

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science– Technologie – Santé

FACULTE des Sciences et Techniques

Année : 2003

Thèse N° 63-2003

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline: Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Spécialité : Télécommunications

présentée et soutenue par

PETER BUTTERWORTH

le 27 Novembre 2003

Méthode de conception des mélangeurs millimétriques.

Application à la réalisation MMIC d'un mélangeur

sous-harmonique à FET froid [42-43.5 GHz]

JURY :

Monsieur Dominique Cros	Professeur à l'Université de Limoges	Président
Monsieur Eric Bergeault	Professeur à l'E.N.S.T. – Paris	Rapporteur
Monsieur Joaquin Portilla	Professeur à l'Université du Pays Basque - Bilbao	Rapporteur
Monsieur Michel Campovecchio	Professeur à l'Université de Limoges	Directeur de thèse
Madame Monique Lajugie	Ingénieur à Thalès – Massy	Examineur
Monsieur Alain Mallet	Ingénieur au CNES - Toulouse	Examineur
Monsieur Jean-Christophe Nallatamby	Maître de Conférences à l'Université de Limoges	Examineur
Monsieur Raymond Quéré	Professeur à l'Université de Limoges	Examineur
Monsieur Jean-François Villemazet	Ingénieur à Alcatel Space Industries – Toulouse	Examineur

Remerciements

Ce travail a été effectué à l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes (IRCOM) de l'Université de Limoges, UMR n°6615 du CNRS. Je remercie Monsieur le Professeur P.Y. GUILLON, Directeur de l'IRCOM, de m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

Je tiens à adresser ma sincère reconnaissance à Monsieur le Professeur R. QUERE pour m'avoir accueilli au sein de l'équipe « Circuits et sous-ensembles électroniques non linéaires haute fréquence »

J'exprime ici toute ma reconnaissance à Monsieur le Professeur M. CAMPOVECCHIO qui a dirigé mes travaux de doctorat. Sa disponibilité, sa compétence et son expérience ont été des soutiens précieux au long de ces trois années de thèse.

J'exprime mes remerciements à Monsieur le Professeur D. CROS pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury de cette thèse.

J'exprime aussi mes remerciements à Monsieur J.C. NALLATAMBY, Maître de conférences, pour avoir participé à l'encadrement de ces travaux. Je tiens également à adresser ma gratitude à Monsieur E. BERGEAULT, Professeur à l'ENST Paris et à Monsieur J. PORTILLA, Professeur à l'Université du Pays Basque à Bilbao pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux en acceptant d'être rapporteurs.

Je remercie également Madame M. LAJUGIE, Ingénieur à Thalès, Monsieur A. MALLET, Ingénieur au CNES, Monsieur J.F. VILLEMAZET, Ingénieur à Alcatel Space pour leur participation à ce jury.

J'adresse ma vive reconnaissance à Monsieur le Professeur J. OBREGON qui a su me transmettre sa passion au cours des années de formation passées à la Faculté des Sciences de Limoges.

J'exprime également ma sincère reconnaissance à Madame M.C. LEROUGE pour sa gentillesse, sa disponibilité et son aide précieuse durant ces trois années.

Je remercie bien évidemment tous les thésards, enseignants-chercheurs et toutes les personnes que j'ai côtoyé au cours de ces trois années, et notamment les membres de l'équipe « circuits actifs » avec qui j'ai travaillé dans une très bonne ambiance. Enfin, je souhaite bonne continuation aux actuels et futurs docteurs en télécoms de Limoges et de Brive.

Glossaire

Mélangeurs :

SHM	Sub-Harmonic Mixer	Mélangeur sous-harmonique
EHM	Even-Harmonic Mixer	Mélangeur à harmoniques paires
APDP	Anti-Parallel Diode Pair	Paire de diodes antiparallèles
SEM	Single-Ended Mixer	Mélangeur simple
SBM	Single-Balanced Mixer	Mélangeur simplement équilibré
DBM	Double-Balanced Mixer	Mélangeur doublement équilibré
DDBM	Double-Double-Balanced Mixer	Mélangeur doublement doublement équilibré
IRM	Image Reject Mixer	Mélangeur à réjection de fréquence image
SSB	Single Side-Band	A bande latérale unique
DSB	Double Side-Band	À double bande latérale
LSB	Lower Side-Band	Bande latérale inférieure
USB	Upper Side-Band	Bande latérale supérieure

Fréquences de mélange :

LO	Local Oscillator	OL : Oscillateur Local
2LO		2OL : 2nd harmonique de l'OL
IM	Image	IM : Fréquence image
RF	Radio frequency	RF : Radio Fréquence
IF	Intermediate Frequency	FI : Fréquence Intermédiaire
DC	Direct Current	Courant Continu
Spurs		Fréquences de mélange non désirées

Grandeurs caractéristiques :

