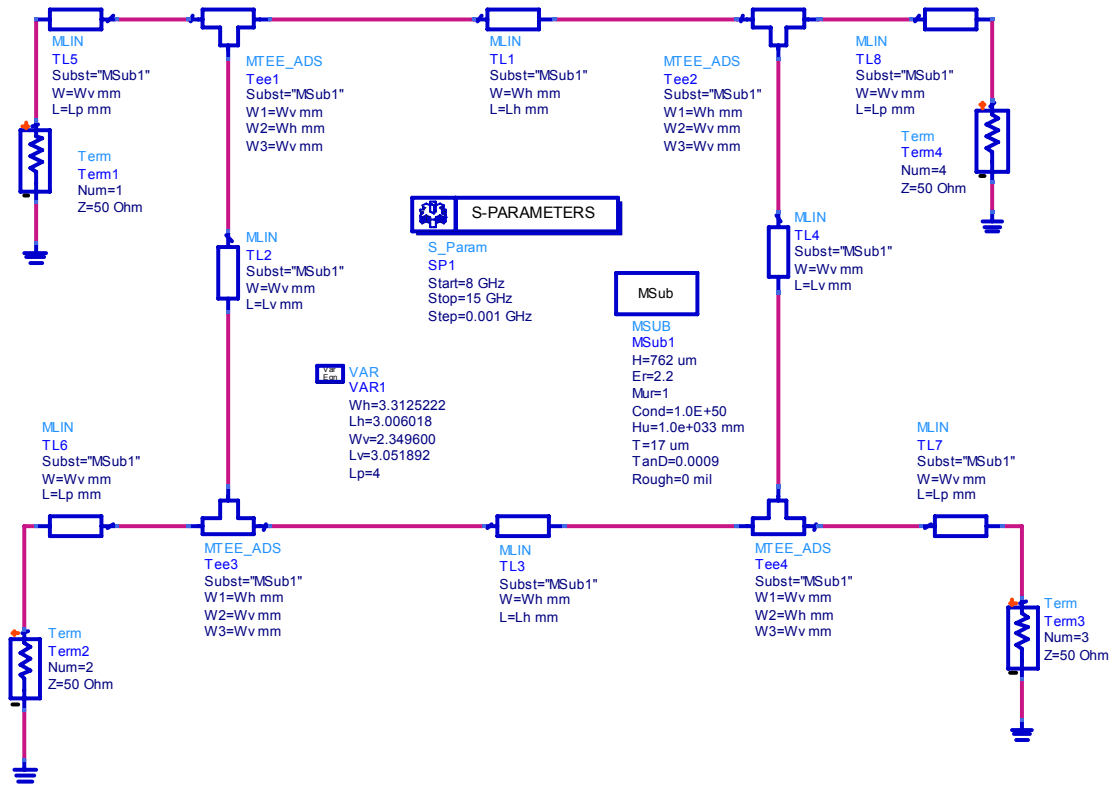
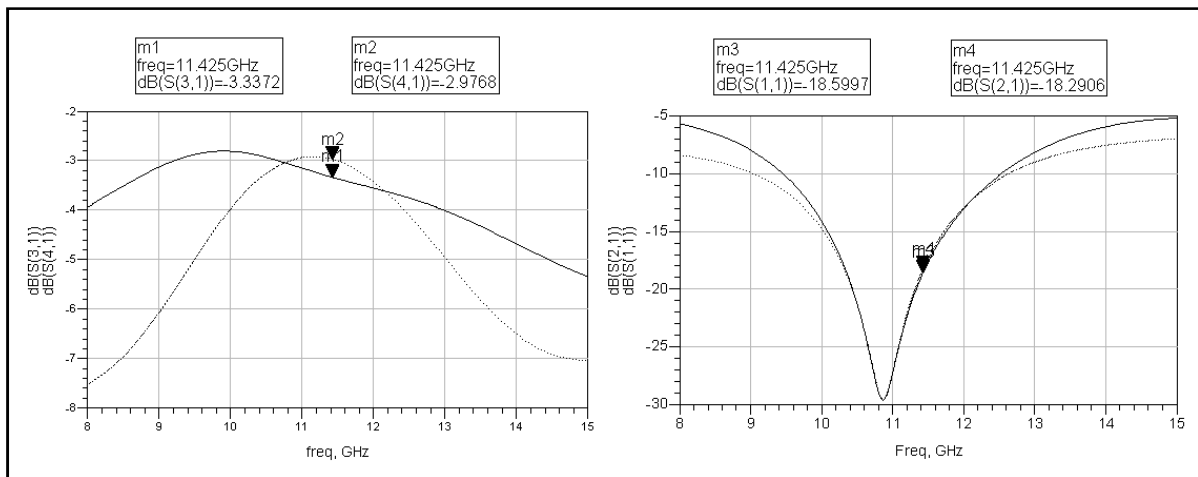


Figure (2.35) : Coupleur en échelle réel après optimisation



$S(3,1) : (—)$ $S(4,1) : (⋯⋯)$ $S(1,1) : (—)$ $S(2,1) : (⋯⋯)$

Figure (2.36) : Paramètres S d'un coupleur en échelle réel après optimisation

➤ **Etape 4 : simulation électromagnétique du coupleur réel optimisé**

La dernière étape consiste à simuler le coupleur en ligne planaire microruban en utilisant un simulateur électromagnétique (Momentum) intégré dans l'ADS.

Une étape préliminaire cruciale est le choix du maillage. Pour vérifier que le maillage n'influe pas sur la solution, on a simulé le coupleur pour des densités de maillage différentes : d'abord avec 20 cellules par longueur d'onde, puis avec une densité de 50 cellules par longueur d'onde (Figures 2.37 et 2.38).

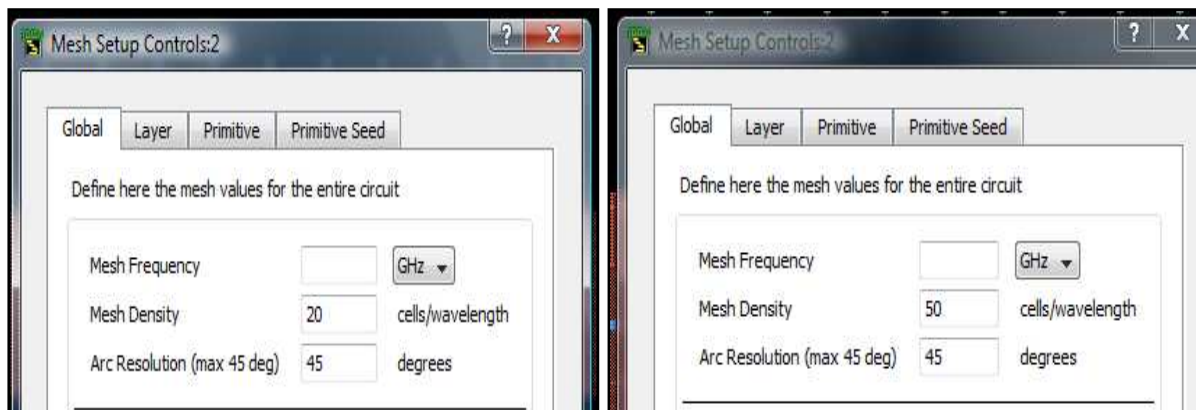


Figure (2.37): Le choix de Maillage.

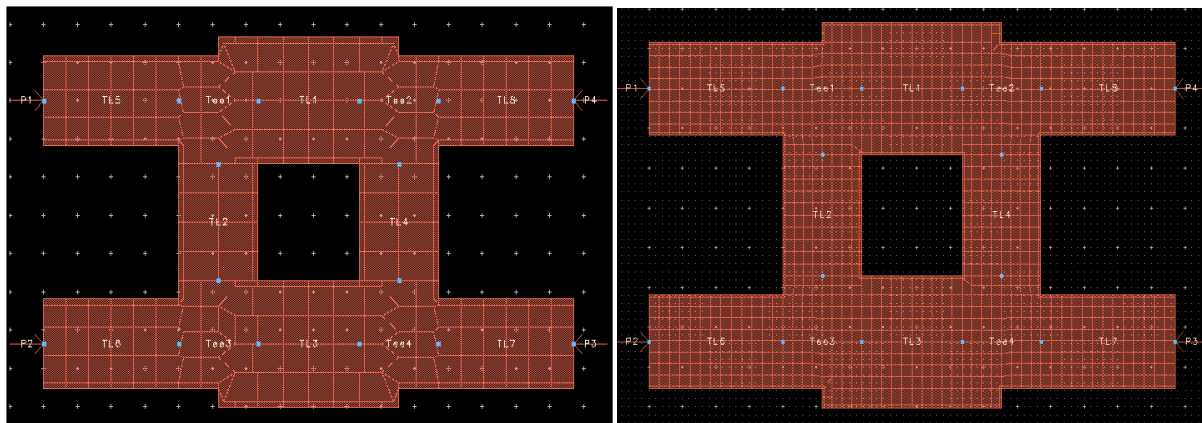


Figure (2.38): Le Maillage pour 20 cellules

Le Maillage pour 50 cellules

La comparaison des résultats de coupleur en échelle avec Momentum pour les deux maillages montre que les paramètres S sont pratiquement identiques (Figure 2.39), ce qui signifie que le Maillage de 20 cellules est suffisant.

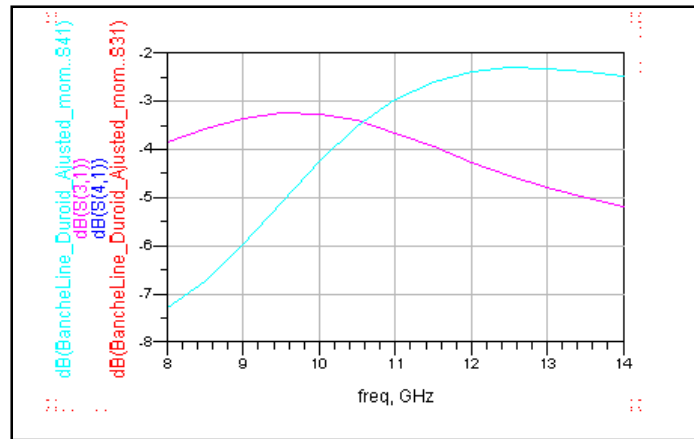
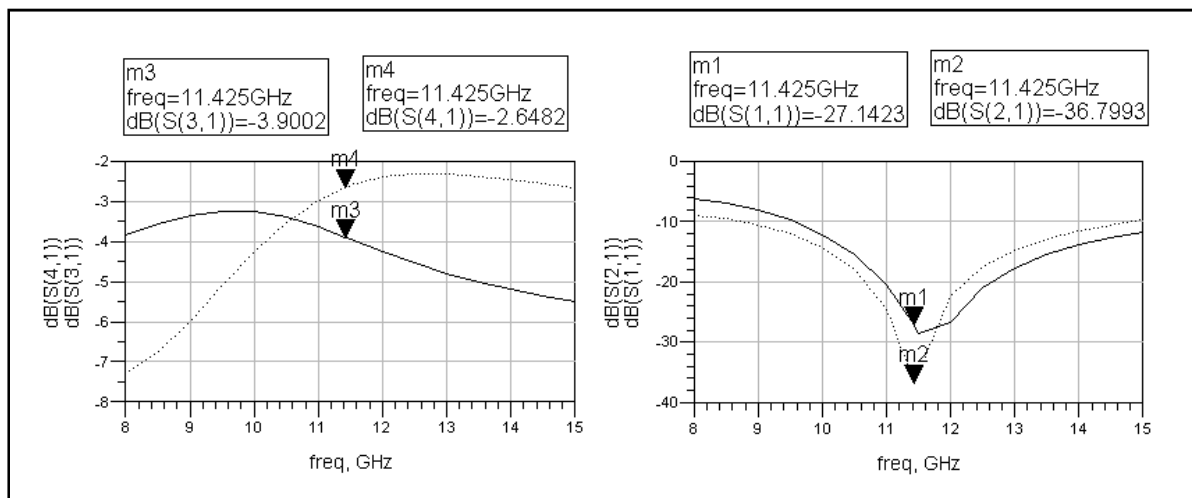


Figure (2.39) : résultats de simulation des paramètres S avec maillage 20/50 cellules

Les résultats après simulation électromagnétique (Figure 2.40) ont été obtenus avec le substrat déjà étudié à la section 3-10 et dont les paramètres sont :

- **DUROID 5880** : $\epsilon_r = 2.2$, $h = 0.762$ mm, $t = 0.017$ mm



S(3,1) : (—) S(4,1) : (····) S(1,1) : (—) S(2,1) : (····)

Figure (2.40) : Paramètres S du coupleur réel après simulation électromagnétique

Les résultats montrent que le décalage en fréquence a été largement atténué lors de la simulation électromagnétique. Cela peut s'expliquer par le fait que cette simulation prend en compte les effets de couplage de champs qui sont très significatifs dans ce genre de structure et qui, heureusement, semblent influencer favorablement sur les performances réelles du

coupleur. La simulation électromagnétique reste en effet la simulation qui devrait prédire le plus fidèlement possible ce que serait la réponse expérimentale du coupleur : elle inclut tous les effets des champs électrique et magnétique dans la structure.

Néanmoins, les effets négatifs des discontinuités et des pertes dans les lignes sur les performances du coupleur restent importants (-3.90dB et -2.65dB au lieu du -3dB idéal), même si l'isolation (S_{21}) et le coefficient de réflexion en entrée (S_{11}) restent largement acceptables. Il faut cependant faire remarquer que ces valeurs simulées sont similaires à celles publiées dans des références internationales. La conception de notre coupleur peut donc être considérée comme concluante.

➤ Etape 5 : fabrication du coupleur réel optimisé

En fonction des disponibilités expérimentales, une cinquième étape consisterait à fabriquer puis mesurer le coupleur pour valider la simulation. Pour cela, nous avons voulu voir si d'autres substrats disponibles au laboratoire pouvaient être retenus comme le **DUROID 5880-a** qui diffère du substrat précédent de par l'épaisseur du conducteur et l'**alumine 98%** :

- **DUROID 5880-a** : $\epsilon_r = 2.2$, $h = 0.762$ mm, $t = 0.034$ mm.
- **Alumine 98%** : $\epsilon_r = 9.8$, $h = 0.5$ mm, $t = 0.002$ mm.

A priori, comme un coupleur en **DUROID** aurait des dimensions plus grandes (ϵ_r plus faible), on aurait dû opter pour l'**alumine 98%** qui donne des dimensions nettement plus faibles, c'est-à-dire des largeurs et longueurs respectives de

- $W_H = 0.67$ mm, $L_H = 1.97$ mm, $W_V = 0.34$ mm et $L_V = 2.71$ mm.

Néanmoins, comme les **DUROID** sont plus facilement usinables et plus résistants aux chocs, on a dû finalement opter pour ces derniers. En outre, comme les caractéristiques du **DUROID 5880-a** sont très proches de celles du **DUROID 5880** initialement utilisé et que les résultats déjà obtenus sont satisfaisants, on a préféré continuer avec le substrat initial. C'est donc le **DUROID 5880** qui a été retenu pour l'étape de fabrication.

Cependant, un problème surgit lorsque l'on passe à la fabrication : comment tester le coupleur une fois fabriqué ?

En effet, le circuit de la figure 2.38 présente des accès trop rapprochés pour pouvoir insérer des connecteurs à toutes les extrémités du coupleur (il n’y a pas suffisamment de place pour mettre deux connecteurs côte à côte pour faire les mesures). Il faut donc « redessiner » le coupleur en ajoutant des coudes 90° tournés vers l’extérieur. Delà, en partant du schéma de la figure 2.35 et en insérant les coudes sous forme de lignes planaires microruban, on obtient le schéma de la figure 2.41.

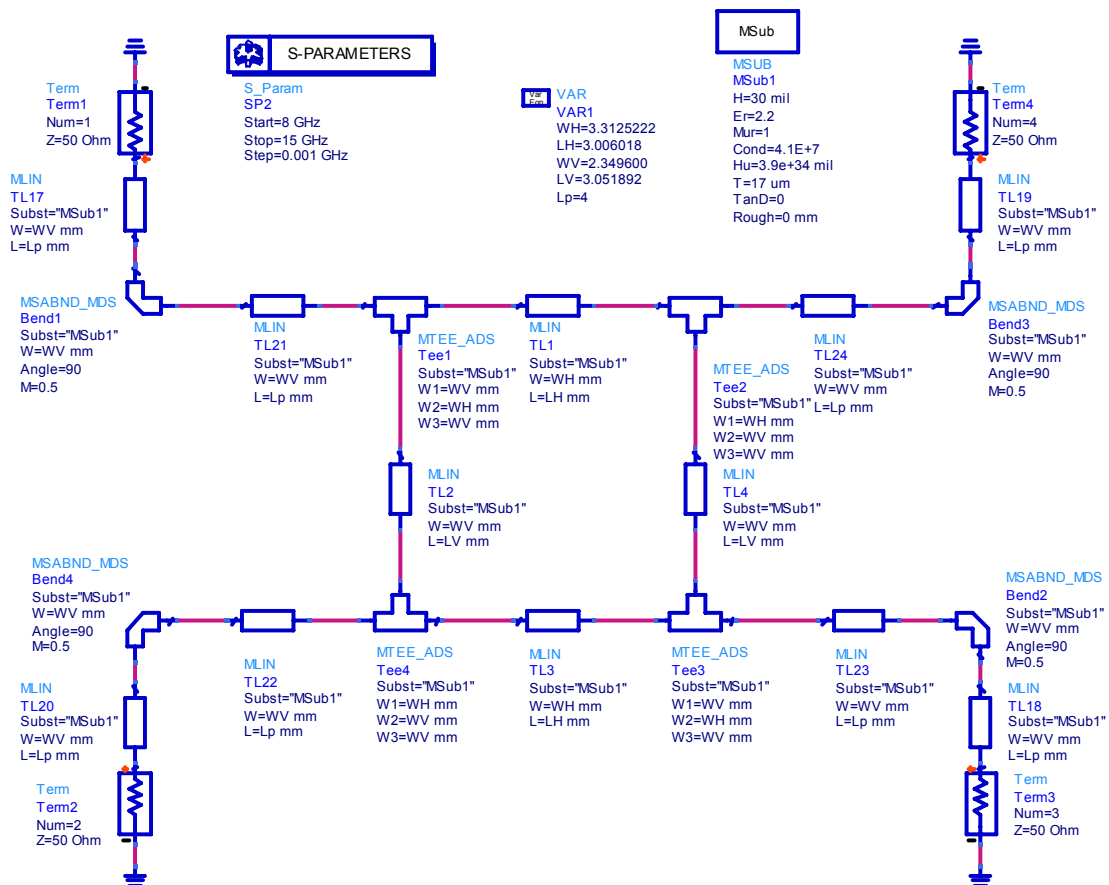


Figure (2.41) : Coupleur en échelle réel avec discontinuités et coudes 90°.

Les résultats de simulation sont ainsi présentés dans la figure 2.42. Ces courbes sont proches de celles de la simulation précédente (figure 2.36 correspondant au schéma de la figure 2.35), même si les effets des coudes se font sentir (moins bonnes performances du coupleur). Il reste maintenant à refaire la simulation électromagnétique pour s’assurer que tout est correct et surtout que le décalage en fréquence va de nouveau être corrigé. Le circuit correspondant en microruban est montré à la figure 2.43.

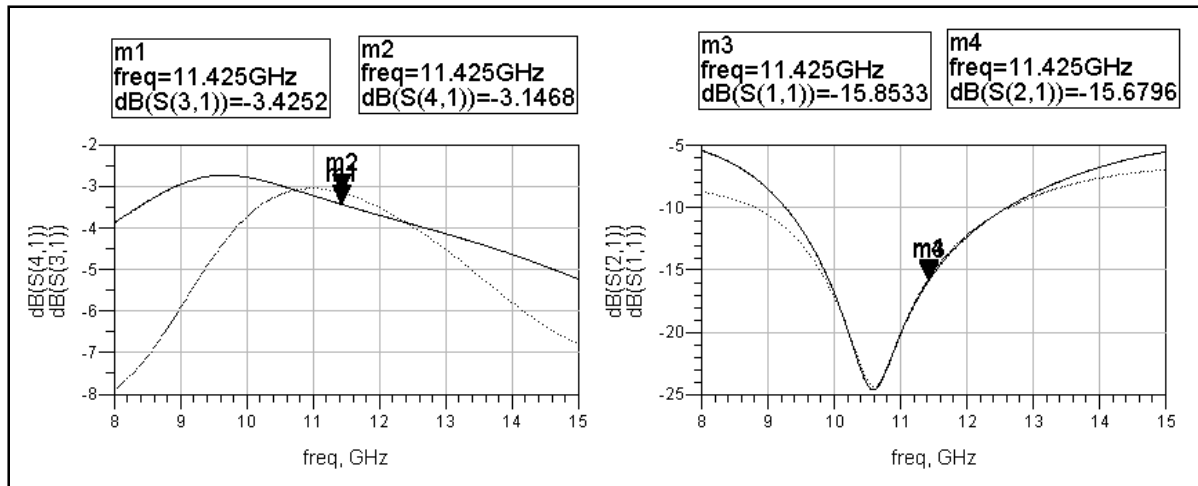


Figure (2.42) : Les résultats de simulation du coupleur en échelle avec le substrat DUROID 5880 et les coudes

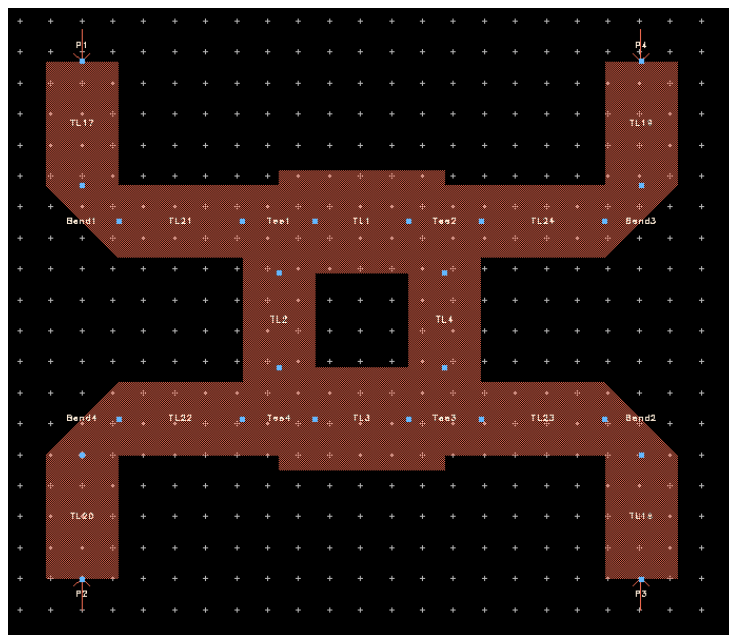
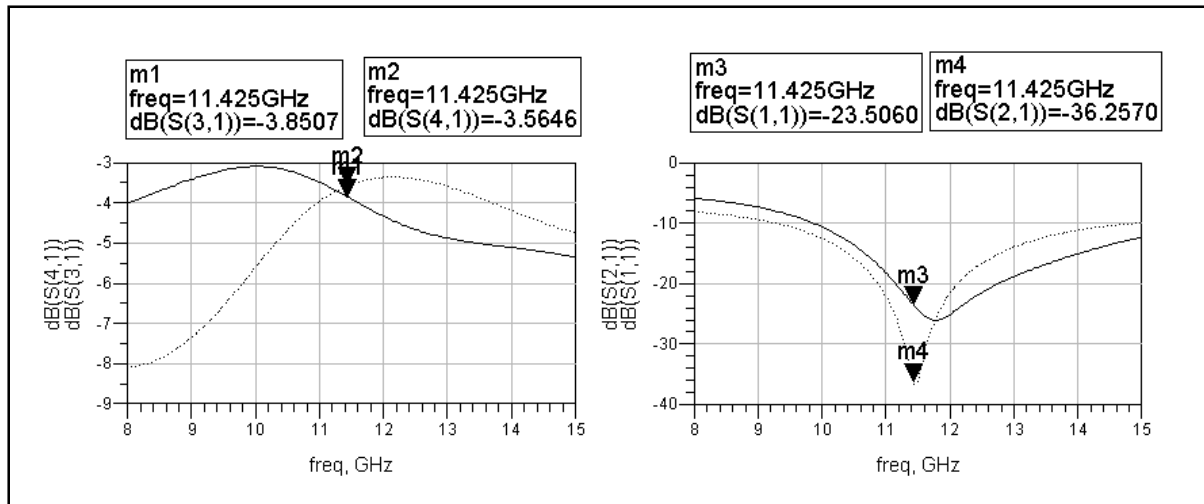


Figure (2.43) : Coupleur en échelle avec le substrat DUROID 5880 et les coudes

Les résultats de la simulation électromagnétique (Figure 2.44) montrent bien les mêmes tendances que pour le circuit de la figure 2.35 : il y a bien une amélioration dans le décalage en fréquence mais la présence des coudes dégrade quelque peu les performances du coupleur.