Lc	Conversion Loss	Pertes de conversion
Gc	Conversion Gain	Gain de conversion
P _{1dB}	1dB compression power	Puissance à 1dB de compression
IP3	Third Order Intercept	Point d'interception d'ordre 3
NF	Noise Factor	Facteur de bruit
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio	TOS : Taux d'ondes stationnaires

Systèmes :

Rx	Receiver	Partie réception
Tx	Transmitter	Partie émission
Up-converter		Convertisseur à fréquence ascendante
Down-converter		Convertisseur à fréquence descendante

Circuits :

Balun	BALanced-to-UNbalanced	Convertisseur mode commun - mode différentiel
BPF	Band-Pass Filter	Filtre passe-bande
LPF	Low-Pass Filter	Filtre passe-bas

HPF	High-Pass Filter	Filtre passe-haut
LNA	Low Noise Amplifier	Amplificateur faible bruit
PA	Power Amplifier	Amplificateur de puissance
HPA	High Power Amplifier	Amplificateur de forte puissance
DSP	Digital Signal Processor	Processeur de traitement de signal

Matériaux actifs :

GaAs	Gallium Arsenide	Arséniure de Gallium
InP	Indium Phosphide	Phosphure d'Indium
Si	Silicon	Silicium
SiGe	Silicon Germanium	Silicium Germanium

Technologies de composants :

SBD	Schottky Barrier Diode	Diode à barrière Schottky
FET	Field Effect Transistor	Transistor à effet de champ
MESFET	Metal-Semiconductor FET	
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor FET	Transistor MOS
HEMT	High Electron Mobility Transistor	Transistor à effet de champ à hétérojonction
PHEMT	Pseudomorphic HEMT	HEMT pseudomorphique
MHEMT	Metamorphic HEMT	HEMT métamorphique
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor	Transistor bipolaire à hétérojonction
CMOS	Complementary MOS	MOS complémentaire

Technologies de circuits :

MIC	Microwave Integrated Circuit	Circuit hybride
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit	Circuit intégré monolithique micro-onde
RFIC	Radio-Frequency Integrated Circuit	Circuit intégré radio-fréquence
CPW	Coplanar WaveGuide	Guide d'onde coplanaire
SMC	Surface Mount Components	Composants montés en surface
MFC	Multi-Function	Puce multifonction
SoC	System on Chip	Système sur une puce

Applications :

WLAN	Wireless Local Area Network	Réseau local sans fil
MVDS	Multipoint Video Delivery-System	
LMDS	Local Multipoint Distribution Services	
MWS	Multimedia Wireless System	BLR : Boucle Locale Radio
DSL	Digital Subscriber Line	
ADSL	Asynchronous DSL	DSL asynchrone
FTTH	Fiber To The Home	Fibre optique jusqu'au domicile

Institutions :

ETSI	European Telecommunications Standards Institute
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers

Autres :

CAD	Computer-Aided Design	CAO : Conception Assistée par Ordinateur
NDF	Normalized Determinant Function	Fonction normalisée du déterminant
RR	Return Ratio	Retour de niveau

Bandes de fréquences IEEE

Désignation	Domaine de fréquences (GHz)
VHF	0.030 - 0.300
UHF	0.300 - 1.00
Bande L	1 - 2
Bande S	2 - 4
Bande C	4 - 8
Bande X	8 - 12
Bande Ku	12 - 18
Bande K	18 - 26.5
Bande Ka	26.5 - 40
Bande Q	33-50
Bande U	40 - 60
Bande V	50 - 75
Bande E	60 - 90
Bande W	75 - 110
Bande F	90 - 140
Bande D	110 - 170
Bande G	140 - 220

Les fréquences à partir de la bande K (>18 GHz) sont communément appelées fréquences millimétriques (mm-Wave).

Table des matières

INTRODUCTION GÉNÉRALE	9
CHAPITRE I : PRINCIPES ET GRANDEURS CARACTÉRISTIQUES DES MÉLANGEURS	13
I.1. PRINCIPES GÉNÉRAUX DU MÉLANGE ET DE LA TRANSPOSITION DE FRÉQUENCE .	15
I.1.1. Description d'un mélangeur idéal	17
I.1.2. Description du mélange par une non-linéarité	18
I.2. PRINCIPE DES MÉLANGEURS RÉSISTIFS : RÉALISATION D'UNE CONDUCTANCE VARIABLE DANS LE TEMPS	21
I.2.1. Cas d'un dipole résistif : la diode	21
I.2.2. Cas du FET froid.....	26
I.3. GRANDEURS CARACTÉRISTIQUES DES MÉLANGEURS	28
I.3.1. Pertes de conversion	28
I.3.2. Pertes de conversion des mélangeurs résistifs	28
I.3.3. Isolations et réjections.....	29
I.3.4. Linéarité	32
I.3.5. Facteur de bruit	35
I.4. BIBLIOGRAPHIE.....	38
CHAPITRE II : LES DIFFÉRENTS TYPES DE MÉLANGEUR	39
II.1. INTRODUCTION	41
II.2. MÉLANGEURS RÉSISTIFS À DIODE SCHOTTKY.....	42
II.2.1. La diode Schottky	42
II.2.2. Mélangeurs simple diode	44
II.2.3. Propriétés élémentaires des mélangeurs équilibrés.....	45
II.2.4. Mélangeurs simplement équilibrés à diode.....	47
II.2.5. Mélangeurs doublement équilibrés à diode	50
II.2.6. Mélangeurs triplement équilibrés	55

II.2.7.	Amélioration de la linéarité des mélangeurs à diode	55
II.2.8.	Mélangeurs sous-harmoniques à diode	57
II.2.9.	Conclusions sur les mélangeurs à diode	62
II.3.	MÉLANGEURS RÉSISTIFS À FET FROID.....	63
II.3.1.	Mélangeurs simples à FET froid.....	63
II.3.2.	Mélangeurs simplement équilibrés à FET froid.....	65
II.3.3.	Mélangeurs doublement équilibrés à FET froid	67
II.4.	MÉLANGEURS ACTIFS	69
II.5.	MÉLANGEURS À RÉJECTION D'IMAGE À OPPOSITION DE PHASE	72
II.5.1.	Principe de fonctionnement	73
II.5.2.	Performances.....	73
II.6.	CONCLUSION	75
II.7.	BIBLIOGRAPHIE.....	76

CHAPITRE III : COUPLEURS ET BALUNS INTÉGRÉS..... 83

III.1.	INTRODUCTION	85
III.2.	CONTRAINTES DE RÉALISATION EN TECHNOLOGIE MMIC.....	86
III.3.	COUPLEURS PASSIFS PLANAIRES.....	88
III.3.1.	Définition des coupleurs directifs	88
III.3.2.	Couplage de proximité.....	90
III.3.3.	Coupleur de Lange [III- 2].....	92
III.3.4.	Coupleur à branches.....	96
III.3.5.	Coupleur 0-180° en anneau.....	97
III.3.6.	Réalisation du coupleur en anneau en lignes	98
III.3.7.	Coupleur en anneau en éléments localisés.....	102
III.3.8.	Coupleur de Wilkinson	103
III.4.	BALUNS PASSIFS PLANAIRES	105
III.4.1.	Balun transformateur	106
III.4.2.	Balun $\lambda/2$	106
III.4.3.	Balun réalisé à partir d'un coupleur en anneau	107

III.4.4. Balun à filtres passe-haut/passe-bas.....	108
III.4.5. Baluns à lignes couplées	109
III.5. BALUNS ACTIFS INTÉGRÉS	113
III.5.1. Les baluns actifs dans les mélangeurs résistifs	113
III.5.2. Évaluation des potentialités des baluns actifs.....	114
III.6. BIBLIOGRAPHIE.....	118

**CHAPITRE IV : MÉTHODES DE CONCEPTION DES MÉLANGEURS.
APPLICATION À LA RÉALISATION MMIC D'UN MÉLANGEUR SOUS-
HARMONIQUE ÉQUILIBRÉ À FET FROID 121**

IV.1. INTRODUCTION	123
IV.2. DÉMARCHE DE MODÉLISATION.....	124
IV.2.1. Outils de caractérisation en impulsion.....	124
IV.2.2. Modèles électriques	125
IV.2.3. Outils de traitement des données mesurées	126
IV.2.4. Outils de modélisation mathématique.....	126
IV.2.5. Outils d'optimisation	127
IV.2.6. Modélisation des transistors PP15_2x75 à chaud et à froid	127
IV.3. SIMULATION DES MÉLANGEURS.....	135
IV.4. MÉTHODES DE CONCEPTION DES MÉLANGEURS.....	137
IV.4.1. Optimisation des pertes de conversion	137
IV.4.2. Détermination des conditions conduisant aux pertes de conversion optimales	138
IV.4.3. Simulation statistique.....	138
IV.4.4. Détermination des impédances RF et FI optimales	140
IV.5. MÉLANGEUR MMIC SOUS-HARMONIQUE ÉQUILIBRÉ À FET FROID.....	142
IV.5.1. Présentation du projet de recherche européen LOTTO	142
IV.5.2. Présentation du mélangeur.....	143
IV.5.3. Architecture du mélangeur sous-harmonique équilibré x2 à FET froid	143
IV.5.4. Méthodologie de conception du mélangeur sous -harmonique x2 équilibré ...	154
IV.6. CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR D'OL INTÉGRÉ.....	160