S(3,1) : (—) S(4,1) : (····)

S(1,1) : (—) S(2,1) : (····)

Figure (2.44) : Paramètres S du coupleur réel+coudes après simulation électromagnétique

➤ **Etape 6 : Optimisation du coupleur réel + coudes avant fabrication**

Les résultats obtenus en simulation électromagnétique pourraient paraître meilleurs comparés à ceux du coupleur sans les coudes :

- Figure 2.40 : Coupleur « réel sans coudes » (circuit de la Figure 2. 38) : différence entre la voie directe et la voie couplée de **1.25dB** avec des valeurs respectives de S_{31} et S_{41} de **-3.90dB** et **-2.65dB**
- Figure 2.44 : Coupleur « réel + coudes » (circuit de la Figure 2. 43) : différence entre la voie directe et la voie couplée de **0.28dB** avec des valeurs respectives de S_{31} et S_{41} de **-3.85dB** et **-3.57dB**

Néanmoins, cela est trompeur car la fonction primaire du coupleur est de balancer entre les deux voies par rapport au -3dB. Ainsi, la réponse en fréquence du « coupleur sans les coudes » est plus balancée que celle du « coupleur avec les coudes ». Il y a donc une seconde étape d'optimisation qui s'impose. Les dimensions optimales obtenues sont les suivantes :

- $W_V = 0.7777$ mm et $L_V = 4.2585$ mm pour les lignes d'impédance $Z_{0V} = 50\Omega$.
- $W_H = 1.4172$ mm et $L_H = 3.5809$ mm pour les lignes d'impédance $Z_{0H} = 35.35\Omega$.

Le circuit ainsi obtenu est montré à la figure 2.45. Ses résultats de simulation sont très encourageants, montrant une transmission très proche du -3dB (Figure 2.46). La simulation électromagnétique du circuit microruban équivalent (Figure 2.47) a permis de consolider ce fait en améliorant, même légèrement, la valeur des coefficients de transmission par rapport au -3dB de référence (Figure 2.48).

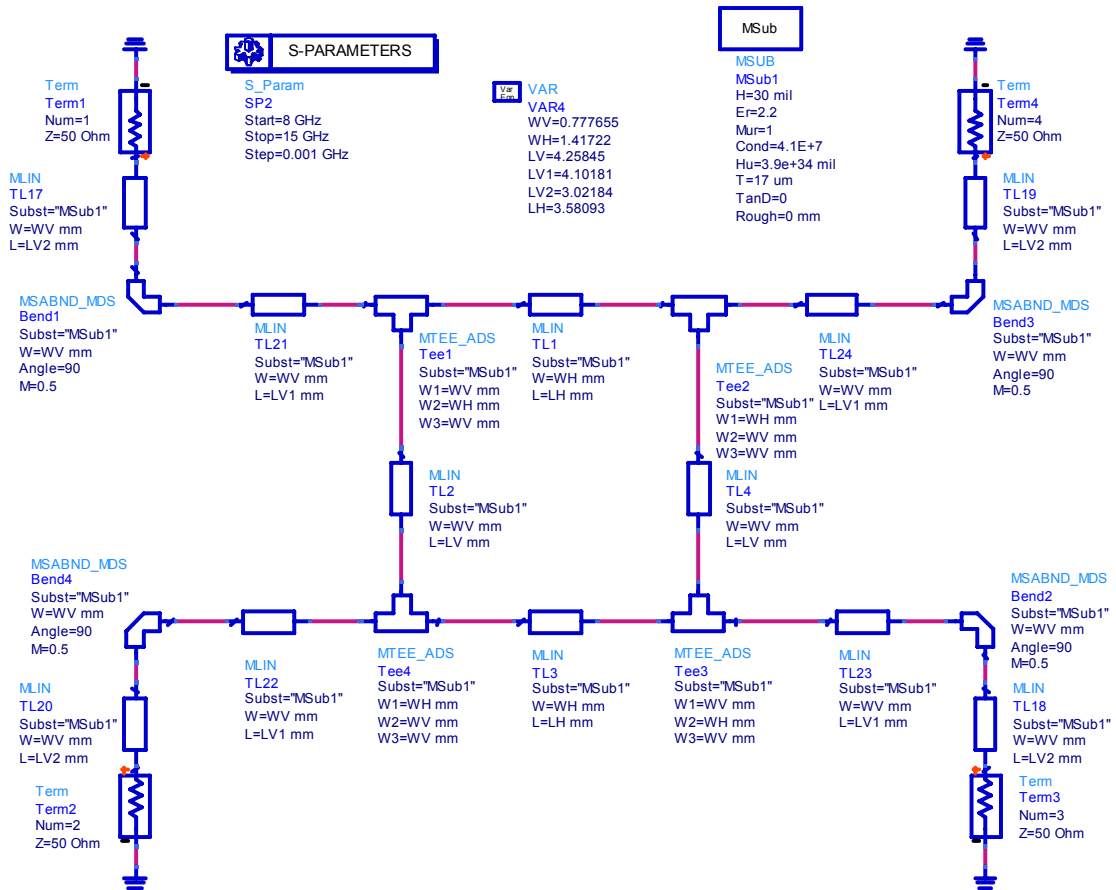
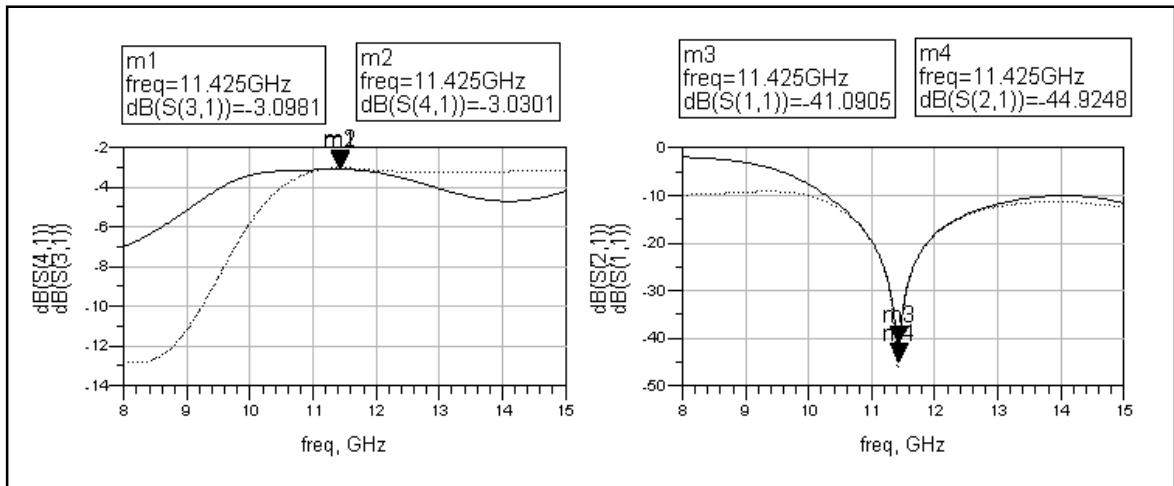


Figure (2.45) : Coupleur en échelle réel avec discontinuités et coudes 90°.



S(3,1) : (—) S(4,1) : (····) S(1,1) : (—) S(2,1) : (····)

Figure (2.46) : Les résultats de simulation du coupleur en échelle avec le substrat DUROID 5880 et les coudes

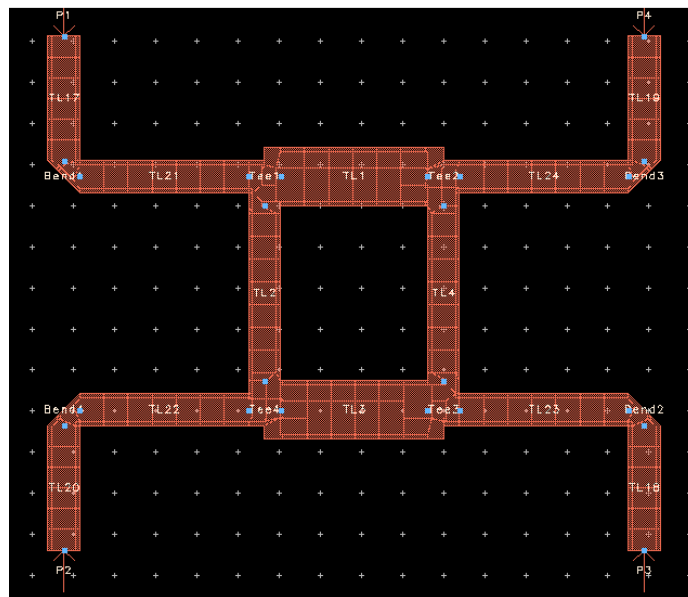
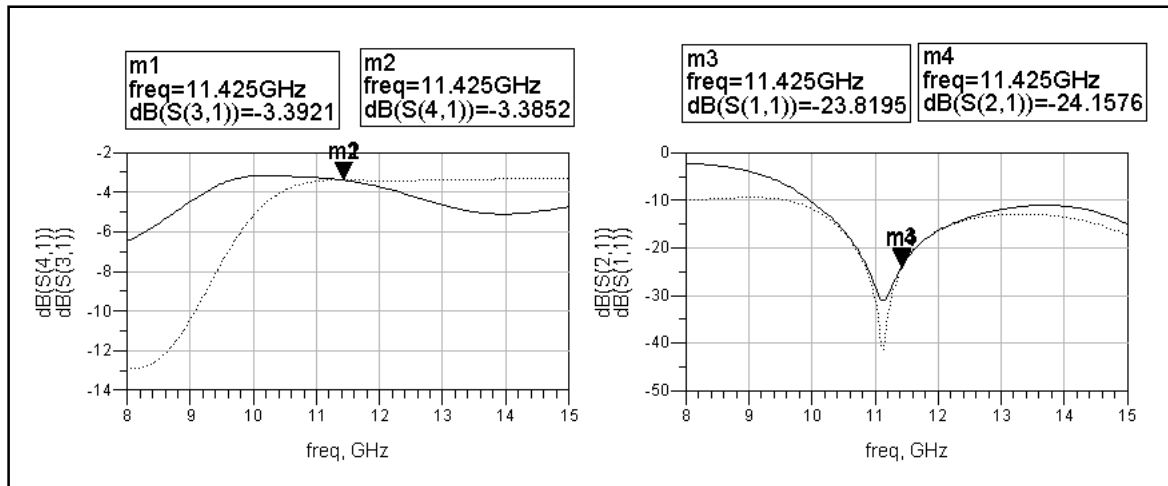


Figure (2.47) : Coupleur en échelle optimisé avec le substrat DUROID 5880 et les coudes



S(3,1) : (—) S(4,1) : (.....) S(1,1) : (—) S(2,1) : (.....)

Figure (2.48) : Paramètres S du coupleur réel+coudes optimisé après simulation électromagnétique

➤ **Etape 7 : Effet de l'épaisseur du substrat**

Avant de passer à l'étape de fabrication, nous avons voulu simuler le circuit avec le **DUROID 5880-a**. pour s'assurer que le résultat est bien similaire comme nous l'avons supposé. Le circuit est celui de la figure 2.49 et les résultats de simulation sont présentés à la figure 2.50. Comme prévu, ils sont très similaires. Il en est de même pour les simulations électromagnétiques (Figure 2.51). Il est donc inutile de changer de substrat.

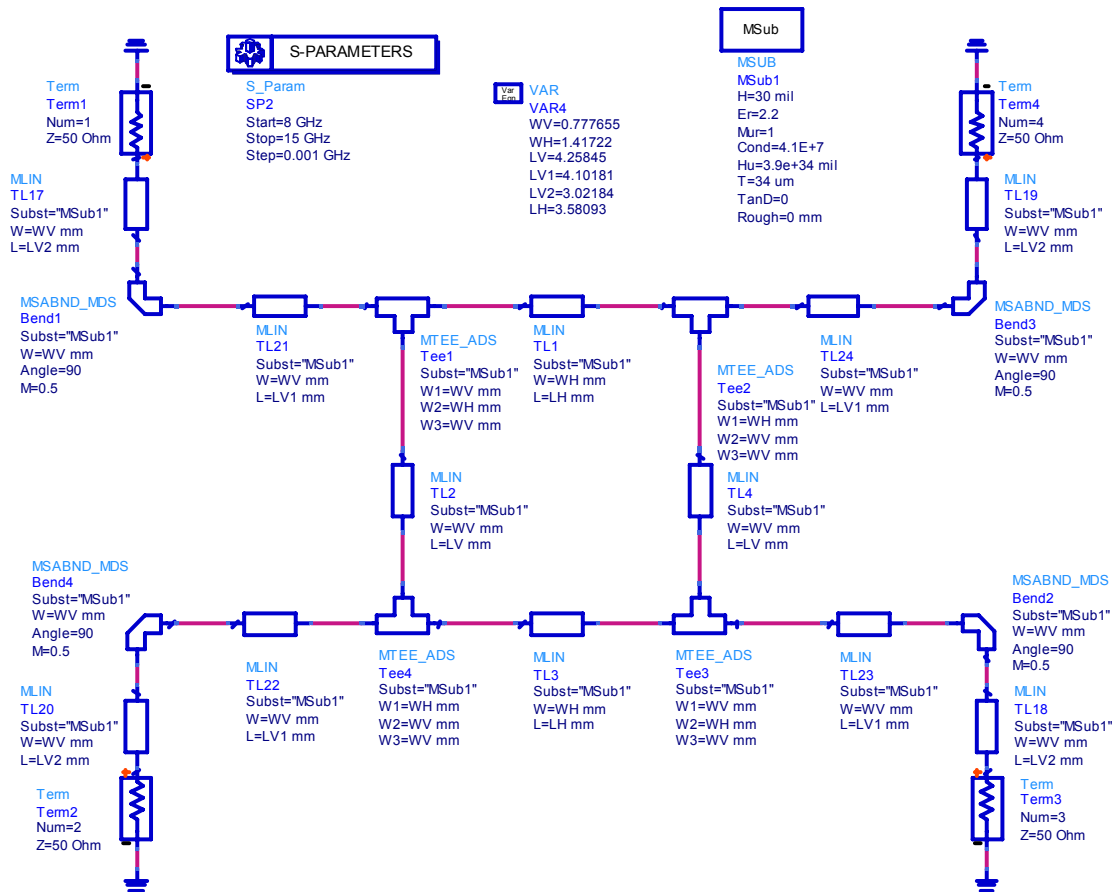
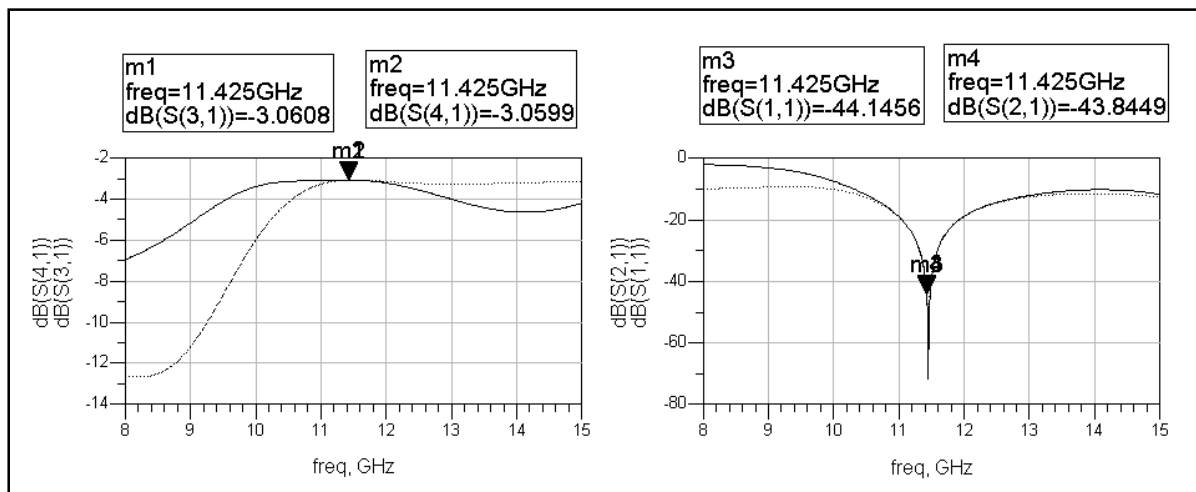


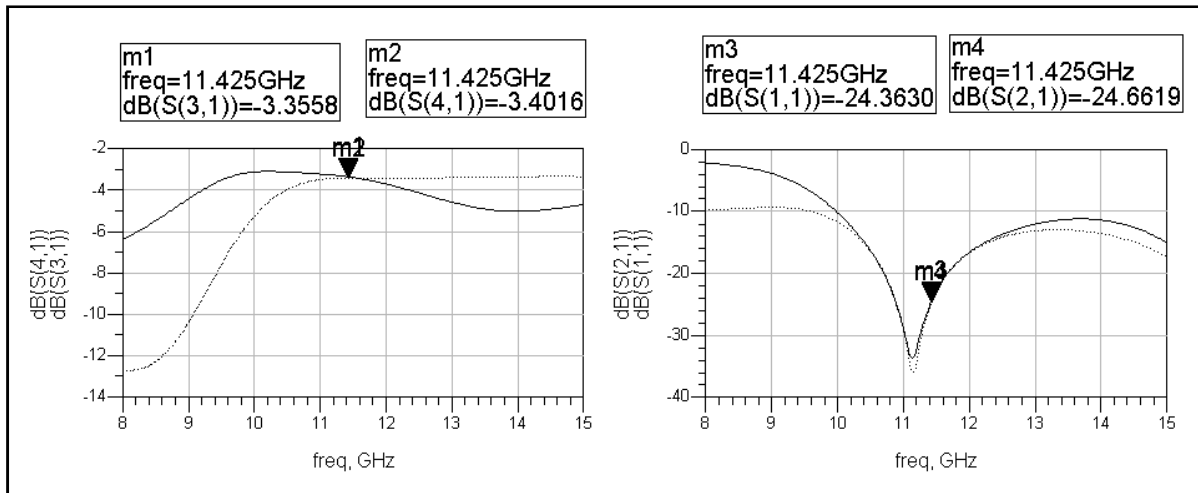
Figure (2.49) : Coupleur en échelle réel avec discontinuités et coudes utilisant le substrat DUROID 5880-a.



S(3,1) : (—) S(4,1) : (⋯)

S(1,1) : (—) S(2,1) : (⋯)

Figure (2.50) : Les résultats de simulation du coupleur en échelle avec le substrat DUROID 5880-a et les coudes



S(3,1) : (—) S(4,1) : (.....) S(1,1) : (—) S(2,1) : (.....)

Figure (2.51) : Paramètres S du coupleur réel+coudes après simulation électromagnétique utilisant le substrat DUROID 5880-a

➤ **Etape 8 : Fabrication et tests**

Le coupleur de la Figure 2.47 a été retenu. Après avoir généré un masque (Figure 2.52), le coupleur a été réalisé. Au vu des résultats expérimentaux, montrés à la figure 2.53, on peut dire (aux erreurs de mesures près) que les valeurs expérimentales ont confirmé les simulations, permettant ainsi de conclure favorablement en ce qui concerne la conception du coupleur.