IV.6.1. Méthode de simulation des générateurs de substitution	160
IV.6.2. Potentialités en puissance de sortie du transistor PP15_2x75	161
IV.6.3. Cahier des charges de l'amplificateur d'OL	161
IV.6.4. Amplificateur avec rétroaction résistive	162
IV.6.5. Analyse de stabilité linéaire par le facteur K	163
IV.6.6. Oscillations basse-fréquence.....	163
IV.6.7. Analyse de stabilité linéaire par le NDF	165
IV.6.8. Analyse de stabilité non-linéaire par le NDo.....	166
IV.6.9. Réalisation de l'amplificateur d'OL	169
IV.7. RÉSULTATS DE SIMULATION	171
IV.8. MESURES DES CIRCUITS RÉALISÉS.....	175
IV.9. CONCLUSION	179
IV.10. BIBLIOGRAPHIE.....	180
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	185

Introduction générale

Le développement des systèmes de communications sans fil destinés au grand public conduit à une évolution importante du domaine de l'électronique hyperfréquence liée aux exigences sur les performances, l'intégration, et le coût des circuits. Les applications multimédia haut débit émergentes nécessitent en effet la réalisation de circuits analogiques hautes performances et bas coût à des fréquences de plus en plus élevées, pour lesquelles le choix de la technologie MMIC s'impose.

Assurant la fonction de transposition de fréquence, le mélangeur est un composant essentiel de tous les émetteurs et récepteurs fonctionnant aux fréquences micro-ondes. Le travail que nous présentons ici traite des méthodologies nécessaires à la conception souvent très délicate de ce circuit. En nous appuyant sur la description des différentes topologies et méthodologies de conception existantes pour les mélangeurs (équilibrés, sous-harmoniques à paires de diodes Schottky antiparallèles, à FET froid, etc.), nous appliquons ces principes au développement de la méthodologie de conception et à la réalisation d'une nouvelle architecture de mélangeur résistif millimétrique à hautes performances « le mélangeur sous-harmonique d'ordre 2 équilibré à paire de FETs froids ». L'objectif majeur de ce travail est de démontrer les fortes potentialités en linéarité des mélangeurs résistifs à FETs froids aux fréquences millimétriques.

En effet, les mélangeurs sous-harmoniques d'ordre n sont très intéressants pour la réalisation de circuits aux fréquences millimétriques et particulièrement aux fréquences supérieures à 40GHz car ils permettent d'utiliser des oscillateurs locaux réalisés à des fréquences plus basses (f_0/n) qui sont moins coûteux et présentent de meilleures performances en bruit de phase, sans qu'il soit nécessaire pour cela d'avoir recours à un multiplieur de fréquence. De plus, par rapport à des mélangeurs fondamentaux, les mélangeurs sous-harmoniques d'ordre n permettent d'améliorer la réjection de la fréquence de l'oscillateur local et de ses harmoniques. Les mélangeurs sous-harmoniques permettent donc une intégration maximale du système associée à une réduction des coûts et une amélioration des performances au détriment toutefois d'une plus grande complexité de conception.

Dans ce cadre, la synthèse de mes activités de recherche doctorale concernant les mélangeurs est présentée dans quatre chapitres :

En guise d'introduction, 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 isolations, les pertes de conversion et la linéarité.

Le deuxième chapitre présente une étude générale des architectures existantes de mélangeur (à diode Schottky ou à transistor, actifs ou passifs, etc.) en précisant à chaque fois leurs principales caractéristiques et performances.

Le troisième chapitre s'intéresse à la réalisation des coupleurs et baluns en technologie intégrée. 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. Nous présentons les principes de fonctionnement ainsi que les principales topologies des architectures de couplage passives avant de nous intéresser par la suite aux potentialités des baluns actifs. Ce chapitre est illustré par des exemples de conception de baluns passif et actif basse et haute fréquence pour les applications mélangeurs.

Le quatrième chapitre présente la méthodologie de conception des mélangeurs que nous avons développée ainsi que son application à la réalisation MMIC d'un mélangeur up-converter sous-harmonique équilibré d'ordre 2 à FET froid avec amplificateur d'OL intégré. Ce travail spécifique a été réalisé dans le cadre du projet de recherche européen LOTTO en

collaboration avec la société Thalès Microwave. Dans cette étude, nous détaillerons la méthode de modélisation non linéaire du FET froid que nous avons mise en œuvre ainsi que les différentes étapes de conception et les techniques spécifiques de CAO développées. Le principe de l'architecture équilibrée que nous proposons pour le mélangeur sous harmonique d'ordre 2 est détaillée de même que les principaux résultats de simulation et de mesure des circuits MMIC réalisés en technologie PHEMT AsGa.

Les perspectives ouvertes par ce travail de recherche seront présentées dans la conclusion générale du manuscrit

CHAPITRE I :

Principes et grandeurs

caractéristiques des

mélangeurs

I.1. Principes généraux du mélange et de la transposition de fréquence

Un mélangeur est un dispositif permettant de transposer en fréquence un signal sans modifier l'information dont il est porteur. Les mélangeurs sont utilisés dans la plupart des systèmes de communications (télécoms, guidage, radars, etc...). Dans tous ces systèmes, les signaux utiles sont transposés en hyperfréquence (RF) pour l'émission en espace libre et sont inversement transposés vers les basses fréquences (FI) en réception pour être traités avec une électronique plus classique. Le mélangeur constitue un maillon essentiel de tout système d'émission/réception fonctionnant aux fréquences micro-ondes.