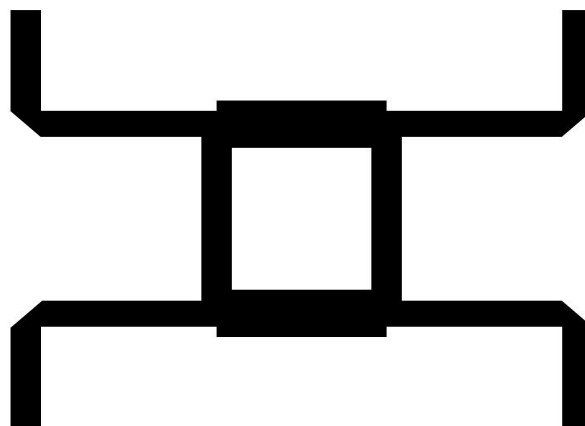


Figure (2.52) : Masque du coupleur

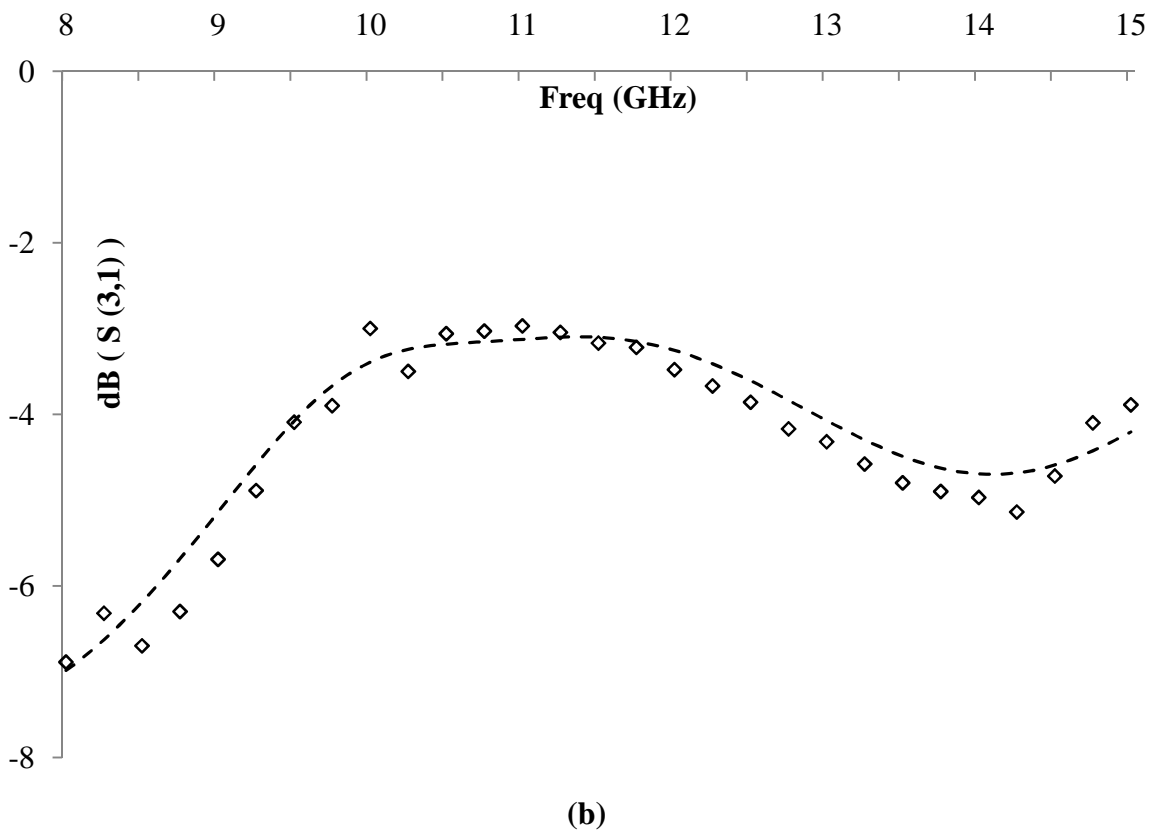
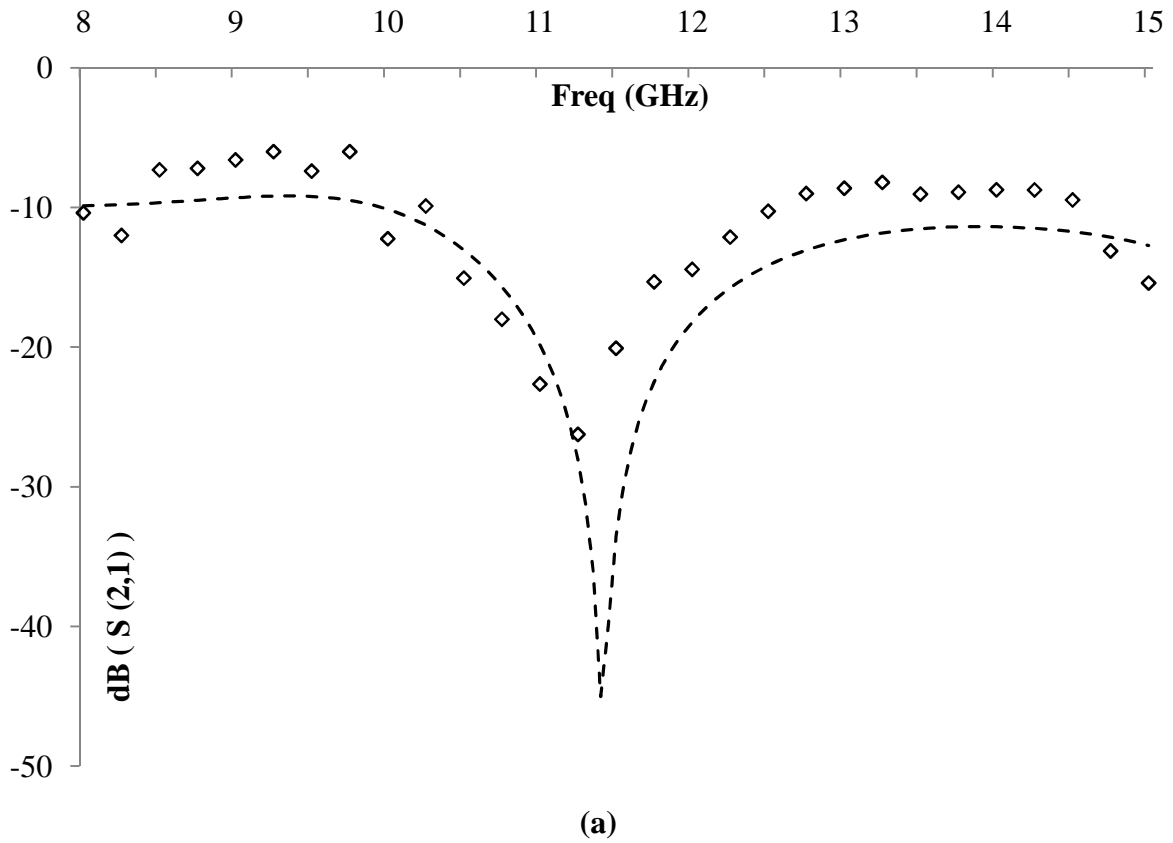


Figure (2.53) : Comparaison entre simulations (—) et mesures (o) du coupleur en échelle avec le substrat DUROID 5880 : (a) $S(2,1)$, (b) $S(3,1)$

2.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté brièvement la diode Schottky, les différents types des lignes de transmission et le substrat utilisé. Nous avons aussi présenté les différents types des coupleurs rencontrés dans la littérature et discuté de leurs avantages, de leurs inconvénients et des principales contraintes imposées à leur réalisation. Puis, ayant retenu le coupleur en échelles, nous avons simulé et optimisé ses performances tant du point de vue électrique qu'électromagnétique. La fabrication et le test du prototype final à base de lignes microruban sur substrat DUROID 5880 a permis de valider cette simulation. La prochaine étape sera d'intégrer le coupleur au mélangeur, puis de simuler le mélangeur ainsi formé.

Chapitre 3 :

Conception du mélangeur à une seule diode

3.1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons décrire la conception d'un mélangeur à une seule diode en bande X en utilisant le diviseur Wilkinson, dont nous avons défini les caractéristiques et donné les spécifications dans le chapitre précédent.

Nous présentons ainsi les divers blocs constituant le mélangeur pour aboutir au schéma électrique du circuit final.

Au cours de ce chapitre nous détaillerons la méthodologie que nous avons employée pour concevoir ce mélangeur à une fréquence RF de 11.9GHz et une fréquence OL de 10.75 GHz.

La technologie optée est la technologie hybride et le substrat utilisé est le **DUROID 5880**.

Le travail de conception consiste à déterminer les différents blocs entourant l'élément non linéaire: le Wilkinson et les circuits d'adaptation pour chaque port RF, OL et FI. Nous nous attacherons aussi à décrire la méthode de conception d'un mélangeur à une seule diode, de manière à ce qu'on puisse l'utiliser pour concevoir un mélangeur simple équilibré.

Nous avons adopté une méthode de conception reposant sur deux étapes :

- La première étape consiste à faire un design du Wilkinson pour l'entrée RF et OL ainsi que l'évaluation de leur performance.
- La deuxième étape consiste à la détermination des impédances de chaque port pour faire le design des circuits d'adaptation pour chaque port, ainsi que le design d'un résonateur LC centré à la fréquence FI de 1.15GHz.

Nous précéderons d'abord à la mesure de la caractéristique I-V des diodes, un soin particulier est apporté au choix des diodes selon les caractéristiques mentionnées dans les datasheets, pour faire un choix approprié à notre application.

3.2. Dispositif de mélange

Il est important de sélectionner l'élément non linéaire pour la conception du mélangeur.

Comme on a vu précédemment, la résistance série R_s et la capacité de jonction C_j ont un effet primordial sur les caractéristiques de mélangeur. Compte tenu de ces contraintes, nous avons étudié deux types de diodes qui sont disponibles sur le marché **HSMS 8101** et **MA4E2502M**. Ces diodes Schottky ont été sélectionnées à cause de ces caractéristiques, parmi lesquelles une capacité et une inductance parasite faibles [40].

Pour simuler les performances des diodes dans l'ADS on utilise les paramètres SPICE pour ces diodes Schottky. Les tableaux 3.1 et 3.2 montrent les paramètres SPICE implémentés dans le simulateur ADS pour le design du mélangeur. Lors de la spécification des caractéristiques de la diode, il est possible de spécifier des valeurs aux paramètres. Le tableau 3.3 dresse la liste des valeurs par défaut des paramètres les plus courants [41] [42] [43]:

Tableau (3.1): Paramètres Spice de la diode HSMS-8101

I_S (mA)	C_{j0} (pF)	B_V (V)	I_{BV} (mA)	N	R_s (Ω)	M	E_G (ev)	TT	F_c
4.6E-5	0.18	7.3	10E-2	1.09	6	0.5	0.69	0	0.5

Tableau (3.2): Paramètres Spice de la diode MA4E2502M

I_S (mA)	C_{j0} (pF)	B_V (V)	I_{BV} (mA)	N	R_s (Ω)	M	E_G (ev)	V_j (V)	F_c
5E-7	1E-02	5	1E-2	1.2	9.6	0.5	0.69	8E-2	0.5

Tableau (3.3): Liste des paramètres SPICE d'une diode.

Symbole	Paramètre	unité	Valeur par défaut
B_V	Tension de claquage inverse	(V)	∞
I_{BV}	Courant inverse à la tension de claquage	(A)	1E-3
N	Facteur d'idéalité	—	1
M	coefficient de gradation de la jonction	—	0.5
E_G	énergie d'activation	(ev)	0.69
TT	Temps de transit	(s)	0
F_c	Coefficient de capacité d'appauvrissement en polarisation directe	—	0.5
V_j	Tension de jonction (potentiel électrostatique)	(V)	1

N : Dépend en particulier de la sorte de silicium utilisé = pente de la courbe $\log I_D$ en fonction de V_D .

TT : C'est le temps moyen de recombinaison des porteurs minoritaires en excès.

Le courant inverse I_R est donné par :

$$I_R = I_{BV} e^{-\left(\frac{V_D + B_V}{V_T}\right)} \quad (3.1)$$

$$V_T = \frac{KT}{q} \quad (3.2)$$

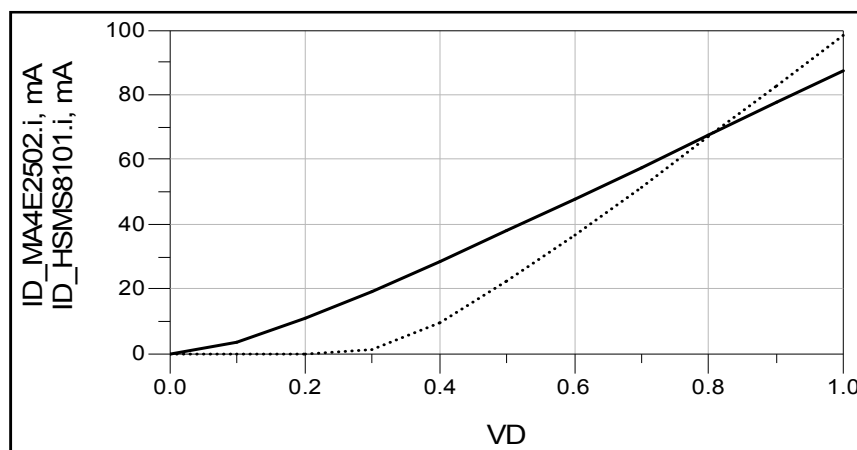
K: Constante de Boltzmann = $1.38 \cdot 10^{-23}$ (J/K)

T : Température (Kelvins)

q : Charge d'un électron = $1.6 \cdot 10^{-19}$ (C)

Les équations qui relient ces paramètres entre eux sont (2.1), (2.2), (2.3), (2.4), (2.5), (2.6).

La simulation de la caractéristique I-V pour les deux diodes basée sur le modèle de SPICE est montrée dans la figure 3.1.



La diode MA4E2502M : (-) La diode HSMS-8101 (····)

Figure (3.1) : Les caractéristiques I-V des deux diodes

Comme on peut le constater, la tension de seuil V_S pour la diode MA4E2502M est très faible par rapport à celle de la diode HSMS-8101; ce qui est avantageux car un mélangeur à base de la première diode nécessitera une puissance de l'oscillateur local plus faible que le mélangeur à base de la diode HSMS-8101.

Pour s'en assurer et dans le but de choisir la diode la plus appropriée à notre mélangeur équilibré, une étude comparative a été faite basée sur la simulation des performances d'un mélangeur à une seule diode avec et sans adaptation, en utilisant les deux diodes précédentes.

Ce mélangeur est constitué d'un :

- Wilkinson : C'est un combineur. Son rôle est d'injecter les deux signaux OL et RF à la diode du mélangeur.
- Ligne $\lambda/4$ en circuit ouvert : son rôle est de court-circuiter la fréquence OL à l'accès FI et d'augmenter l'isolation (OL/FI).
- Le résonateur LC parallèle : C'est un filtre FI pour court-circuiter les harmoniques et les produits d'intermodulation et laisser passer la fréquence FI.
- La ligne court-circuit inférieure à $\lambda/4$ pour court-circuiter la composante DC. Elle est équivalente à une self.

3.3. Approche de conception du Wilkinson

Avant de simuler le mélangeur à une seule diode, une simulation et une optimisation de combineur Wilkinson ont été faites ; pour cette simulation nous avons utilisé le logiciel cité précédemment.

La figure (3.2) présente le combineur Wilkinson avec les éléments répartis. Ses dimensions calculées (annexe B) sont $L=2.08788\text{mm}$ et $r=0.87461\text{mm}$.

Les largeurs des lignes d'impédances 50Ω et 70.71Ω sont respectivement de 2.35mm et de 1.32mm . Un ajustement a été apporté sur la valeur du rayon de demi-cercle (r), elle devient égale à 0.51mm . La résistance de 100Ω de référence RES-KOA-1206-001 est représentée à la figure 3.3.

La figure (3.4) donne l'évolution des coefficients de réflexion en entrée (S_{33} et S_{22}), en sortie (S_{11}), l'isolation entre le port 2 et port 3 (S_{32}) ainsi que les pertes d'insertion (S_{21} et S_{31}) en fonction de la fréquence.

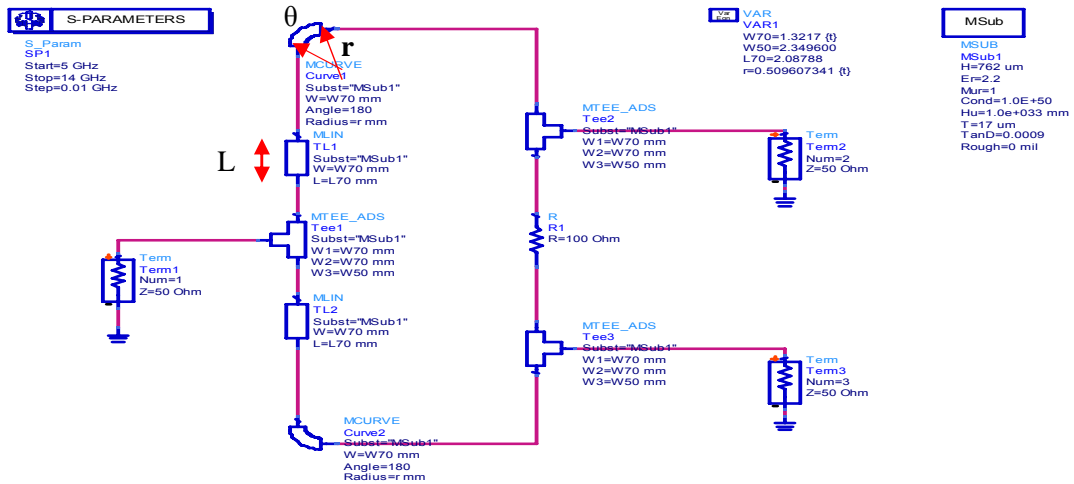


Figure (3.2) : Schéma du combineur Wilkinson

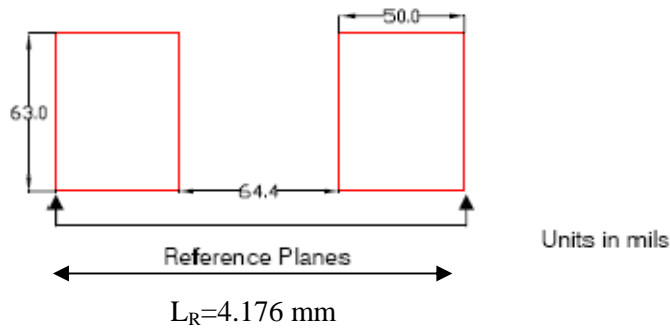


Figure (3.3) : les dimensions de la résistance RES-KOA-1206-001

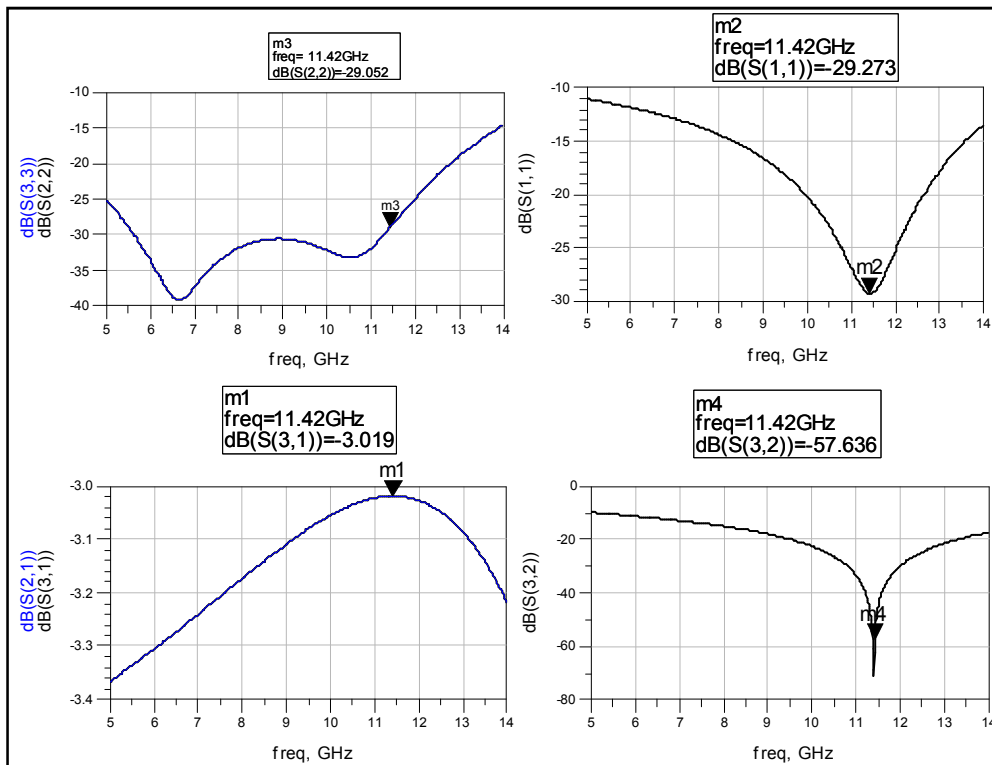


Figure (3.4) : L'isolation entre les ports et les paramètres S du Wilkinson

Le S_{11} est égal à -29.27 et les S_{33} et S_{22} sont égaux à -29.05 dB ; il y a donc une bonne adaptation tandis que le S_{32} entre les ports d'entrée du Wilkinson (port 2 et port 3), qui représente l'isolation, est de -57.63 dB. Il y a donc une très bonne isolation entre le signal RF et le signal OL.

Les coefficients de transmission S_{31} et S_{21} qui désignent les pertes d'insertion sont identiques et égaux à -3 dB à la fréquence 11.42 GHz (conforme à la théorie).

3.4. Le résonateur LC parallèle et les lignes quart d'onde

Le résonateur LC parallèle est un filtre FI. Son rôle est l'élimination de la composante DC, le filtrage des fréquences indésirables (harmoniques et produit d'intermodulation) et l'isolation de l'accès FI des signaux RF et OL.

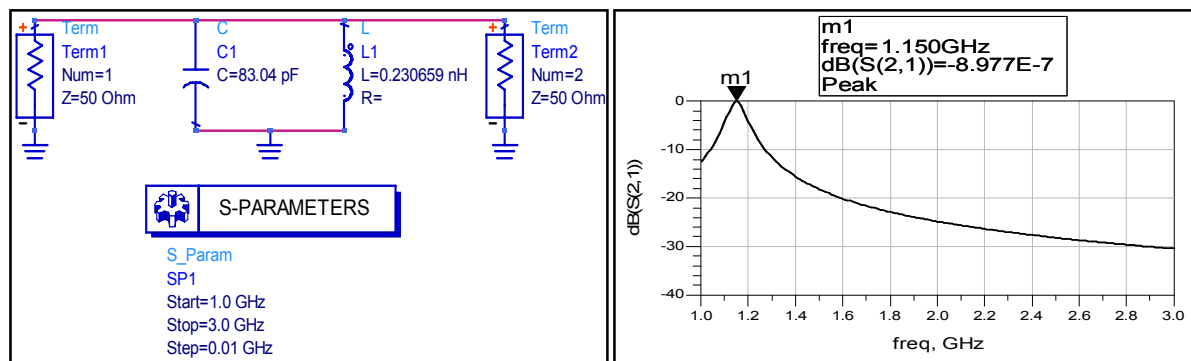


Figure (3.5) : Résonateur LC parallèle

La fréquence de résonance de ce filtre est de 1.15 GHz (Figure 3.5). Il possède un facteur de qualité de 30 pour être suffisamment sélectif et donc capable de ne laisser passer que la fréquence FI. Les paramètres de ce filtre ont été calculés en se basant sur les équations du facteur de qualité et de la fréquence de résonance

$$Q = \frac{R}{L\omega} \quad (3.3)$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.4)$$

R étant la résistance de la charge. Les valeurs de self et de capacité trouvées sont respectivement de 0.230659 nH et de 83.037 pF.

3.5. Conception du mélangeur à une seule diode à base de HSMS8101

3.5.1. Mélangeur à une seule diode HSMS-8101 sans adaptation

Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats de simulation de notre mélangeur à une diode (Figure 3.6).

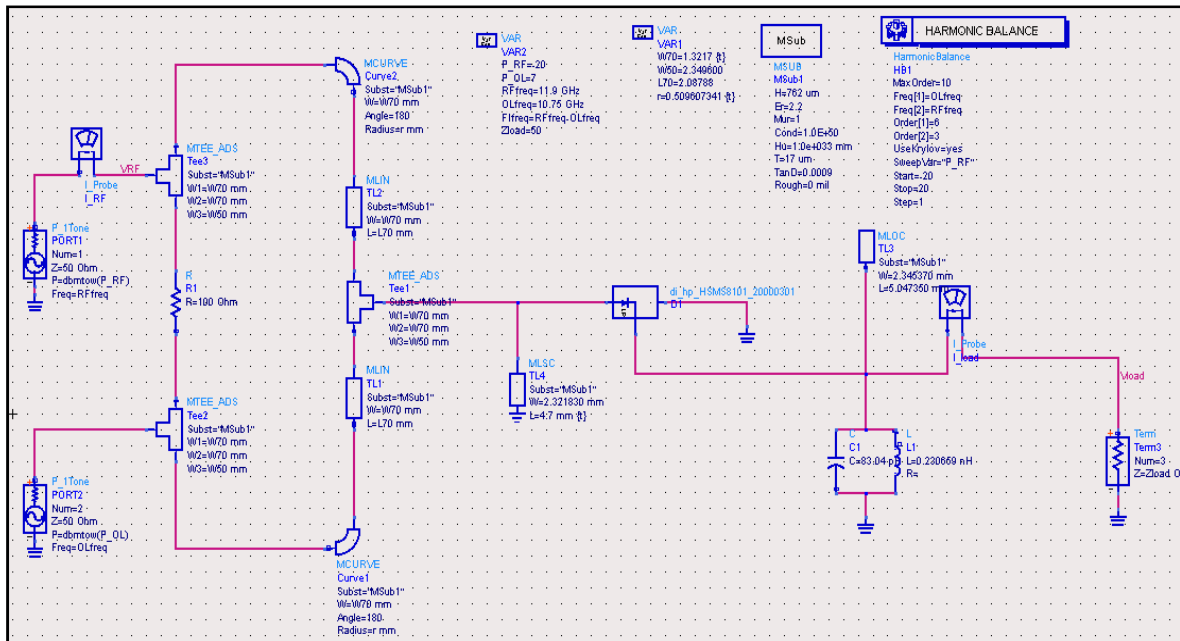


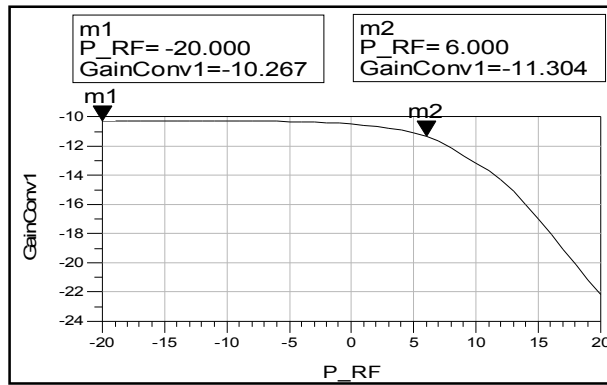
Figure (3.6) : Mélangeur à une seule diode à base de HSMS8101

Les courbes représentées sur la figure 3.7 reflètent les performances RF simulées du circuit tel que les pertes de conversion, l'isolation OL/RF, OL/FI, RF/FI, le point de compression à 1dB et la variation de la puissance FI en fonction de la puissance RF.

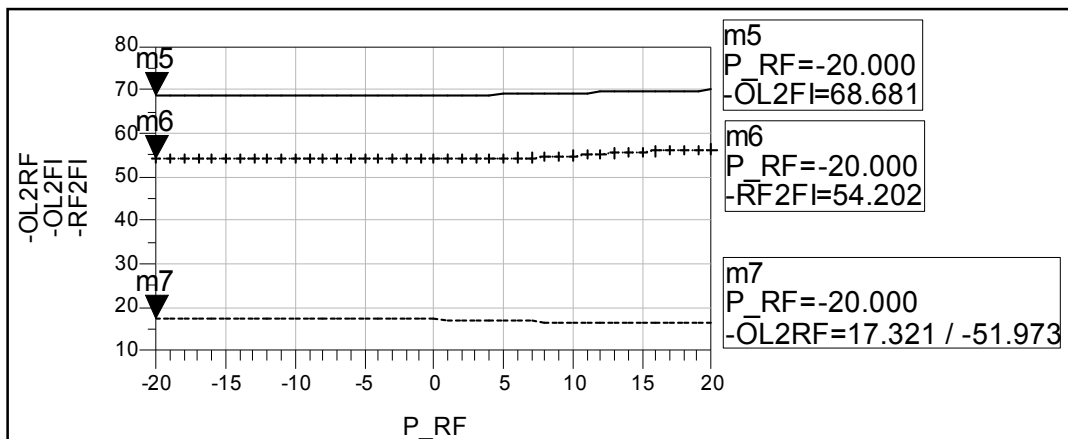
La figure (3.7-a) montre que les pertes de conversion sont constantes vis-à-vis de la puissance RF jusqu'à la valeur du point de compression à 1dB.

Ce mélangeur possède des pertes de conversion de **-10.267dB** lorsque la puissance RF d'entrée est de **-20dBm**. Le point de compression à 1dB ramené en entrée est de **6dBm** donc le circuit peut amplement recevoir la puissance RF sans trop de distorsion.

De même, les isolations OL/FI et RF/FI, qui sont respectivement de **-68.681dB** et de **-54.202dB**, sont largement acceptables.

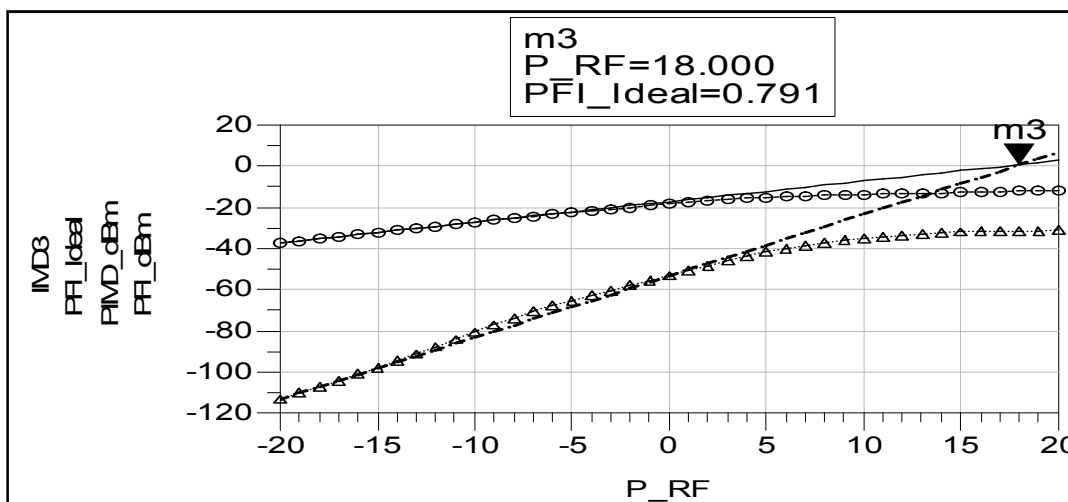


(a)-Pertes de conversion



Isolation OL/RF: (---) Isolation RF/FI: (+.+.+) Isolation OL/FI: (—)

(b)-L'isolation entre les ports



IMD3: (---) PFI Idéal: (—) PIMD: ($\Delta\Delta\Delta$) PFI (dBm): ($\circ\circ\circ$).

(c)-Le point d'interception d'ordre trois

Figure (3.7) : Les performances du mélangeur à une seule diode sans adaptation à base de HSMS8101

Nous avons également effectué une simulation à deux tones où le signal d'entrée contient deux fréquences f_{RF1} et f_{RF2} avec un écart $f_{spacing} = 100\text{MHz}$. La courbe (c) représente le point d'interception d'ordre trois en entrée (IIP3) et en sortie (OIP3) et montre une bonne valeur optimale à **IIP3= P-RF= 18 dBm** et **OIP3= 0.791dBm**. Le facteur de bruit, simulé à la fréquence $f_{FI}=1.150\text{GHz}$ à la bande latérale unique (BLU) du mélangeur, est de **8.190dB**.

3.5.2. Mélangeur à une seule diode HSMS-8101 avec adaptation

Une simulation à base de la méthode d'Equilibrage harmonique a été faite pour déterminer les impédances d'entrée pour chaque port du mélangeur (Figure 3.8). Les résultats de simulation sont représentés dans la figure 3.9.

Après la détermination des impédances des ports, nous avons conçu les circuits d'adaptation (Figure 3.10) en utilisant les formules de l'annexe D [30]. Les valeurs obtenues sont :

- Pour le port RF : $C = 0.232\text{pF}$, $L = 0.30628\text{nH}$,
- Pour le port OL : $C = 0.2141\text{pF}$, $L = 0.58883\text{nH}$
- Pour le port FI : $C = 2.1596\text{pF}$, $L = 9.9555\text{nH}$.

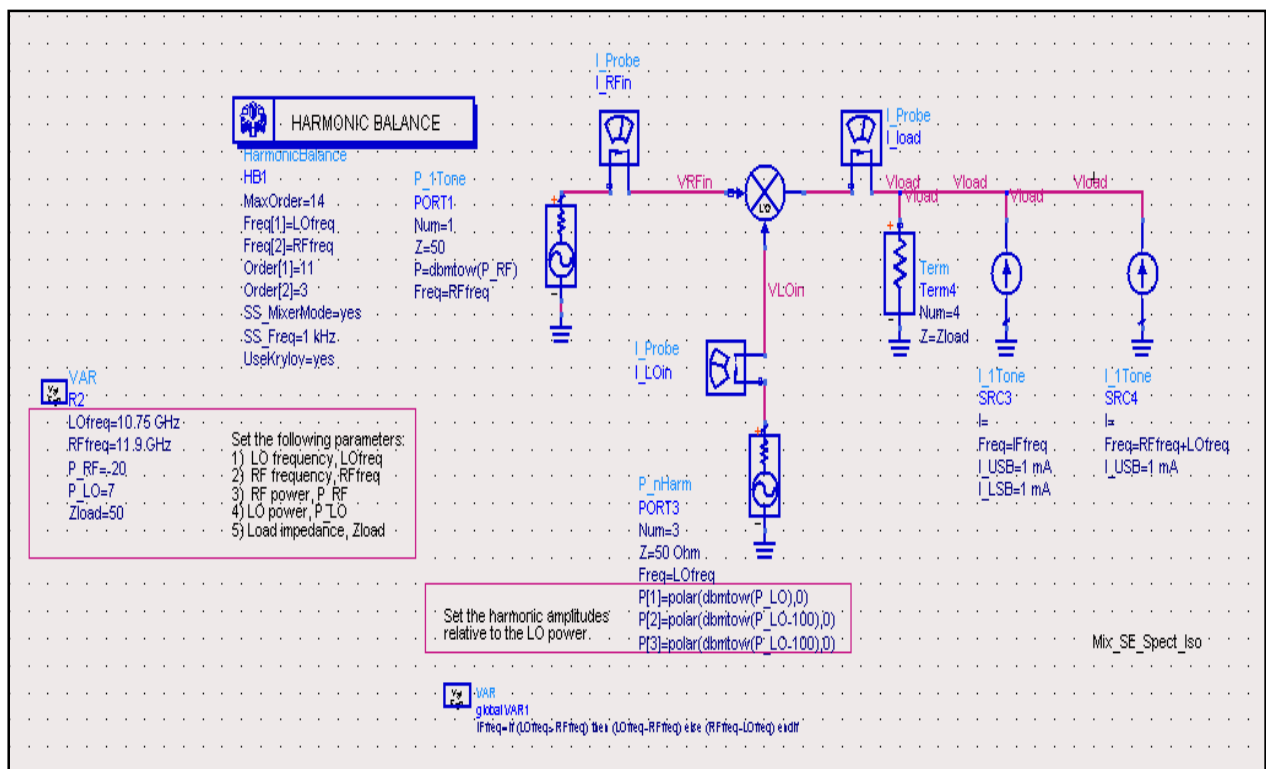


Figure (3.8) : Circuit pour la détermination des impédances

Frequency	Impedance		VSWR
11.9 GHz	28.52 + j1.85	0.27 / 1.74E2	1.76

Looking into the LO Port:

Frequency	Impedance	Reflection Coefficient	VSWR
10.8 GHz	32.83 - j16.03	0.28 / -1.26E2	1.77

Looking into the IF (Output) Port at the downconversion frequency:

Frequency	Impedance	Reflection Coefficient	VSWR
1.15 GHz	1.01E2 - j56.07	0.47 / -27.50	2.77

Figure (3.9) : Les résultats des impédances des ports, le coefficient de réflexion et le TOS (VSWR) dans chaque port.

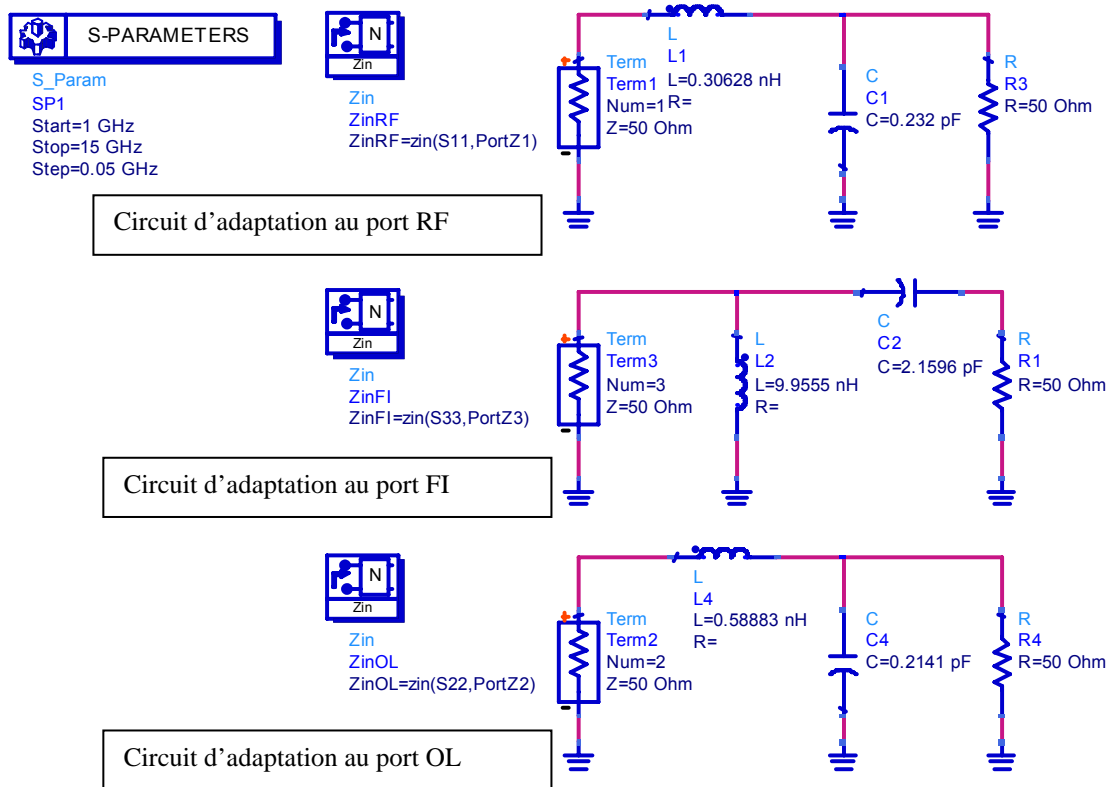


Figure (3.10) : Schéma représentatif des circuits d'adaptation

La figure 3.11 montre le circuit global du mélangeur à une seule diode avec les circuits d'adaptation. Le niveau nominal de l'oscillateur local est de 7dBm (5mW).

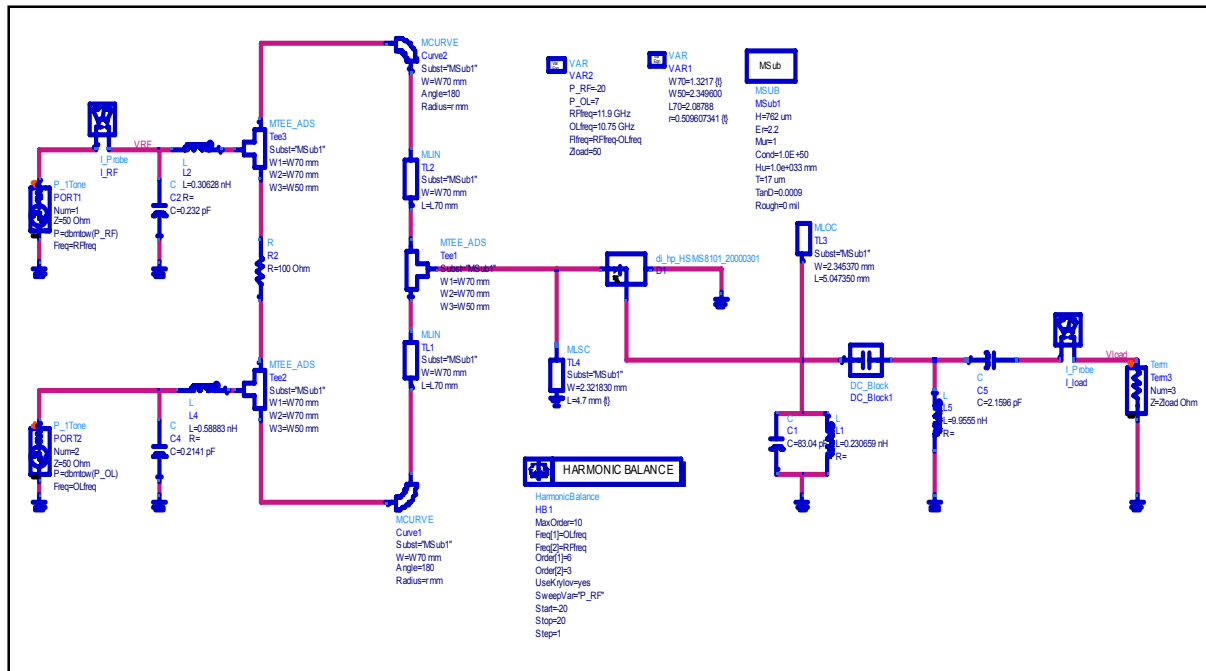
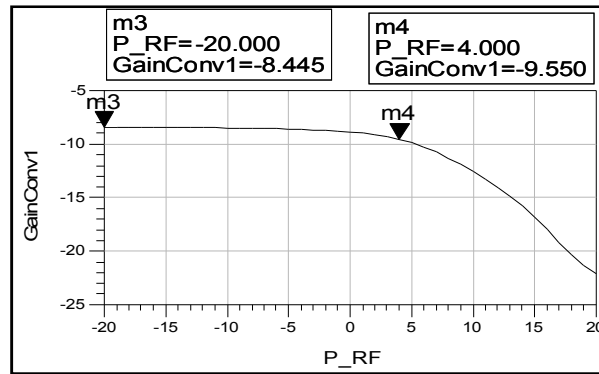


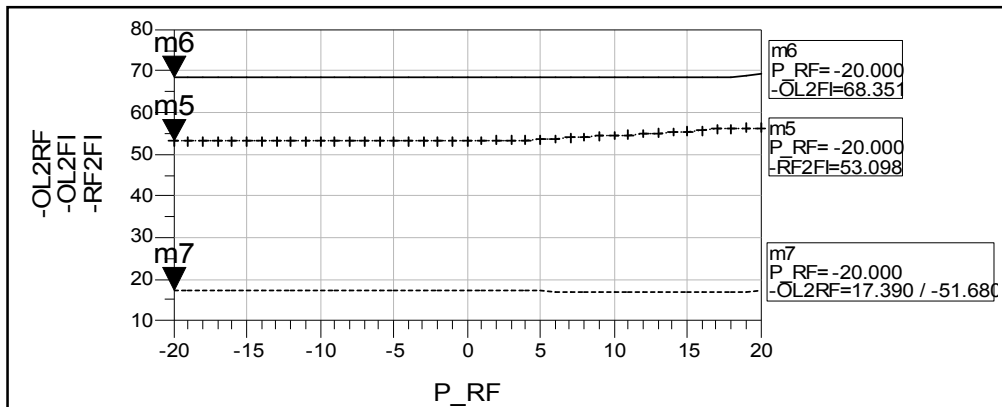
Figure (3.11) : Schéma global du mélangeur à une diode HSMS8101 avec les circuits d'adaptation.

Les performances du mélangeur sont résumées à la Figure 3.12 pour une puissance RF=-20dBm. Ainsi,

- Les pertes de conversion sont de **-8.445dB** avec un point de compression à 1dB de **4dBm** (Figure 3.12-a).
- Les isolations OL/FI et RF/FI sont respectivement de **-68.351dB** et de **-53.098dB** ((Figure 3.12-b).
- Les points d'interception d'ordre trois en entrée et en sortie sont respectivement IIP3= P_RF= **15 dBm** et OIP3= **-3.490dBm** (Figure 3.12-c).
- Le facteur de bruit à une seule bande latérale à la fréquence **1.15GHz** est égal à **7.680dB**.