On distingue deux modes de fonctionnement pour le mélangeur (up-converter et down-converter) qui correspondent respectivement à la transposition de la fréquence FI vers la fréquence RF et à la transposition de la fréquence RF vers la fréquence FI. Certains mélangeurs sont optimisés pour un fonctionnement up-converter ou down-converter alors que d'autres peuvent fonctionner dans les deux modes avec des performances similaires

Un mélangeur peut donc :

- Soit augmenter la fréquence du signal utile (up-converter)
- Soit diminuer la fréquence du signal utile (down-converter)

Ce principe est illustré dans la figure I-1 :

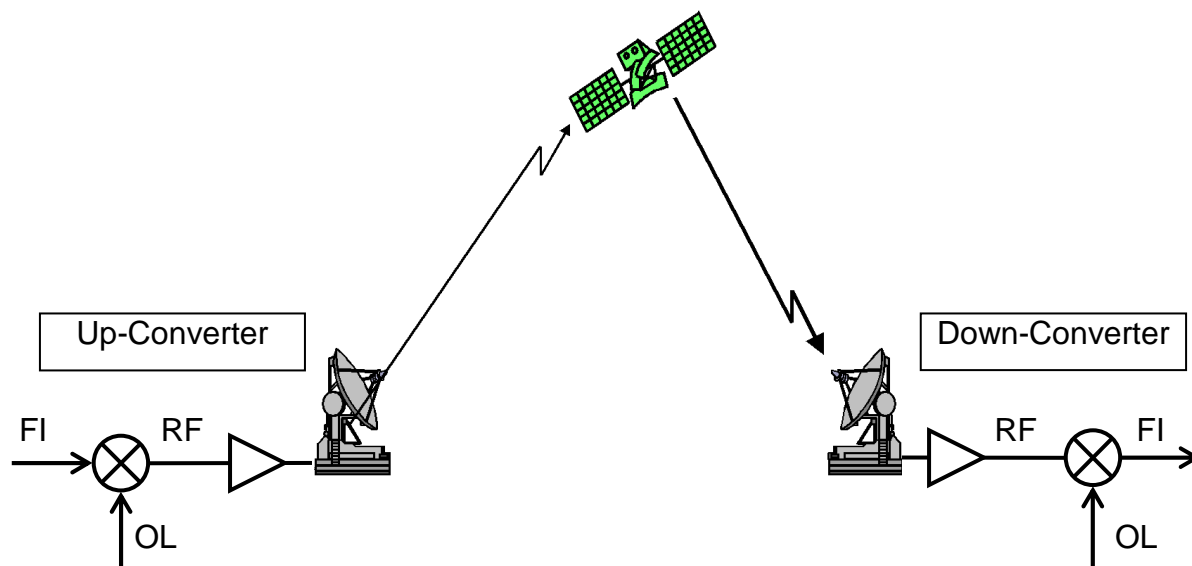


figure I-1 : Illustration des fonctions Up- et Down- Converter

Un mélangeur possède deux accès pour les fréquences utiles (Fréquence Intermédiaire FI et Radio-Fréquence RF) et un accès pour la fréquence de pompe OL (Oscillateur Local). Pour assurer la transposition de fréquence entre les accès d'entrée et de sortie (FI et RF), la non-linéarité fondamentale de l'élément mélangeur doit être excitée à son accès OL par un signal d'amplitude très supérieure à celle des signaux utiles (FI et RF).

Dans le cadre de ce travail, nous nous intéresserons plus particulièrement aux mélangeurs à fréquence FI basse (quelques GHz au maximum) et très inférieure aux fréquences RF et OL. Cette configuration est en effet typiquement employée dans les systèmes de communication à architecture superhétérodyne (figure I-2a). Certains mélangeurs utilisés en instrumentation et les convertisseurs de fréquence utilisés dans le domaine spatial ont cependant des fréquences FI supérieures à la fréquence OL [I- 1], [I- 2].

Dans la configuration superhétérodyne, une deuxième conversion de fréquence est réalisée à partir de la fréquence FI pour ramener le signal en bande de base où il sera traité. Signalons qu'on voit aujourd'hui se développer des architecture homodyne zéro-FI [I- 3] dans laquelle la conversion se fait de manière directe vers la bande de base (figure I-2b). Cette architecture est attrayante car elle nécessite moins de composants et devient donc très intéressante dans la perspective de réalisation de systèmes complets sur une puce (System on Chip SoC) associée à une réduction des coûts. Néanmoins, elle impose des contraintes très sévères au niveau des performances des composants et en particulier au niveau des mélangeurs, ce qui la rend difficilement applicable aux fréquences millimétriques.