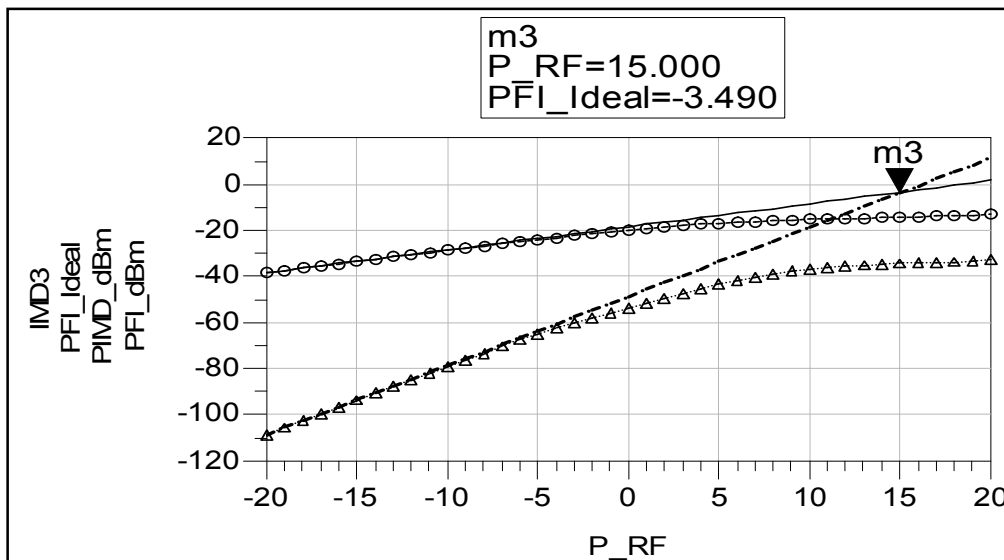


(a)- Pertes de conversion



Isolation OL/RF: (...) Isolation RF/FI: (+.+.+) Isolation OL/FI: (—)

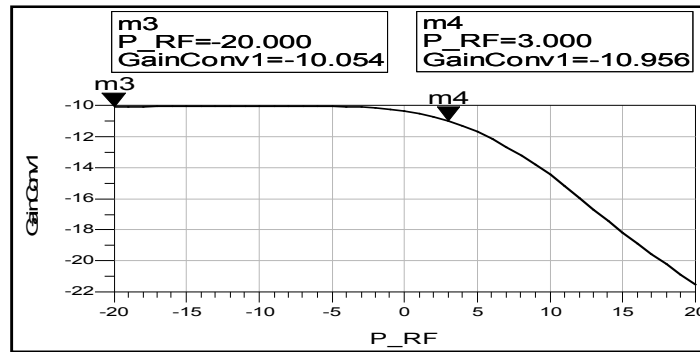
(b)- L'isolation entre les ports



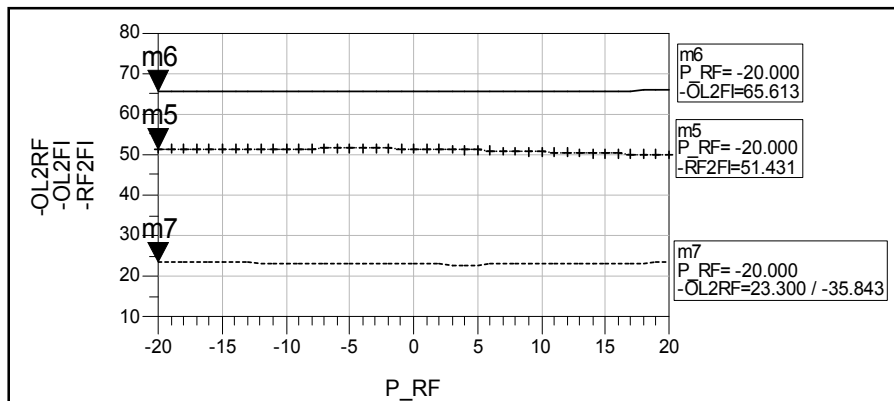
IMD3: (---) PFI idéal: (—) P IMD: (ΔΔΔ) P FI (dBm): (○○○).

(c)- Le point d'interception d'ordre trois

Figure (3.12): Les performances du mélangeur à une seule diode avec adaptation à base de HSMS8101

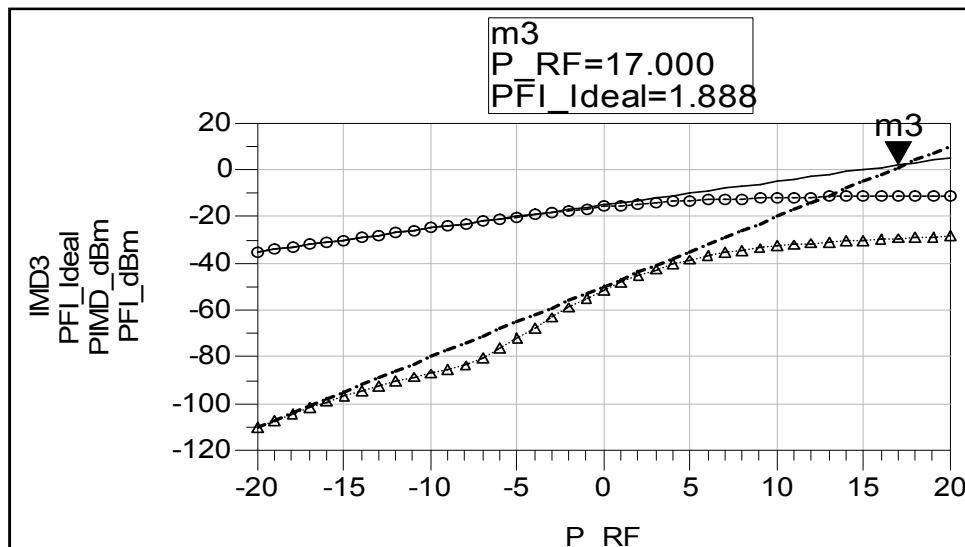


(a)- Perte de conversion



Isolation OL/RF: (---) Isolation RF/FI: (.....) Isolation OL/FI: (___)

(b)- L'isolation entre les ports



IMD3: (---) PFI Idéal: (___) P IMD: ($\Delta\Delta\Delta$) P FI (dBm): (ooo).

(c)- Le point d'interception d'ordre trois

Figure (3.14): Les performances du mélangeur à une seule diode sans adaptation à base de la diode MA4E2502

3.6.2. Mélangeur à une seule diode MA4E2502M avec adaptation

Comme précédemment on utilise la simulation harmonique balance pour déterminer les impédances dans chaque port. Les résultats de simulation sont consignés dans la figure 3.15.

Frequency	Impedance	Reflection Coefficient	VSWR
11.9 GHz	62.22 - j8.27	0.13 / -29.88	1.30
Looking into the LO Port:			
Frequency	Impedance	Reflection Coefficient	VSWR
10.8 GHz	61.94 - j5.29	0.12 / -21.18	1.26
Looking into the IF (Output) Port at the downconversion frequency:			
Frequency	Impedance	Reflection Coefficient	VSWR
1.15 GHz	57.33 - j12.96	0.14 / -53.61	1.32

Figure (3.15): Les résultats des impédances des ports et le coefficient de réflexion et VSWR dans chaque port.

Après la détermination des impédances des ports, nous avons conçu les circuits d'adaptation en utilisant les même formules de l'annexe D. Ces circuits (Figure 3.16) ont des composants dont la valeur est :

- Pour le port RF : $C=0.51826$ pF, $L=1.30478$ nH,
- Pour le port OL : $C=0.59478$ pF, $L=1.583779$ nH
- Pour le port FI: $C=6.11039$ pF, $L=12.28151$ nH.

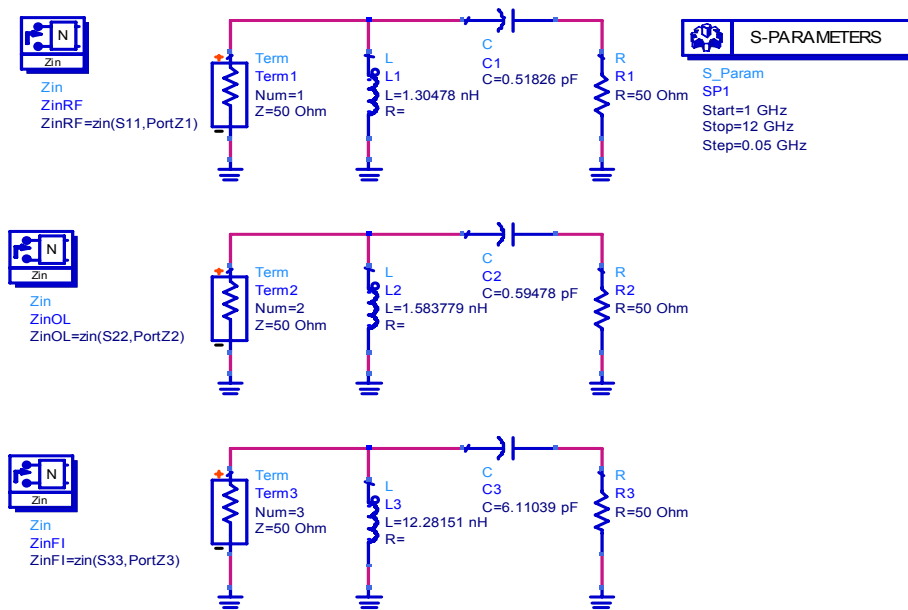
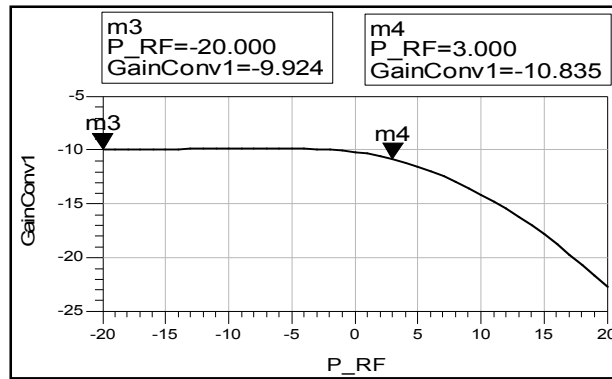


Figure (3.16) : Schéma représentatif des circuits d'adaptation

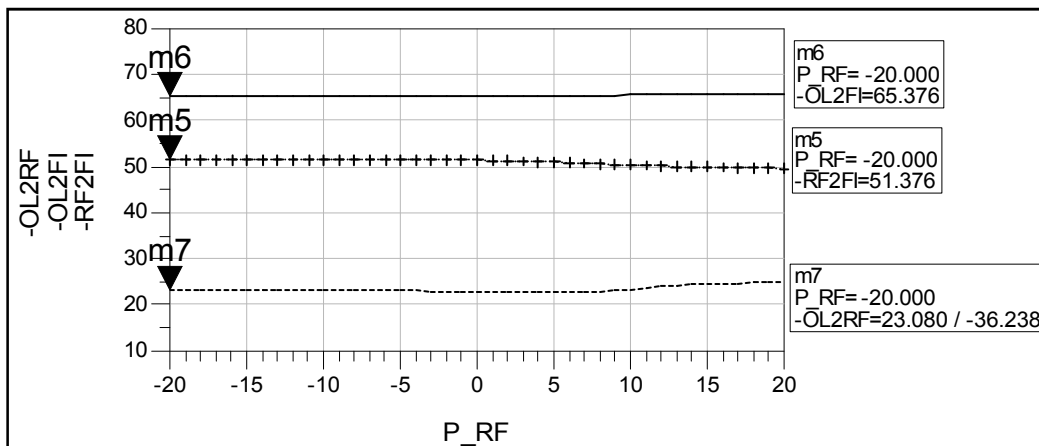
De même que précédemment nous avons simulé les paramètres de mélangeur à une seule diode avec adaptation à base de la diode MA4E2502M les conclusions des performances RF de ce circuit sont résumées à la Figure 3.17.

Ainsi,

- Les pertes de conversion (Figure 3.17-a) sont de **-9.924dB** avec un point de compression à 1dB ramené en entrée de **3dBm**
- Les isolations OL/FI et RF/FI sont respectivement de **-65.376dB** et de **-51.376dB** (Figure 3.17-b)
- Les points d'interception d'ordre trois en entrée et en sortie sont **IIP3= P_RF= 20dBm** et **OIP3= 5.361dBm** (Figure 3.17-c).
- Le facteur de bruit du mélangeur à la fréquence $f_{FI}=1.150\text{GHz}$ en bande latérale unique (BLU) est de **9.256 dB**.

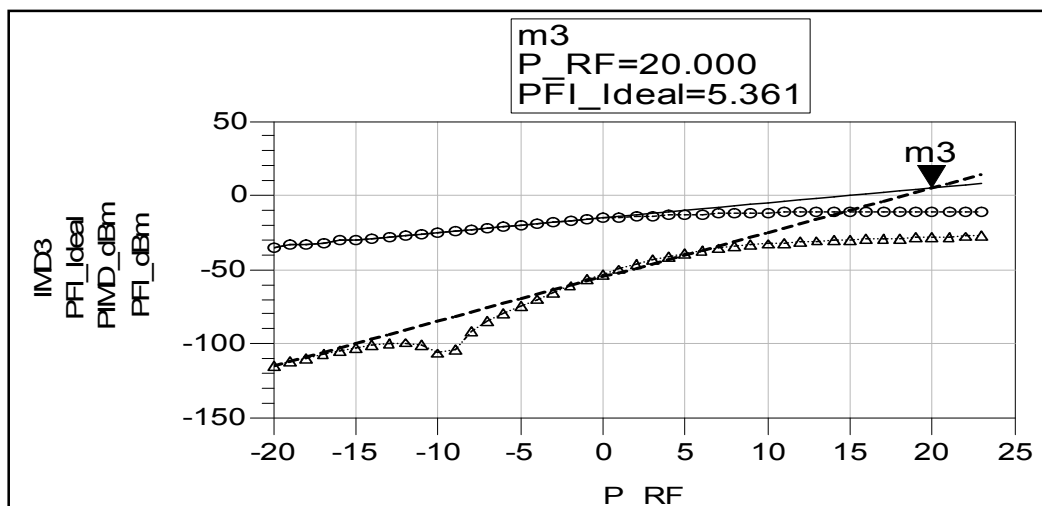


(a)- Perte de conversion



Isolation OL/RF: (...) Isolation RF/FI: (+.+.+) Isolation OL/FI: (—)

(b)- L'isolation entre les ports



IMD3: (---) PFI Idéal: (—) P IM3: ($\Delta\Delta\Delta$) P FI (dBm): ($\circ\circ\circ$).

(c)- Le point d'interception d'ordre trois

Figure (3.17): Les performances du mélangeur à une seule diode avec adaptation à base de la diode MA4E2502

III.7. Comparaison entre les deux mélangeurs à diodes

Le tableau ci-dessous récapitule tous les paramètres des deux mélangeurs à base des diodes HSMS 8101 et MA4E2502 ce qui permet de montrer les points faibles et les points forts, permettant ainsi de faire une étude comparative entre les deux mélangeurs afin de choisir la diode appropriée au mélangeur équilibré (Tableau 3.4). D'après ce tableau on remarque que les performances du mélangeur à base de la diode HSMS 8101 sont bien meilleures que celles du mélangeur à base de MA4E2502M. Ceci peut s'expliquer entre autres à cause de la résistance série R_s de la diode HSMS 8101, de son facteur d'idéalité et de sa capacité de jonction qui sont inférieures à celles de la diode MA4E2502M.

Tableau (3.4) : les performances des deux mélangeurs avec adaptation

Les caractéristiques	Mélangeur à base de HSMS-8101	Mélangeur à base de MA4E2502M
Pertes de conversion	-8.445dB	-9.924dB
Le point de compression à 1 dB	P_RF= 4dBm	P_RF= 3dBm
Isolation OL2FI	-68.351dB	-65.376dB
Isolation RF2FI	-53.098dB	-51.376dB
Isolation OL2RF	-17.39dB	-23.080dB
IIP3 /OIP3	15dBm/-3.490dBm	20dBm/5.361dBm
Facteur de bruit à $f_{FI}=1.15\text{GHz}$	7.680dB	9.256dB

3.8. Conclusion

Ces résultats de simulation confirment toute l'attention qui doit être portée dans le choix de la diode. La diode **HSMS-8101** est meilleure que la diode **MA4E2502M** et en plus elle est commercialisable en paires de diodes (diodes appariées) qui donc ont des caractéristique très similaires ce qui est très important dans un équilibrage. Donc notre choix est retenu sur la diode **HSMS-8102** pour le mélangeur équilibré.

Chapitre 4 :

Conception du mélangeur équilibré

4.1. Introduction

Ce chapitre est destiné à la conception du mélangeur équilibré dans son intégralité après avoir présenté et conçu les principaux éléments entrant dans la composition du mélangeur à une seule diode. Dans ce travail de conception du mélangeur équilibré à diodes, nous détaillerons les différents blocs qui sont en amont et en aval des éléments non linéaires (les deux diodes) pour l'obtention des performances optimales. Ceci est fait en respectant les conditions de fonctionnement grand signal de la diode Schottky (HSMS8202) sélectionnée dans le chapitre précédent.

Lors de la conception de ce circuit nous avons fixé deux étapes :

- La première étape qui consiste à faire le design du mélangeur équilibré en utilisant des lignes de transmission idéales.
- La deuxième étape qui consiste à utiliser des lignes de transmission réelles de type planaires (microstrip) pour la conception du mélangeur équilibré. Une dernière étape consiste à ajuster les éléments du circuit afin d'améliorer les performances du mélangeur.

4.2. Mélangeur équilibré idéal

4.2.1. Impédance des ports du mélangeur

La première étape à faire dans la conception d'un mélangeur équilibré idéal est de déterminer les impédances des ports des deux diodes ainsi que l'impédance de sortie du coupleur à la fréquence RF, pour pouvoir faire l'adaptation afin de minimiser les pertes de conversion dues à une possible désadaptation entre le coupleur et les deux diodes. Pour ce faire, nous avons eu recours en premier temps à la simulation S-paramètres pour déterminer l'impédance de sortie de coupleur puis à la simulation LSSP (*Large Signal S Parameter Simulation*) dans le but de déterminer l'impédance d'entrée des diodes.

➤ Simulation S paramètres

L'impédance de sortie du coupleur (**48.649-j7.706 (Ω)**) est déterminée à la figure 4-1.

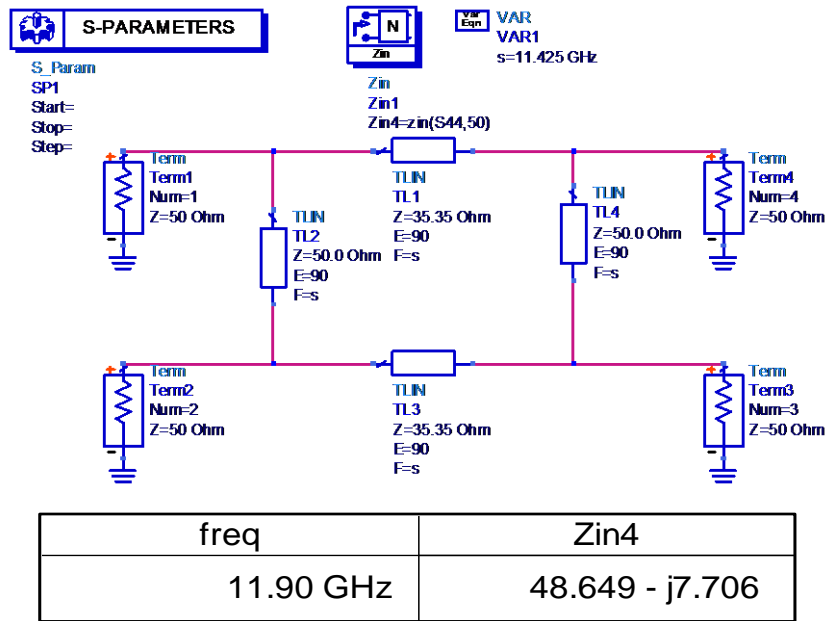


Figure (4.1): L'impédance de sortie de coupleur

➤ Impédance d'entrée des deux diodes

Cette étape consiste à utiliser la simulation LSSP pour la détermination des impédances d'entrée des diodes en respectant les conditions de fonctionnement grand signal. Ce dernier est assuré par l'utilisation des sources de puissance de type n-Tone pour introduire les deux fréquences F_{RF} et F_{OL} à chaque port, afin que nous puissions simuler la présence du coupleur dont le rôle est de répartir la puissance des signaux RF et OL sur ces diodes.

La simulation LSSP est basée sur la simulation d'équilibrage harmonique. La composante de simulation LSSP dans la palette de simulation LSSP de l'ADS, calcule les paramètres S pour les circuits non linéaires tels que les mélangeurs et les amplificateurs de puissance [44].

Dans ce dernier cas, les paramètres S peuvent être calculés pour toutes les fréquences RF ou OL (Figure. 4-2).

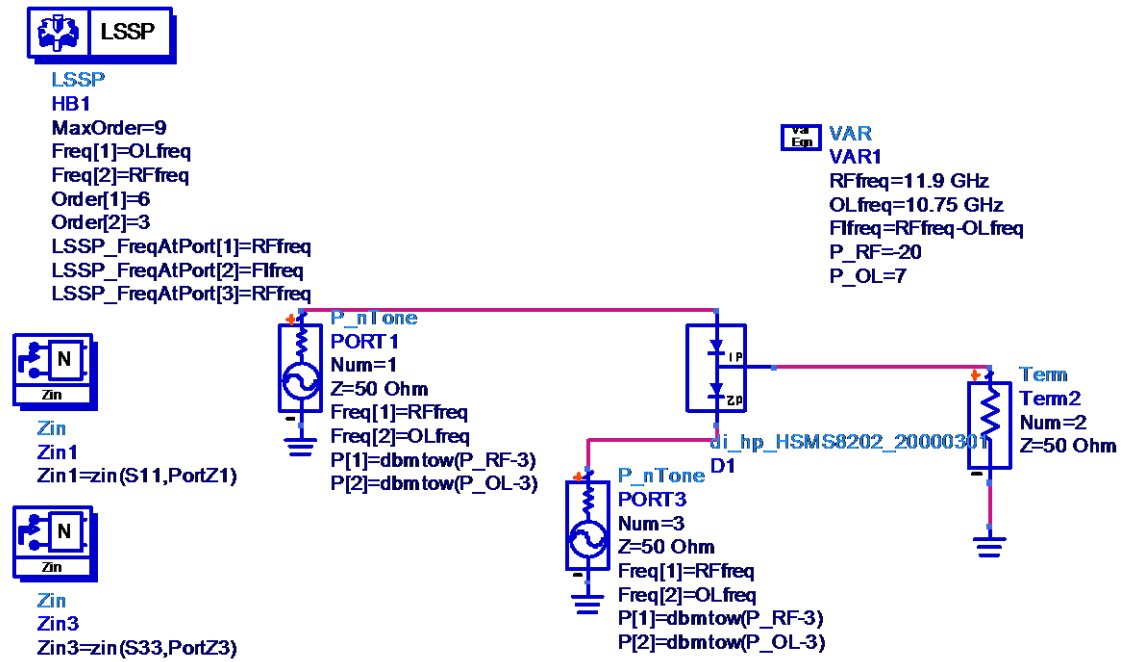


Figure (4.2) : Simulation de l'impédance d'entrée des deux diodes

Les impédances d'entrée des diodes trouvées par la simulation LSSP à la fréquence F_{RF} sont identiques sont égale à $32.051 + j56.085$ (Ω).

4.2.2. Circuit d'adaptation entre diodes et coupleur

Après avoir déterminé les impédances de sortie et d'entrée du coupleur et des diodes, respectivement, l'étape suivante consiste à concevoir le circuit d'adaptation à l'aide de l'outil Smith Chart intégré dans ADS, cette méthode d'adaptation est une méthode graphique.

L'impédance caractéristique des lignes micro ruban est choisie de telle façon que la largeur de ces derniers coïncide avec la plage de largeur des pattes des diodes HSMS8202 (largeur des pattes de 0.30mm à 0.54mm annexe (E))

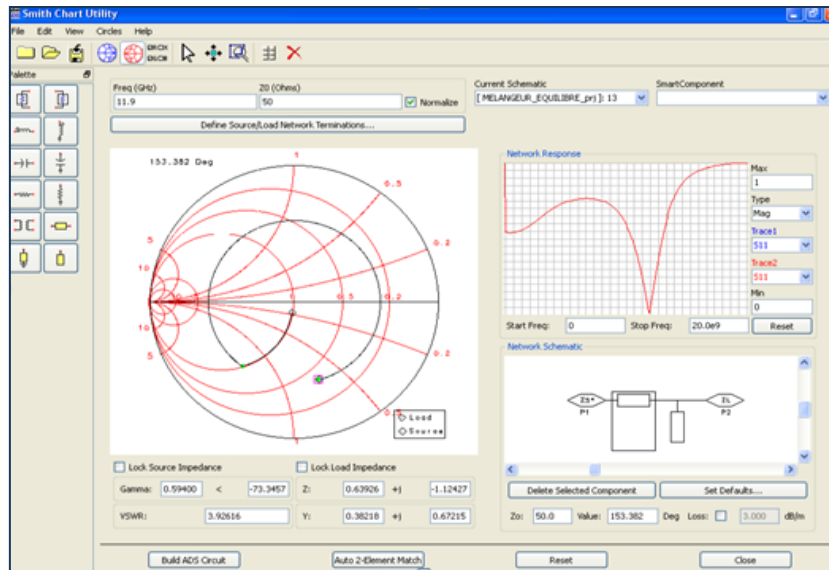


Figure (4.3): Outil Smith Chart

Le circuit d'adaptation pour les deux diodes étant le même car les diodes sont identiques et le mélangeur est symétrique figure (4.4). Les lignes utilisées sont une ligne série et un stub circuit ouvert.

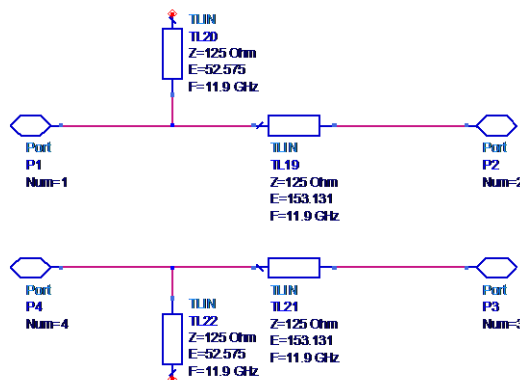


Figure (4.4) : Circuit d'adaptation pour les deux diodes

4.2.3. Circuit de sortie de mélangeur

Avant de procéder à l'étape du schéma complet de mélangeur il faut tout d'abord concevoir un filtre FI adéquat à la sortie du mélangeur, constitué de deux lignes quart d'onde aux fréquences RF et OL et un filtre passe bas. Les lignes quart d'onde ont le rôle d'améliorer l'isolation de la sortie FI des signaux RF et OL.

Le filtre passe bas est de type Tchebyscheff, il est utilisée pour laisse passer la bande FI et d'éliminer ou minimiser les fréquences d'intermodulation et les harmoniques RF et OL.

Le filtre est conçu en trois étapes :

- Conception du filtre passe bas avec les éléments localisés ;
- Conception du filtre passe bas en éléments repartis ;
- Introduire les lignes quart d'onde aux fréquences RF et OL.

➤ Le filtre passe bas

Le filtre passe bas se schématise par des cellules LC de n éléments. Son atténuation A en fonction de la fréquence est mathématiquement décrite par les lois de Butterworth et de Tchebyscheff. La deuxième loi est la plus employée car elle limite le nombre de cellules et permet d'avoir de meilleures pentes de réjection.

Pour obtenir une réponse fréquentielle plate à la bande FI et avoir une perte d'insertion faible à une largeur de bande de [0GHz à 1.8GHz], nous avons conçu un filtre dont les données sont (Annexe F):

- Fréquence de coupure à 3dB : $f_c=1.8\text{GHz}$;
- Ordre du filtre: $n=5$;
- Pertes par insertion à 4 GHz: $B=30\text{dB}$;
- Atténuation : $A=0.1\text{dB}$.

Nous avons obtenu les valeurs de cellules suivantes :

- $L_1=5.07\text{ nH}$
- $C_1= 2.42\text{ pF}$
- $L_2= 8.73\text{ nH}$
- $C_2= 2.42\text{ pF}$
- $L_3=5.07\text{ nH}$

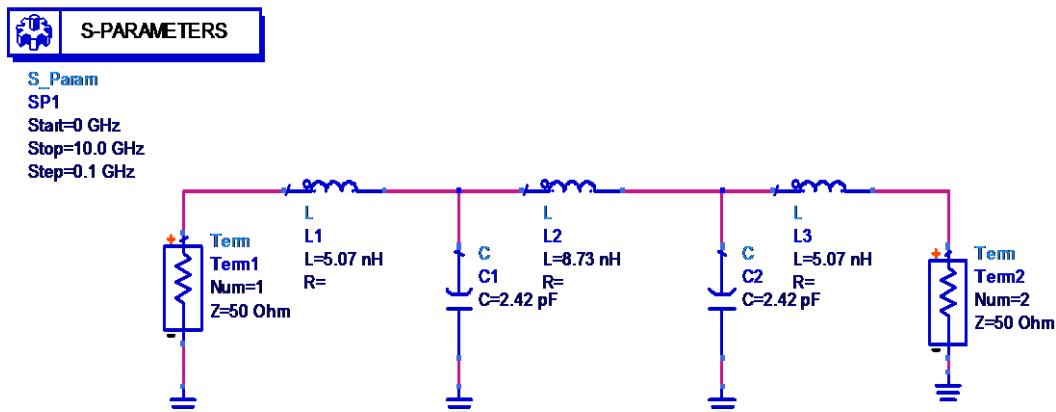


Figure (4.5): Filtre passe bas avec les éléments localisés

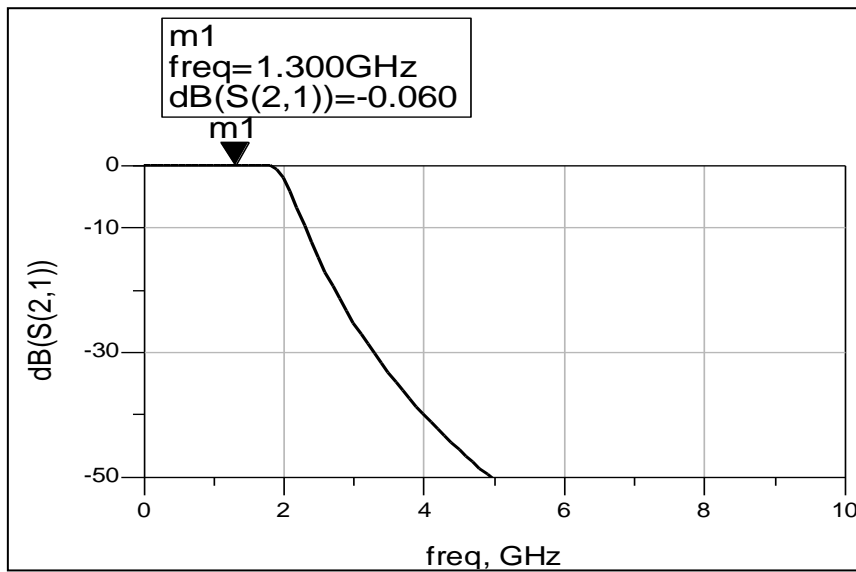


Figure (4.6) : Courbe de réponse du filtre passe bas sans des lignes quart d'onde

Le filtre passe bas est conçu initialement en composants localisés, figure (4.5), à l'aide des selfs et des capacités, puis en leurs équivalents en lignes microruban, tous en exploitant la caractéristique de ce dernier.

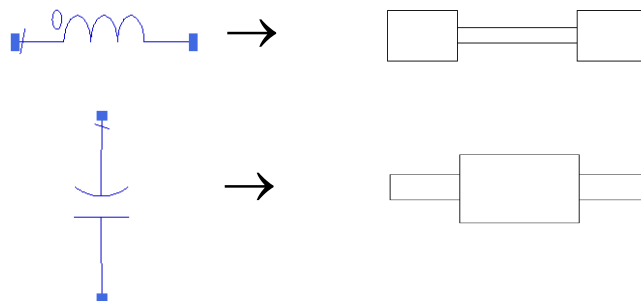


Figure (4.7) : Les éléments localisés en ligne micro ruban

La figure (4.6) représente le S_{21} de filtre passe bas conçu par les éléments localisés.

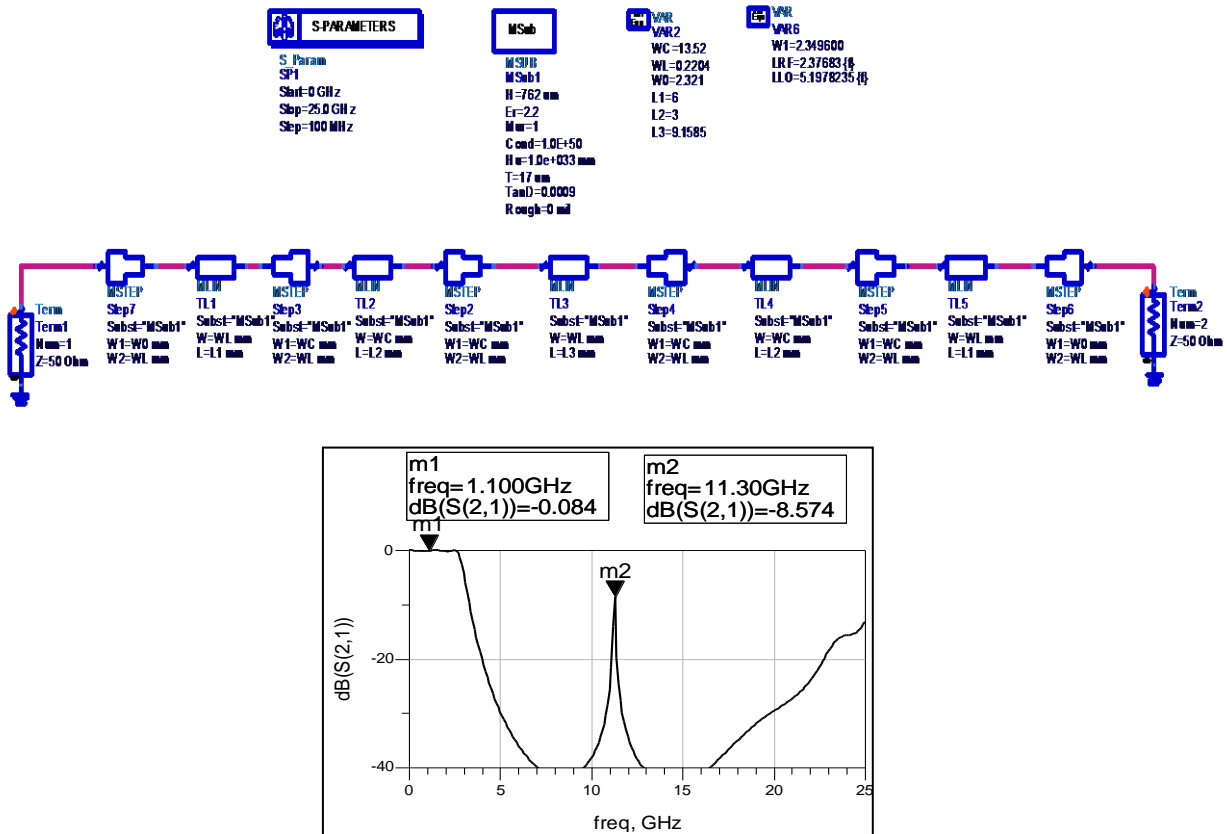


Figure (4.8) : Le S_{21} du filtre passe bas sans des lignes quart d'onde

Cette figure (4.8) montre qu'il y a un pic dans le S_{21} , démontrant une mauvaise isolation OL/FI et une mauvaise isolation RF/FI.

Afin d'améliorer l'isolation, nous avons ajouté des lignes quart d'onde avant le filtre passe bas pour court-circuiter la fréquence RF et OL à la sortie FI.

Par la suite une optimisation a été nécessaire pour éliminer ou minimiser l'effet des réactances de discontinuité pour que ce filtre réponde au gabarit souhaité.

Les résultats de simulation du filtre passe bas avec des lignes quart d'onde figure (4.9) nous ont montré une nette amélioration par rapport au filtre sans les lignes quart d'onde

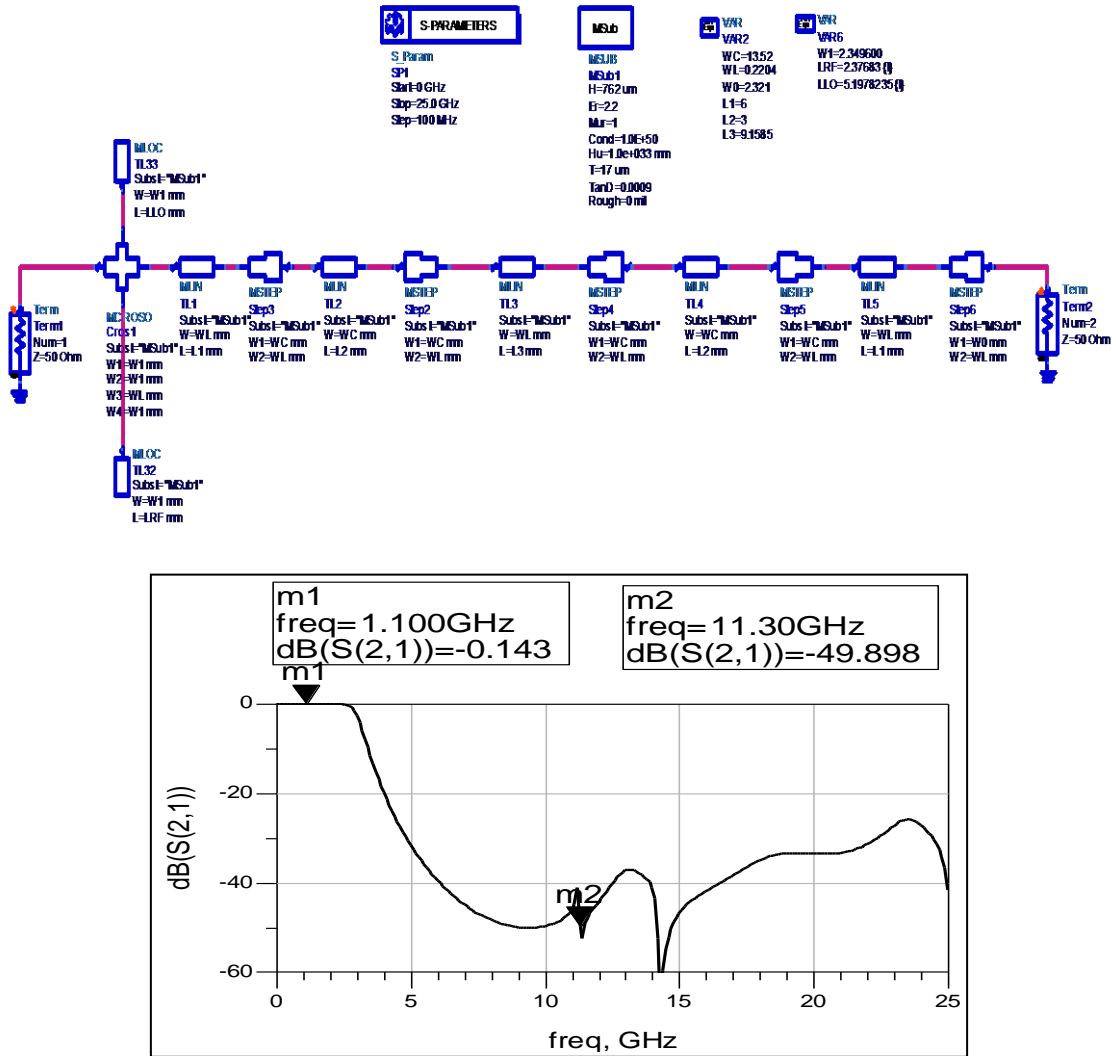


Figure (4.9) : Le S21 de filtre passe bas avec des lignes quart d’onde

Nous avons également simulé le circuit de sortie à l’aide du simulateur électromagnétique MOMENTUM, le circuit ainsi que les résultats de simulation sont représentés dans la figure (4.10) Les résultats de simulation de ce filtre avec Momentum nous confirment le bon fonctionnement de celui-ci.

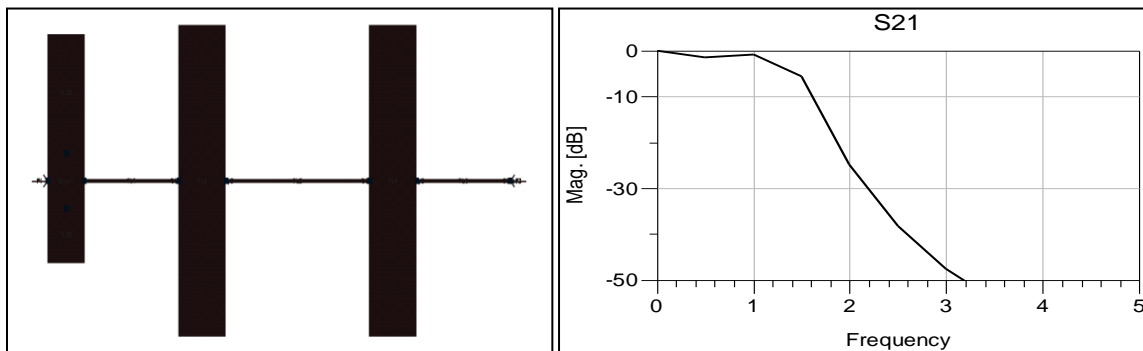
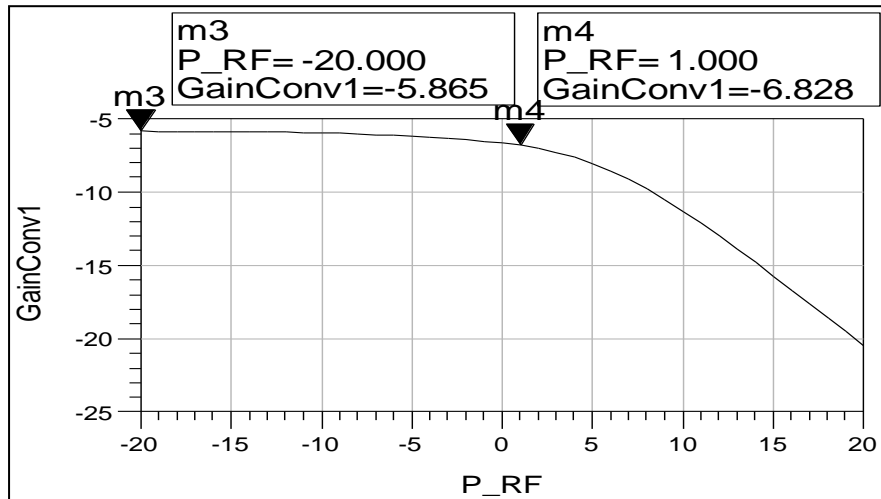


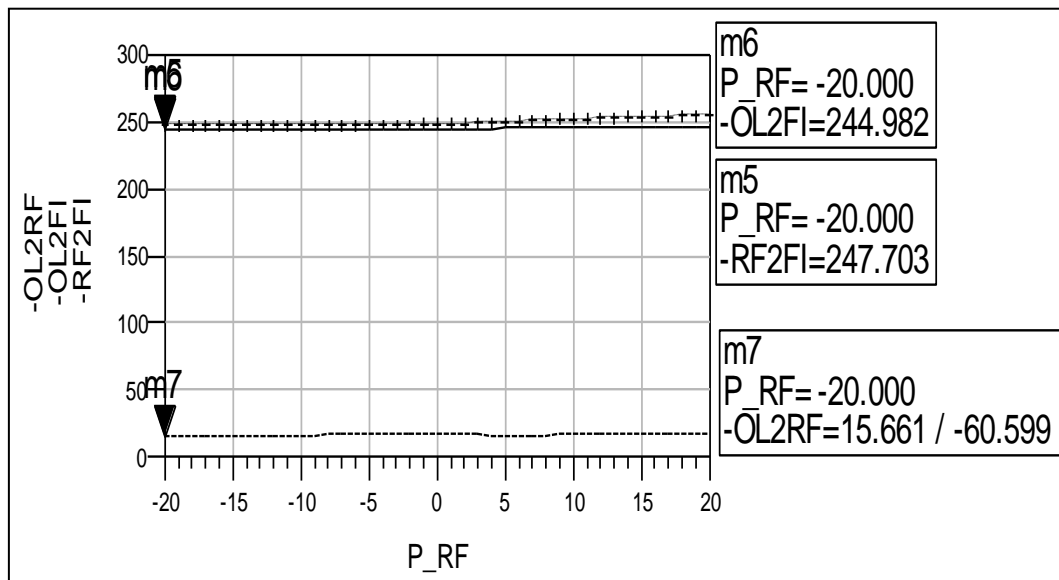
Figure (4.10) : Résultats de simulation électromagnétique de filtre passe bas

Nous avons conçu le mélangeur initialement avec le coupleur et des lignes idéales présenté dans le chapitre 2. Le schéma global de ce mélangeur est représenté à la figure (4.11).

Comme indique ce schéma nous avons ajouté un circuit de polarisation afin d'améliorer l'équilibrage du mélangeur. Nous avons ajouté ainsi un stub court-circuit qui joue le rôle d'une self pour court-circuiter la composante continue. Les résultats de simulation sont présentés dans la figure (4.12).