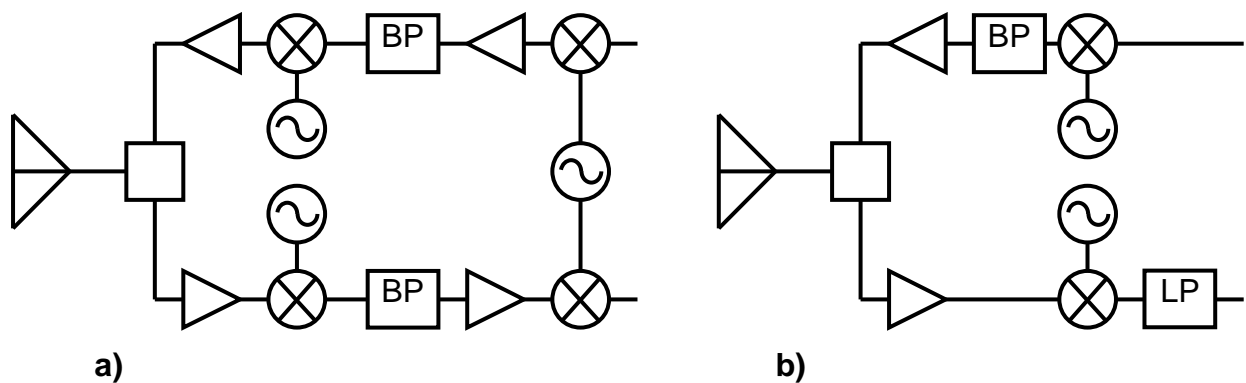


figure I-2 : Structure d'un émetteur/récepteur

a) architecture superhétérodyne classique

b) architecture homodyne zéro-FI

I.1.1. DESCRIPTION D'UN MÉLANGEUR IDÉAL

Un mélangeur idéal est un multiplicateur analogique (figure I-3) :

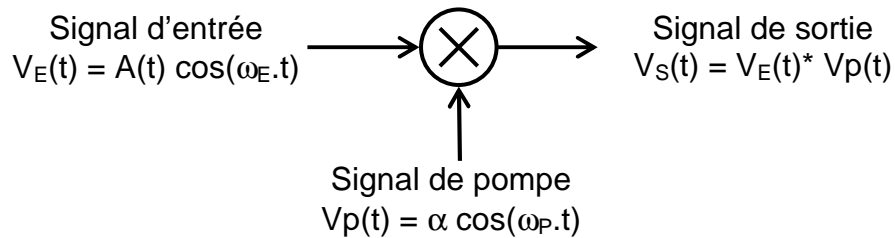


figure I-3 : Mélangeur idéal

Soit $V_E(t)$, le signal d'entrée constitué d'une porteuse à la pulsation ω_E dont l'amplitude est modulée par l'information $A(t)$

Soit $V_P(t)$, le signal de référence (dit de pompe) à ω_P issu d'un oscillateur local.

Le signal de sortie s'écrit :

$$V_S(t) = V_E(t) \cdot V_P(t) \quad (I-1)$$

$$= \alpha A(t) \cos(\omega_E.t) \cos(\omega_P.t) \quad (I-2)$$

d'où :

$$V_S(t) = \frac{\alpha A(t)}{2} [\cos(\omega_E - \omega_P)t + \cos(\omega_E + \omega_P)t] \quad (I-3)$$

Après multiplication de $V_E(t)$ et $V_P(t)$, deux nouvelles fréquences sont générées comme étant la somme et la différence des 2 premières. Chacun des signaux de sortie est porteur de l'information du signal d'entrée $A(t)$. On peut sélectionner par filtrage soit la fréquence haute, soit la fréquence basse selon le type de transposition de fréquence que l'on souhaite effectuer (figure I-4).

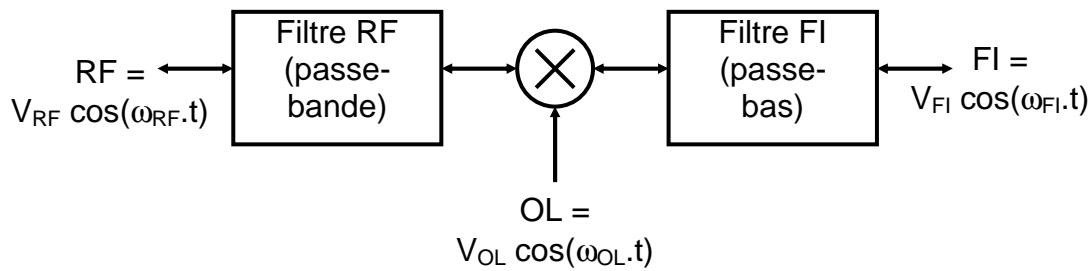


figure I-4 : Sélection des fréquences RF et FI par filtrage

I.1.2. DESCRIPTION DU MÉLANGE PAR UNE NON-LINÉARITÉ

En pratique, l'opération de mélange est réalisée en utilisant des composants non-linéaires. De plus, bien que simple mathématiquement, l'opération de multiplication s'avère quasiment impossible à réaliser de manière idéale.