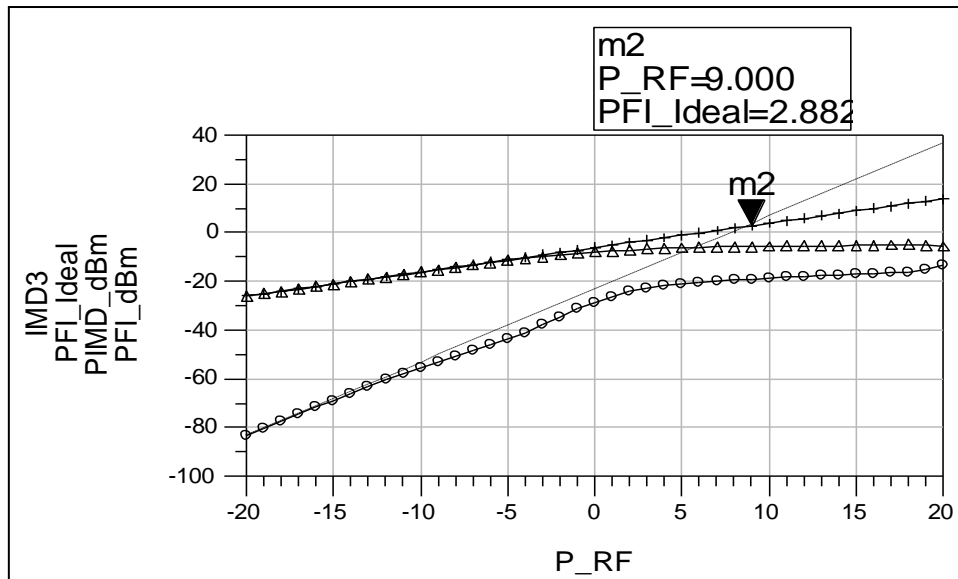


(a)- Pertes de conversion



Isolation OL/RF: (---) Isolation RF/FI: (+++) Isolation OL/FI: (___)

(b)-L'isolation entre les ports



(c)-Le point d'interception d'ordre trois

Figure (4.12) : Les performances Mélangeur équilibré idéal

Cette figure reflète les performances RF simulées du circuit telles que les pertes de conversion, les isolations OL/RF, OL/FI, RF/FI, le point de compression à 1dB et la variation de la puissance FI en fonction de la puissance RF.

Ce mélangeur possède des pertes de conversion de **-5.865dB** lorsque la puissance RF d'entrée est de **-20dBm**. Le point de compression à 1dB ramené en entrée est de **1 dBm**.

Les isolations OL/FI et RF/FI, qui sont respectivement de **-244.98dB** et de **-247.7dB**, sont largement acceptables.

Nous avons également simulé le facteur de bruit qui est de valeur constante et acceptable faible (**5.592dB**). Le point d'interception d'ordre trois en entrée (IIP3) et en sortie (OIP3) montre une bonne valeur optimale à **IIP3= P-RF=9 dBm** et **OIP3= 3dBm**.

IV.2.5. Le circuit final du mélangeur réel et les résultats de simulation

La figure 4.13 représente le schéma final du mélangeur simple équilibré avec les lignes micro ruban réelles.

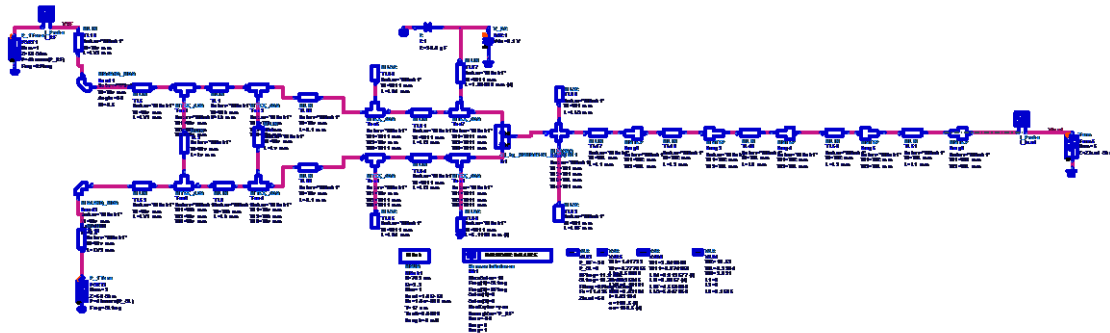
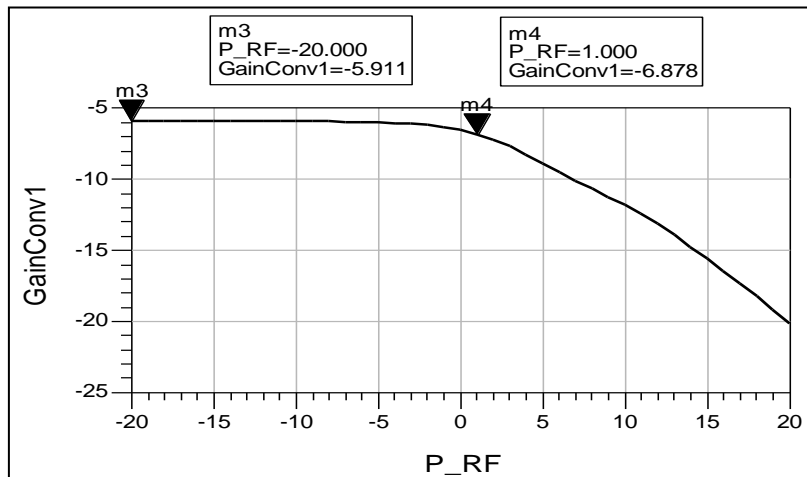
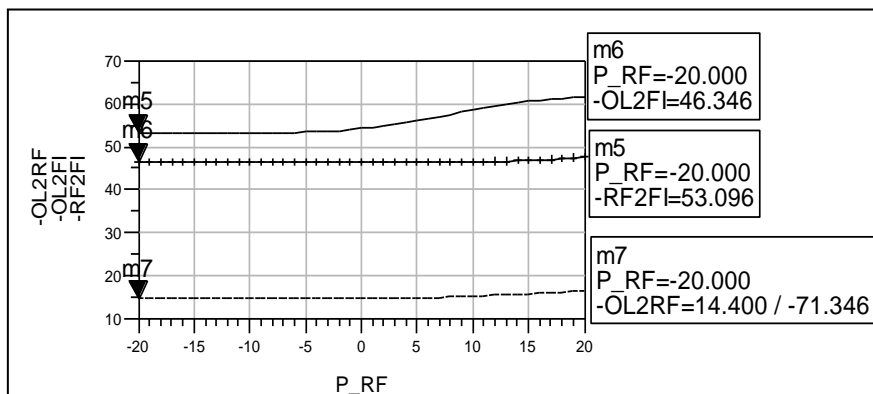


Figure (III.13) : Mélangeur équilibré final

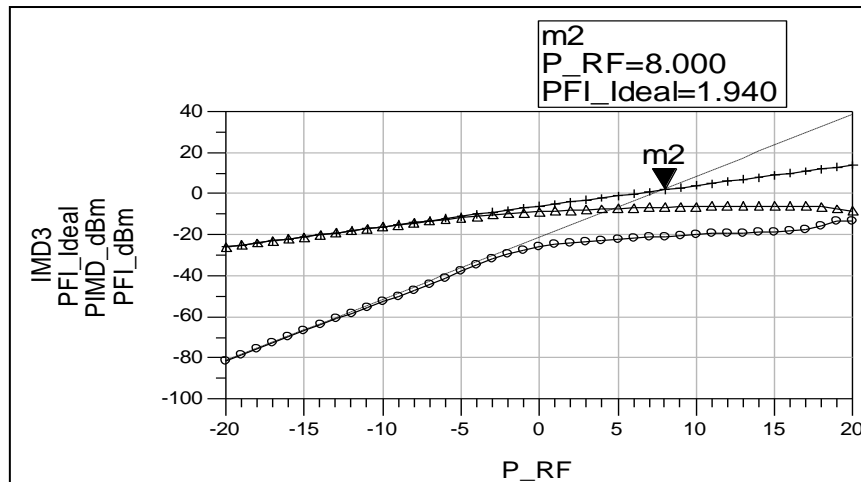
Les figures suivantes représentent les résultats des simulations à 1_tone et 2_tone afin d'obtenir les performances de mélangeur équilibré avec le coupleur réel.



(a)- Pertes de conversion en fonction de la puissance RF



Isolation OL/RF: (---) Isolation OL/FI: (+++) Isolation RF/FI: (___) (b)-L'isolation entre les ports



(c)-Le point d'interception d'ordre trois

Figure (4.14) : Les performances Mélangeur équilibré réel

Les pertes de conversion trouvés sont de l'ordre de **-5.91dB** lorsque la puissance d'entrée est de **-20dBm**, Le point de compression est autour **1.5dBm**. L'isolation OL/FI et RF/FI sont respectivement de **-46.346dB** et **53.096dB**.

Afin de déterminer la puissance P_{OL} pour que les performances de mélange soient optimales nous avons simulé les pertes de conversion en fonction de la puissance de pompe P_{OL} , la figure (4.15) montre le résultat de simulation.

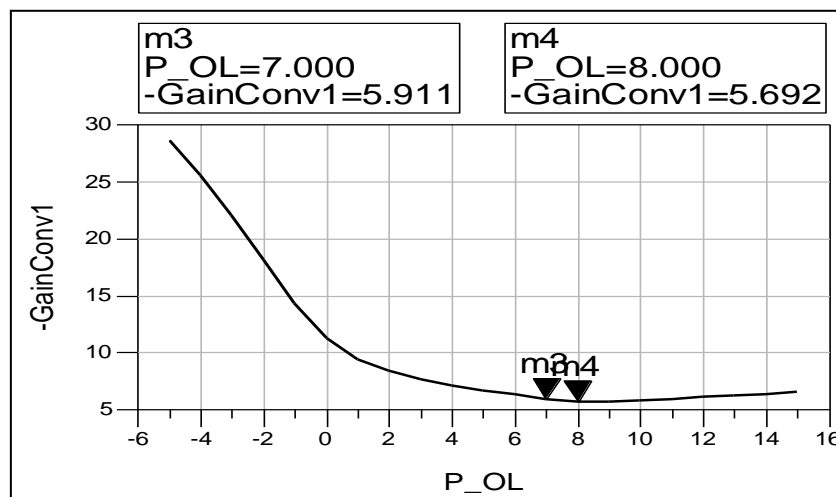


Figure (4.15): Pertes de conversion en fonction de la puissance OL

La figure ci-dessus montre que le mélangeur a de faibles pertes de conversion de valeur **5.692dB** lorsque la puissance de pompe égale à **8dBm**.

On n'a pas ici intérêt à augmenter le niveau d'injection de l'oscillateur local au delà de la valeur spécifiée car les pertes de conversion ne varient pratiquement pas, donc le niveau nominal OL est de **7dBm** au lieu de 8dBm car il fonctionne encore bien avec **7dBm**.

Nous avons simulé le facteur de bruit (en Single Side-Band) - figure (4.16) - tout en variant la fréquence RF, afin de voir la variation du facteur de bruit sur toute la bande FI.

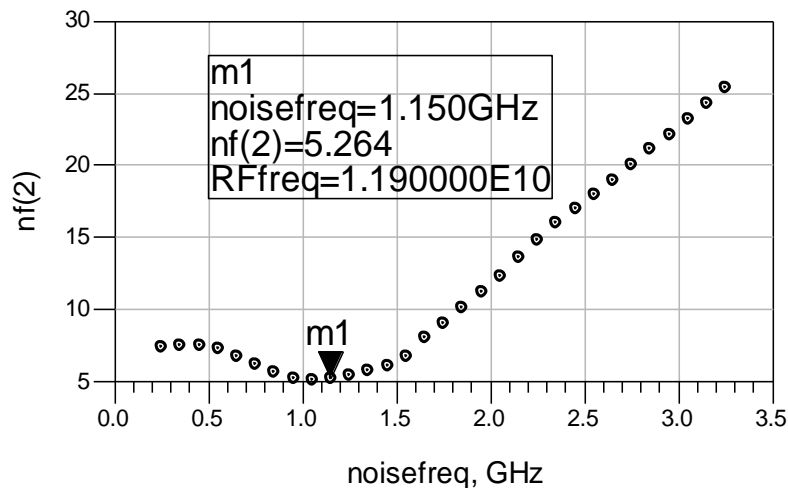


Figure (4.16): Facteur de bruit en fonction de la fréquence

Le résultat de simulation nous montre que le facteur de bruit à la fréquence centrale de la bande FI (1.15GHz) est acceptable et de l'ordre **5.264dB**

IV.3. Comparaison des performances de mélangeur avec lignes idéal et réel

Les résultats de simulation de mélangeur équilibré idéal et réel sont récapitulés dans le tableau 4-1.

Tableau (4.I) : Comparaison des performances de mélangeur avec lignes idéal et réel

mélangeur	idéal	réel
Pertes de conversion	-5.865dB	-5.91dB
P1_dB	1 dBm	1.5dBm
IIP3	9dBm	8dBm
Facteur de bruit	5.592dB	5.264dB
Isolation OL/FI	-244.98dB	-46.346dB
Isolation RF/FI	-247.7dB	53.096dB

A partir de ce tableau, on remarque que les résultats de simulation du mélangeur réel après ajustement est très proche des résultats du mélangeur avec les lignes idéales en terme de pertes de conversion et facteur de bruit, néanmoins les isolations OL/FI et RF/FI sont bien supérieures pour le mélangeur avec ligne idéales ce qui est tout à fait logique, car les stubs circuit-ouvert idéaux aux fréquences OL et RF ont des impédances presque infinies. Les isolations OL/FI et RF/FI pour le mélangeur réel sont alors très acceptables.

4.4. Comparaison de mélangeur simple équilibré et à simple diode

A partir du tableau 4-2, on peut voir que le mélangeur simple équilibré est, comme attendu, plus performant que le mélangeur à une seule diode en termes de facteur de bruit et pertes de conversion ce qui implique une très bonne sensibilité du récepteur pour les signaux faibles.

Tableau (4.2) : Comparaison des performances de mélangeur à une seule diode et simple équilibré

mélangeur	une seule diode	Simple équilibré
Pertes de conversion	-8.445dB	-5.91dB
P1_dB	4dBm	1.5dBm
IIP3	15dBm	8dBm
Facteur de bruit	7.680dB	5.264dB

4.7. Conclusion

Les performances de ce mélangeur en facteur de bruit et pertes de conversion sont meilleures le rendant adéquat pour le cas de satellites TV où le signal RF reçu peut-être faible.

Pour améliorer et augmenter la linéarité d'un mélangeur à diode on peut certes augmenter le niveau due signal de pompe OL, mais cela peut s'avérer difficile à satisfaire en pratique aussi cette méthode ne constitue pas une solution idéale.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce manuscrit, nous avons axé notre recherche sur la conception d'un mélangeur simple diode à base de diodes Schottky puis d'un mélangeur équilibré dans le but d'améliorer les performances en perte de conversion et facteur de bruit.

Nous avons commencé par la conception et l'optimisation d'un coupleur en échelle à 11.425GHz. Les résultats expérimentaux sont très proches de ceux simulés.

La deuxième étape consiste à faire un choix entre différentes diodes après avoir conçu un mélangeur à une seule diode et faire une comparaison entre les résultats obtenus pour ces deux types de mélangeurs. La conception de mélangeur équilibré à deux diodes a consisté premièrement à trouver les impédances d'entrée et de sortie de la diode. Les circuits d'adaptation en entrée et en sortie ont ensuite été optimisés pour réaliser une bonne efficacité de conversion. Notre conception présente en effet un compromis optimal entre la linéarité et les pertes de conversion.

Cette expérience nous a permis d'énoncer quelques règles à respecter pour la conception comme ne pas utiliser des composants non appariés dans les mélangeurs symétriques, ceci est vrai aussi pour les diodes que pour les transistors.

Perspectives

Plusieurs suggestions peuvent être faites pour continuer ce travail :

- Il serait intéressant d'étudier et d'évaluer l'amélioration des performances offertes par les différentes structures possibles de mélangeur selon le nombre de diodes et la topologie du circuit.
- Améliorer le coupleur (diviseur de puissance) en largeur de bande et réduire sa taille.
- Etudier différents types des filtres et choisir le plus approprié en terme de sélectivité, pertes d'insertion et dimensions.

Annexes

ANNEXE A

Caractéristiques du substrat Duroid 5880 [41]

PROPERTY	TYPICAL VALUE			
	RT/duroid® 5870		RT/duroid 5880	
Dielectric Constant, ϵ_r	2.33 2.33 ± 0.02 spec.		2.20 2.20 ± 0.02 spec.	
Dissipation Factor, $\tan \delta$	0.0005 0.0012		0.0004 0.0009	
Thermal Coefficient of ϵ_r	-115		-125	
Volume Resistivity	2 X 10 ⁷		2 X 10 ⁷	
Surface Resistivity	2 X 10 ⁸		3 X 10 ⁷	
Tensile Modulus	Test at 23°C	Test at 100°C	Test at 23°C	Test at 100°C
	1300 (189)	490 (71)	1070 (156)	450 (65)
ultimate stress	1280 (185)	430 (63)	860 (125)	380 (55)
	50 (7.3)	34 (4.8)	29 (4.2)	20 (2.9)
ultimate strain	42 (6.1)	34 (4.8)	27 (3.9)	18 (2.6)
	9.8	8.7	6.0	7.2
Compressive Modulus	9.8	8.6	4.9	5.8
	1210 (176)	680 (99)	710 (103)	500 (73)
	1360 (198)	860 (125)	710 (103)	500 (73)
ultimate stress	803 (120)	520 (76)	940 (136)	670 (97)
	30 (4.4)	23 (3.4)	27 (3.9)	22 (3.2)
	37 (5.3)	25 (3.7)	29 (5.3)	21 (3.1)
ultimate strain	54 (7.8)	37 (5.3)	52 (7.5)	43 (6.3)
	4.0	4.3	8.5	8.4
	3.3	3.3	7.7	7.8
Deformation Under Load, Test at 150°C			12.5	17.6
Heat Distortion Temperature	>260 (>500)		>260 (>500)	
Specific Heat	0.96 (0.23)		0.96 (0.23)	
Moisture Absorption	Thickness 0.31" (0.8mm)	0.9 (0.02)		0.9 (0.02)
	0.62" (1.6mm)	13 (0.015)		13 (0.015)
Thermal Conductivity	0.22		0.20	
Td	500		500	
Density	2.2		2.2	
Copper Peel	20.8 (3.7)		22.8 (4.0)	
Flammability	94V-0		94V-0	
Lead-Free Process Compatible	Yes		Yes	

STANDARD THICKNESS:	STANDARD PANEL SIZE:	STANDARD COPPER CLADDING:
0.005" (0.127mm), 0.031" (0.787mm)	18" X 12" (457 X 305mm)	¼ oz. (8 µm) electrodeposited copper foil.
0.010" (0.254mm), 0.062" (1.575mm)	18" X 24" (457 X 610mm)	½ oz. (17 µm), 1 oz. (35 µm), 2 oz. (70 µm) electrodeposited and rolled copper foil.
0.015" (0.381mm), 0.125" (3.175mm)	18" X 36" (457 X 915mm)	
0.020" (0.508mm),	18" X 48" (457 X 1.224m)	

ANNEXE B

Formules de synthèse des lignes micro ruban

Formule de synthèse (Z_0 et la permittivité ϵ_r sont données)

A- Rapport W/h

Pour des lignes étroites : $W/h < 2$

$$\left(\frac{W}{h}\right) = \frac{8e^A}{e^{2A}-2} \quad A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}} + \frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right)$$

Pour des lignes larges : $W/h > 2$

$$\left(\frac{W}{h}\right) = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] \quad B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

B- ϵ_e (permittivité effective)

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} * \frac{1}{\sqrt{1+\frac{12h}{W}}}$$

ANNEXE C

Les dimensions du wilkinson :

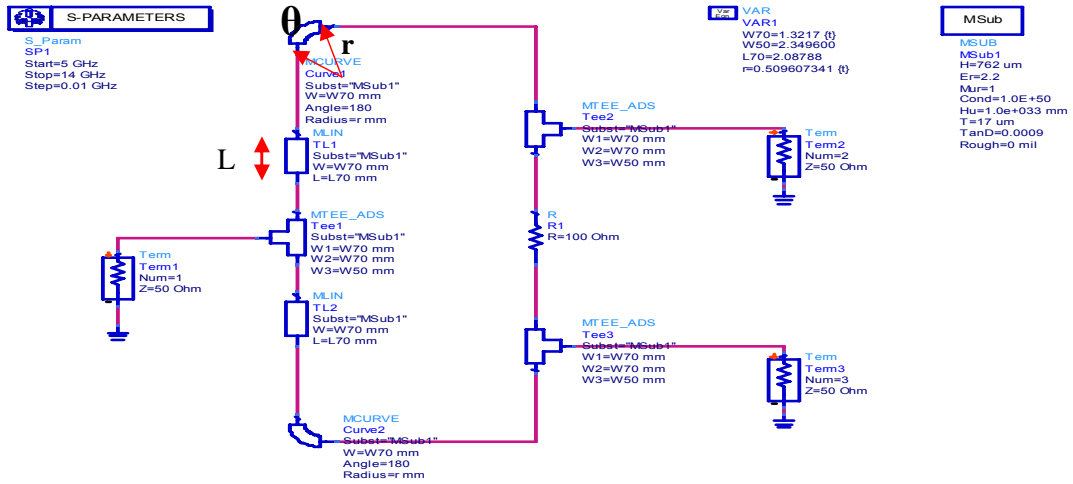


Schéma du combineur Wilkinson

On pose que la longueur L égale la moitié de la longueur de la résistance.

$$L_R = 2 * 50 + 64.4 = 164.4 \text{ mil} = 4.175761 \text{ mm.}$$

On aussi:

$$L + L' = \frac{\lambda}{4} \tag{1}$$

Avec:

$$L = \frac{L_R}{2} = 2.08788 \text{ mm et } \frac{\lambda}{4} = 4.835540 \text{ mm} \tag{2}$$

On sais que :

$$L' = \pi r \tag{3}$$

Tel que: r c'est le rayon de demi cercle, Donc :

$$L' = \frac{\lambda}{4} - L = 4.835540 - 2.08788 = 2.74766 \text{ mm} \tag{4}$$

Et :

$$r = \frac{2.74766}{\pi} = 0.874607341 \text{ mm} \tag{5}$$

ANNEXE D

Calcul des circuits d'adaptation

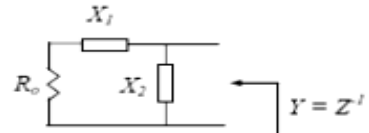
Il ya deux cas le cas ou $R > R_0$ et le cas $R < R_0$, avec $R = 50\Omega$:

Pour $R > R_0$ $R > 50\Omega$

$$Y = G + jB = \frac{1}{R_0 - jX_1} - jX_2 = \frac{1}{50 - jX_1} - jX_2$$

$$\rightarrow G + jB = \frac{R_0}{R_0^2 + jX_1^2} + j\frac{X_1}{R_0^2 + X_1^2} - X_2 \rightarrow G = \frac{R_0}{R_0^2 + X_1^2} \text{ et } B = \frac{X_1}{R_0^2 + X_1^2} - X_2$$

$$\rightarrow X_1 = \sqrt{R_0 \left(\frac{1}{G} - R_0 \right)} \rightarrow X_2 = \sqrt{G \left(\frac{1}{R_0} - G \right)} - B$$



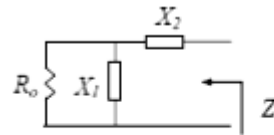
Pour $R < R_0$ $R < 50\Omega$

$$Z = R + jX = \frac{1}{\frac{1}{R_0} + jX_1} + jX_2 = \frac{1}{\frac{1}{50} + jX_1} + jX_2$$

$$\rightarrow R + jX = \frac{R_0}{1 + R_0^2 X_1^2} + j \left(X_2 - \frac{R_0^2 X_1^2}{1 + R_0^2 X_1^2} \right) \rightarrow R = \frac{R_0}{1 + R_0^2 X_1^2} \text{ et}$$

$$X = X_2 - \frac{R_0^2 X_1^2}{1 + R_0^2 X_1^2}$$

$$\rightarrow X_1 = \frac{\sqrt{R_0 - R}}{R_0 \sqrt{R}} \rightarrow X_2 = X + \sqrt{R(R_0 - R)}$$



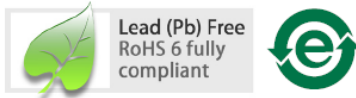
ANNEXE E

HSMS-8101, 8202, 8207, 8209

Surface Mount Microwave Schottky Mixer Diodes



Data Sheet



Description/Applications

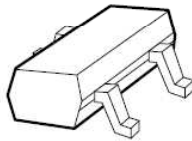
These low cost microwave Schottky diodes are specifically designed for use at X/Ku-bands and are ideal for DBS and VSAT downconverter applications. They are available in SOT-23 and SOT-143 standard package configurations.

Note that Avago's manufacturing techniques assure that dice found in pairs and quads are taken from adjacent sites on the wafer, assuring the highest degree of match.

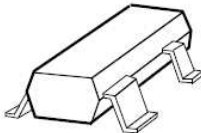
Features

- Optimized for use at 10-14 GHz
- Low Capacitance
- Low Conversion Loss
- Low RD
- Low Cost Surface Mount Plastic Package
- Lead-free

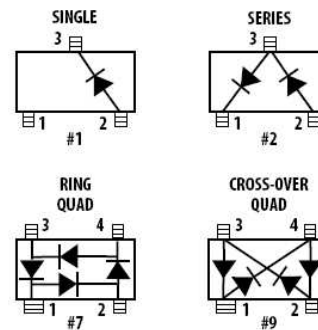
Plastic SOT-23 Package



Plastic SOT-143 Package



Package Lead Code Identification (Top View)



Absolute Maximum Ratings^[1], $T_A = +25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameter	Unit	Min.	Max.
P_T	Total Device Dissipation ^[2]	mW	—	75
P_{IV}	Peak Inverse Voltage	V	—	4
T_J	Junction Temperature	$^\circ\text{C}$	—	+150
T_{STG}, T_{op}	Storage and Operating Temperature	$^\circ\text{C}$	-65	+150

Notes:

1. Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to the device.
2. Measured in an infinite heat sink at $T_{CASE} = 25^\circ\text{C}$. Derate linearly to zero at 150°C per diode.

Attention: Observe precautions for handling electrostatic sensitive devices.
 ESD Machine Model (Class A)
 ESD Human Body Model (Class 0)
 Refer to Avago Application Note A004R:
 Electrostatic Discharge Damage and Control.

DC Electrical Specifications, $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	HSMS-8101		HSMS-8202		HSMS-8207		HSMS-8209	
			Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.
V_{BR}	Breakdown Voltage $I_R = 10 \mu\text{A}$	V	4		4		4		4	
C_T	Total Capacitance $V_R = 0\text{V}, f = 1\text{MHz}$	pF		0.26		0.26		0.26		0.26
DC_T	Capacitance Difference $V_R = 0\text{V}, f = 1\text{MHz}$	pF		—		0.04		0.04		0.04
R_D	Dynamic Resistance $I_F = 5\text{mA}$	Ω		14		14		14		14
DR_D	Dynamic Resistance Difference $I_F = 5\text{mA}$	Ω		—		2		2		2
V_F	Forward Voltage $I_F = 1\text{mA}$	mV	250	350	250	350	250	350	250	350
DV_F	Forward Voltage Difference $I_F = 1\text{mA}$	mV		—		20		20		20
	Lead Code			1		2		7		9
	Package Marking Code where x is date code			R1x		2Rx		R7x		R9x

RF Electrical Parameters, $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameter	Units	Typical
L_c	Conversion Loss at 12 GHz	dB	6.3
Z_{IF}	IF Impedance	Ω	150
SWR	SWR at 12 GHz		1.2

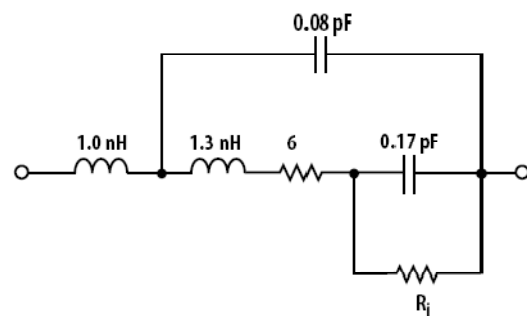
Note:

DC Load Resistance = 0Ω ; LO Power = 1 mW.

SPICE Parameters

$I_s = 4.6 \text{E-}8$	$E_g = 0.69$	TT = 0
$R_s = 6$	$C_{JO} = 0.18 \text{E-}12$	
N = 1.09	$P_b (V_j) = 0.5$	
$B_v = 7.3$	M = 0.5	
$I_{BV} = 10\text{E-}5$	FC = 0.5	

Linear Equivalent Circuit



Self Bias

	1 mA	2.5 mA
R_j	256	142

Typical Performance, $T_c = 25^\circ\text{C}$

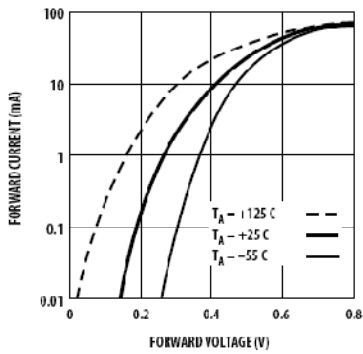


Figure 1. Typical Forward Current vs. Forward Voltage at Three Temperatures.

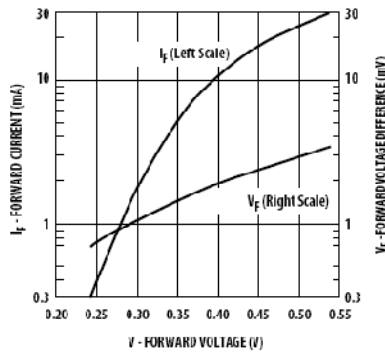


Figure 2. Typical VF Match, HSMS-820X Pairs and Quads.

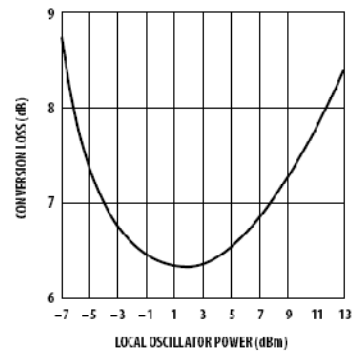
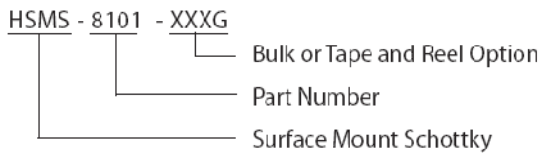


Figure 3. Typical Conversion Loss vs. Local Oscillator Power.

Ordering Information

Specify part number followed by option. For example:



Profile Option Descriptions

- BLKG = Bulk
- TR1G = 3K pc. Tape and Reel, Device Orientation Figures 4, 5
- TR2G = 10K pc. Tape and Reel, Device Orientation Figures 4, 5

Tape and Reeling conforms to Electronic Industries RS-481, "Taping of Surface Mounted Components for Automated Placement."

Device Orientation

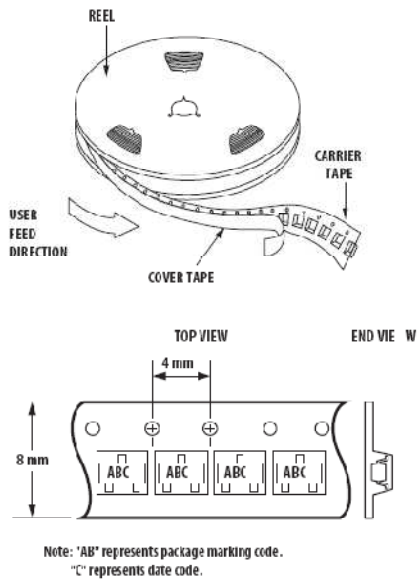


Figure 4. Option -TR1G/-TR2G for SOT-23 Packages.

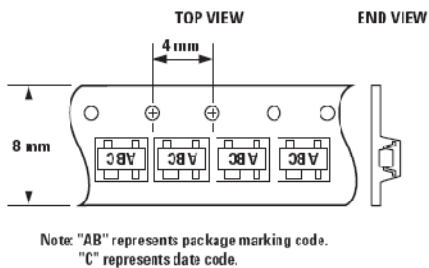


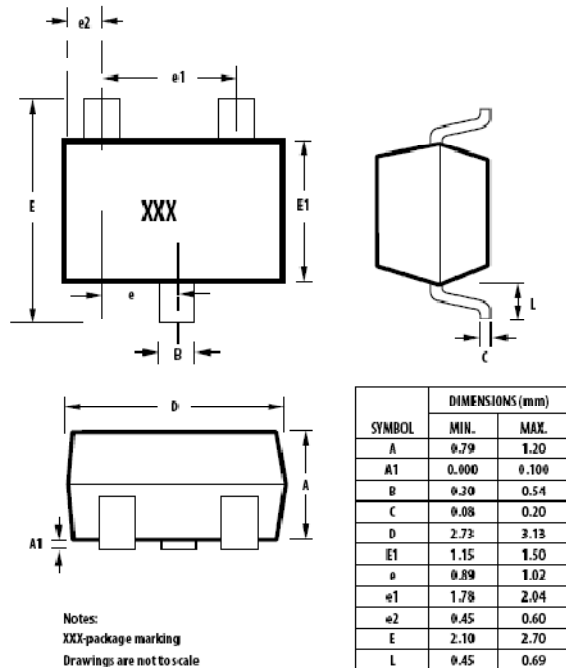
Figure 5. Option -TR1G/-TR2G for SOT-143 Packages.

Package Characteristics

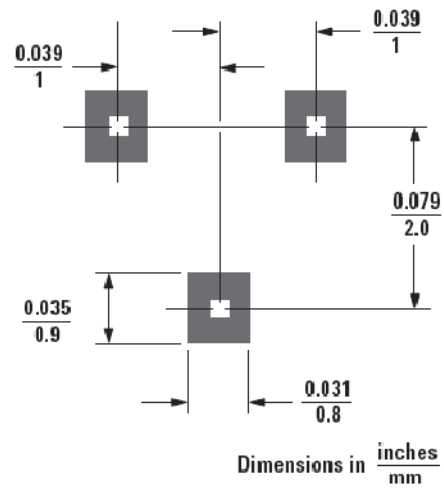
Lead Material	Alloy 42
Lead Finish	Tin 100% (Lead-free option)
Maximum Soldering Temperature	260°C for 5 seconds
Minimum Lead Strength	2 pounds pull
Typical Package Inductance	2 nH
Typical Package Capacitance	0.08 pF (opposite leads)

Package Dimensions

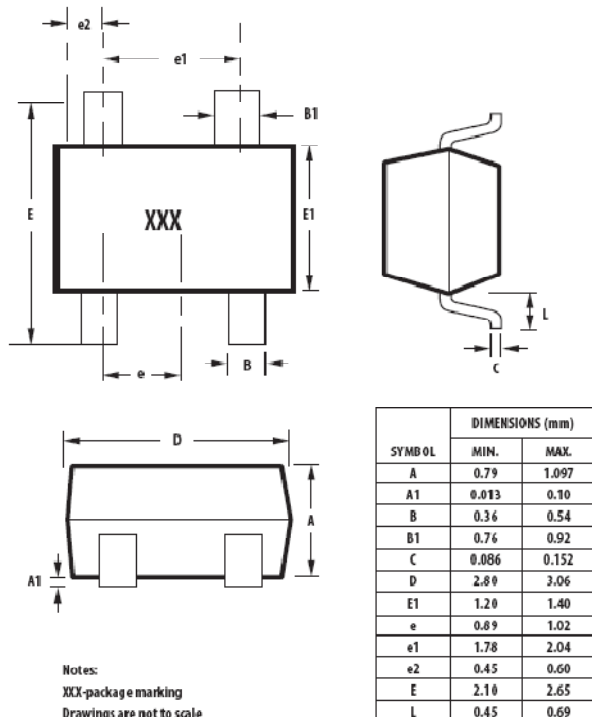
Outline 23 (SOT-23)



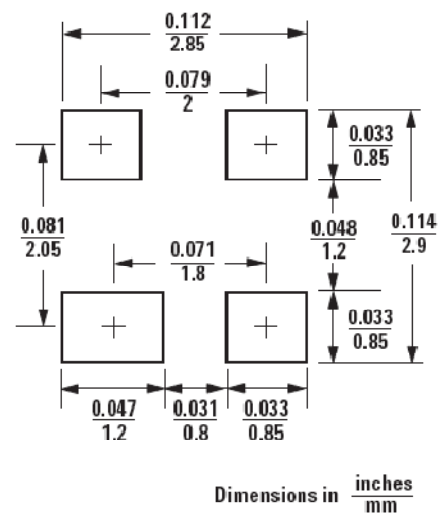
Recommended PCB Pad Layout for Avago's SOT-23 Products



Outline 143 (SOT-143)



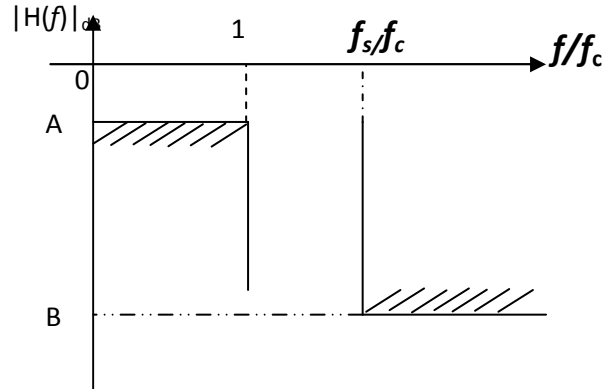
Recommended PCB Pad Layout for Avago's SOT-14 Products



ANNEXE F

Calcul des éléments de filtre de Tchebyshev [45]

Le gabarit de filtre passe bas peut être représenté par la figure :



Le gabarit de filtre passe bas

La réponse en fréquence de filtre passe bas passif de Tchebychev est donnée par :

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2 \left(\frac{f}{f_c} \right)}$$

L'ordre de filtre est donné par :

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{(10^{-0.1B} - 1)/(10^{-0.1A} - 1)}}{\cosh^{-1} \left(\frac{f_s}{f_c} \right)}$$

Les formule suivantes nous permettent de calculer les éléments de filtre en composant réactifs (self et capacité)

$$\beta = \ln(\coth(17.37))$$

$$\gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right)$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} a_k = \sin \left(\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right) & k=1,3,\dots,n \\ b_k = \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right) & k=1,3,\dots,n \\ g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} & \\ g_k = 4 \frac{a_{k-1} a_k}{b_{k-1} g_{k-1}} & k=2,3,\dots,n \end{array} \right.$$

Les éléments selfs et les capacités sont données par :

$$L_K = \frac{R_1}{\omega_c} g_K$$

$$C_K = \frac{1}{R_1 \omega_c} g_K$$

Bibliographie

Bibliographie

- [1] G. Petit, *Etude de structures radiofréquence en bande X sur technologies CMOS-SOS*. Thèse de Doctorat, Thèse de Doctorat, Université Paris XI Orsay, 2005.
- [2] D. Dubuc, *Contribution à la conception de convertisseurs de fréquence. Intégration en technologie arséniure de gallium et silicium germanium*, Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse, France, 2001.
- [3] M. Abou Chahine, *Développement d'un banc de caractérisation fonctionnelle large bande (porteuses et enveloppes) dans le domaine temporel de dispositifs non linéaires microondes*, Thèse de Doctorat, Université Limoge, 2009.
- [4] S. Zouari, M. Loulou, A. Fakhfakh, N. Masmoudi, "Etude comparative des architectures de réception pour un système radio-mobile de troisième génération", Conférence Internationale des Sciences Electroniques, Technologies de l'Information et des Télécommunications," Mahdia, Tunisie, 2003.
- [5] F. Marki, C. Marki, "Mixer Basics Primer a tutorial for RF & Microwave Mixer," Marki Microwave, Seminar notes, (www.markimicrowave.com/3432/Mixer_Basics_Primer.aspx), Morgan Hill, CA.
- [6] Collectif d'auteurs sous la direction de Martine Villegas, *Radiocommunication numérique/2*, Dunod, France, 2007.
- [7] S. Long, "Fundamentals of Mixer Design", *Agilent Technologies*, 2001.
- [8] G.D. Vendelin, A.M. Pavio, U.L. Rohde, *Microwave circuit design using linear and nonlinear techniques*, J. Wiley & sons, 2005.
- [9] M.C.E. YAGOUB, *Mélangeur micro ondes en bande X pour la T.V.D.S*, Thèse de Magister, ENP, Alger, Algérie, 1987.
- [10] M. Morschbach, A. Müller, C. Schöllhorn, M. Oehme, T. Buck, E. Kasper, "Integrated silicon Schottky mixer diodes with cutoff frequencies above 1THz," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 53, 2005.
- [11] F. Giannini, G. Leuzzi, *Nonlinear Microwave Circuit Design*, J. Wiley & sons, 2004.
- [12] E. Carey, S. Lidholm, "millimeter-wave integrated circuits," *springer science + media, inc*, 2005.

- [13] P. Butterworth, *Méthode de conception des mélangeurs millimétriques. Application à la réalisation MMIC d'un mélangeur sousharmonique à FET froid [42 -43.5GHz]*, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, France, 2003.
- [14] "RF Component Measurements- Mixer Measurements Using the 8753B Network Analyzer", product note, Agilent technologies, 1998-2000.
- [15] C. Pavageau, *Utilisation des technologies CMOS SOI 130nm pour des applications en gamme de fréquences millimétriques*, Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, France, 2005.
- [16] www.minicircuits.com/pages/pdfs/mixer1-5a.pdf, 2008.
- [17] P.F. Combes, J. Graffeuil et J.F. Sautereau, *Composants, dispositifs et circuit actifs en micro-ondes*, Dunod université, 1985.
- [18] B.C. Henderson, "Mixers-Characteristics and performance" WJ Communications, Inc, Vol 8 N 02, 2001.
- [19] R. Chi-Hsi Li, *Rf Circuit Design*, J. Wiley & sons, 2009.
- [20] S.A. Maas, *Non linear microwave and RF circuits*, Artech House, 2003.
- [21] I. Rosu, *YO3DAC/ VA3IUL*, RF mixers, (<http://www.qsl.net/va3iul>).
- [22] T.C. Edwards, *Foundations for Microstrip Circuit Design*, J. Wiley & sons, USA, 1981.
- [23] M.T. Faber, J. Chramiec, M.E. Adamski, *Microwave and millimeter wave diode frequency multipliers*, Artech house, Boston London, 1995.
- [24] S.A. Maas, *The rf microwave circuit design cookbook*, Artech house, 1998.
- [25] I. Bahl, P. Bhartia, *microwave solid state circuits design*, second edition, J. Wiley & sons, 2003.
- [26] F. Losee, *RF systems, components and circuits handbook*, Artech house, 2005.
- [27] A. Vander Vorst, D. Vanhoenacker, *Bases de l'ingénierie micro-onde*, De Boeck-Wesmael, Bruxelles, Belgique, 1996. pages 95-303.
- [28] Thomas W. Crowe, Robert J. Mattauch, "Analysis and optimization of millimeter- and submillimimeter- wavelength mixer diodes," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-35, NO. 2, 1987.
- [29] Leo G . Maloratsky, *Passive RF and microwave integrated circuits passive components and control devices*, Elsevier, 2004.
- [30] M.C.E. Yagoub, *CAO micro onde, chapitre IV et chapitre XII supports de transmission micro onde, amplificateurs, - Cours post graduation - USTHB*, 2010.

- [31] K.C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, P. Bhartia, *Microstrip lines and slotlines*, 2nd Ed., Artech house, 1996.
- [32] www.mbelectronique.fr, 2011.
- [33] D.M. Pozar, *Microwave Engineering*, J. Wiley & Sons, 1998.
- [34] D. Curivod, *Micro-ondes*. SIGTEL-Groupe ESIEE Paris-2002.
- [35] L.I. Parad and R.L. Moynihan. "Split-Tee Power Divider," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1965
- [36] S. A. Maas, *Microwave Mixer*, Artech House, 1986.
- [37] R. Amrani, B. F. Cherif, *Synthèse des coupleurs et réalisation d'un coupleur hybride, mémoire de PFE, USTHB*, 1988.
- [38] www.rfic.co.uk
- [39] R. Mongia, I. Bahl, P. Bhartia, *RF and microwave coupled- line circuits*, Artech house, 1999.
- [40] <http://www.alldatasheet.com/view.jsp?Searchword>, 2003- 2012.
- [41] http://www.allaboutcircuits.com/vol_3/chpt_3/14.html, 2009.
- [42] S.V. Chamlian, C. Nerguizian, *Analyse de circuits électrique et électronique*, école polytechnique de Montréal, 1999. Pages 42- 44
- [43] M. Haddadi, "Modèle de 'spice' de cellules solaires," *Rev. Energ.Ren : valorisation* (1999), Alger. page 173
- [44] "Large- Signal S- Parameter Simulation", Agilent technologies, August 2005.
- [45] J.HONG, M. J. LANCASTER, *Micro strip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, 2001
-