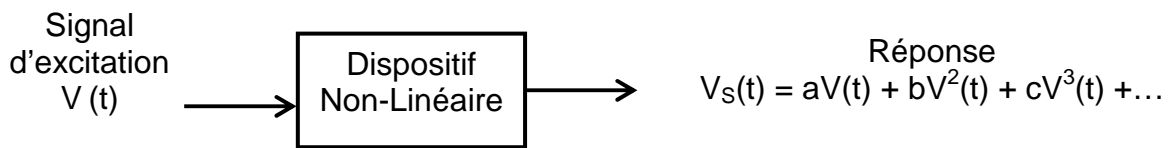


figure I-5 : Mélangeur réalisé à partir d'un dispositif non-linéaire

Soit un dispositif non-linéaire dont la réponse peut être mise sous la forme :

$$V_S(t) = aV(t) + bV^2(t) + cV^3(t) + \dots \quad (I-4)$$

excité par la somme de deux signaux sinusoïdaux $V_E(t)$ et $V_{OL}(t)$ aux pulsations ω_E et ω_{OL} :

$$V(t) = V_E \cos(\omega_E.t) + V_{OL} \cos(\omega_{OL}.t) \quad (I-5)$$

Le développement de la réponse du dispositif non-linéaire en fonction des fréquences F_E et F_{OL} (figure I-6) montre que l'on obtient en sortie les harmoniques de ces fréquences ainsi que d'autres fréquences de battement du type :

$$\pm mF_{OL} \pm nF_E \quad (\text{avec } m \text{ et } n \text{ entiers positifs}) \quad (I-6)$$

1er ordre : $aV(t)$	2nd ordre : $bV^2(t)$	3ème ordre : $cV^3(t)$...
$aV_E \cos(\omega_E t)$ + $aV_{OL} \cos(\omega_{OL} t)$	$\frac{b}{2} (V_E^2 + V_{OL}^2)$ $+\frac{b}{2} V_E^2 \cos(2\omega_E t)$ $+\frac{b}{2} V_{OL}^2 \cos(2\omega_{OL} t)$ $+bV_E V_{OL} \cos(\omega_{OL} + \omega_E)t$ $+bV_E V_{OL} \cos(\omega_{OL} - \omega_E)t$	$(\frac{3c}{4} V_E^3 + \frac{3c}{2} V_E V_{OL}^2) \cos(\omega_E t)$ $+(\frac{3c}{4} V_{OL}^3 + \frac{3c}{2} V_{OL} V_E^2) \cos(\omega_{OL} t)$ $+\frac{c}{4} V_E^3 \cos(\omega_E t) + \frac{c}{4} V_{OL}^3 \cos(3\omega_{OL} t)$ $+\frac{3c}{4} V_{OL}^2 V_E [\cos(2\omega_E + \omega_{OL})t + \cos(2\omega_E - \omega_{OL})t]$ $+\frac{3c}{4} V_E^2 V_{OL} [\cos(2\omega_{OL} + \omega_E)t + \cos(2\omega_{OL} - \omega_E)t]$...

figure I-6 : Tableau représentant la décomposition du signal de sortie d'un mélangeur

En utilisant les formules trigonométriques, on montre que chaque terme $V_{OL}^m(t)$ génère l'harmonique mF_{OL} , que chaque terme $V_E^n(t)$ génère l'harmonique nF_E , et enfin que chaque terme croisé $K.V_{OL}^m(t).V_E^n(t)$ génère des fréquences sommes ($mF_{OL} + nF_E$) et des fréquences différences ($mF_{OL} - nF_E$) ou $(-mF_{OL} + nF_E)$ (avec m et n entiers positifs).

Contrairement au multiplieur idéal, un élément non-linéaire génère donc un grand nombre de signaux aux fréquences de mélange dont l'amplitude décroît cependant lorsque les ordres m et n augmentent (figure I-7). Pour supprimer les raies parasites, on procède par filtrage ou en utilisant les propriétés d'opposition de phase d'une topologie équilibrée.

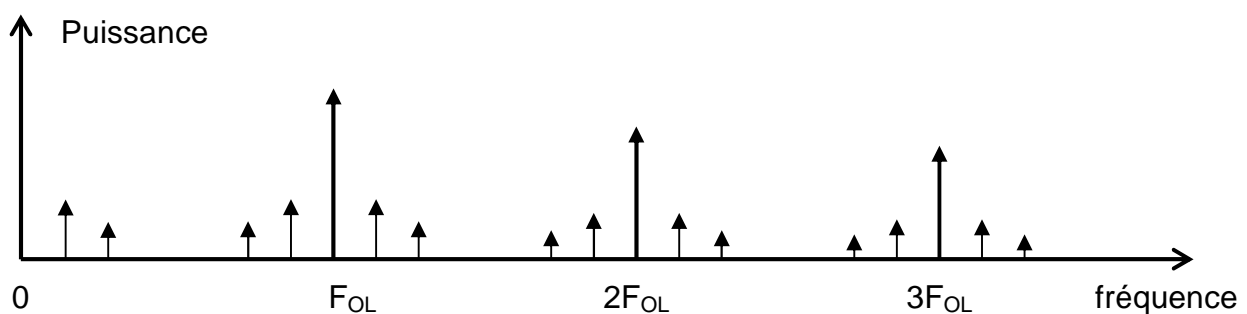


figure I-7 : Spectre de mélange

Les fréquences des raies du spectre peuvent s'exprimer en fonction des fréquences OL et FI :

$$m_1 F_{OL} \pm n_1 F_{FI} \quad \text{avec } m_1 \text{ et } n_1 \text{ entiers positifs, si } F_{OL} > F_{FI} \quad (I-7)$$

ce qui s'écrit de manière équivalente en fonction de la fréquence RF :

$$\pm m_2 F_{OL} \pm n_2 F_{RF} \quad \text{avec } m_2 \text{ et } n_2 \text{ entiers positifs} \quad (I- 8)$$

Dans le cas d'un mélangeur fondamental, pour lequel le mélange s'effectue avec la fréquence fondamentale de l'OL, la fréquence RF est donnée par :

$$F_{RF} = F_{OL} \pm F_{FI} \quad (I- 9)$$

De manière plus générale, lorsque le mélange s'effectue avec l'harmonique x de l'OL, on a :

$$F_{RF} = x F_{OL} \pm F_{FI} \quad (I- 10)$$

Si ($x > 1$, x entier) on parle alors de mélangeur sous-harmonique d'ordre x . La figure I-8 illustre les raies principales du spectre d'un mélangeur sous-harmonique d'ordre 2 que l'on appelle en général plus simplement « mélangeur sous-harmonique $x2$ ». Les termes correspondant au signal utile de mélange d'un mélangeur fondamental et d'un mélangeur sous-harmonique $x2$ sont surlignés dans le tableau de la figure I-6 : .

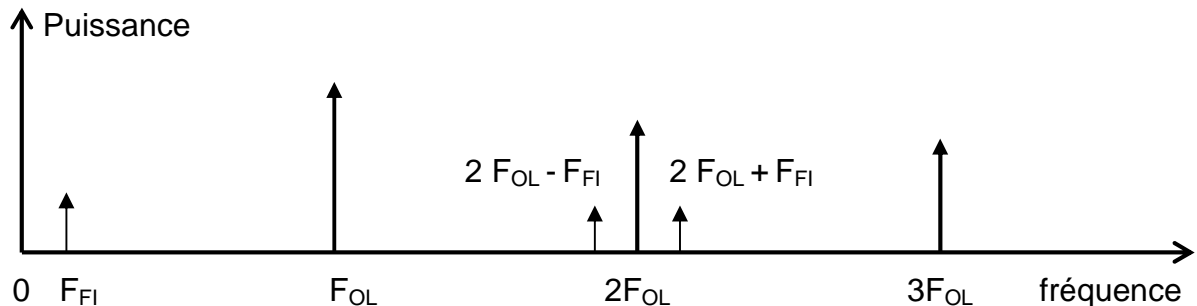


figure I-8 : Principales raies du spectre d'un mélangeur sous-harmonique $x2$

Les fréquences des signaux en bande latérale supérieure USB ($x.F_{OL} + F_{FI}$) et en bande latérale inférieure LSB ($x.F_{OL} - F_{FI}$) sont symétriques par rapport à la fréquence ($x.F_{OL}$) de l'harmonique d'OL réalisant le mélange. Dans le cas le plus courant, on utilise une seule des deux bandes à la fois (fonctionnement bande latérale unique SSB). Le signal utile est appelé signal RF tandis que l'autre fréquence est appelée fréquence image. Comme nous le verrons, cette fréquence parasite a une influence importante sur le fonctionnement du mélangeur.

I.2. Principe des mélangeurs résistifs : Réalisation d'une conductance variable dans le temps

Les mélangeurs résistifs sont basés sur la réalisation d'une conductance non-linéaire variant périodiquement dans le temps au rythme du signal de pompe. Cette conductance pompée $g(t)$ est réalisée grâce à un élément non-linéaire excité par un signal OL de forte amplitude et de pulsation ω_{OL} . Sa décomposition en série de Fourier s'écrit:

$$g(t) = g_0 + g_1 \cdot \cos \omega_{OL}t + g_2 \cdot \cos 2\omega_{OL}t + g_3 \cdot \cos 3\omega_{OL}t + \dots \quad (I- 11)$$

Le mélange est réalisé en appliquant la tension d'entrée $V_E(t)$ aux bornes de la conductance pompée $g(t)$ (figure I-9). D'après la loi d'Ohm, le courant $I_S(t)$ est égal à la multiplication de $g(t)$ par $V_E(t)$ et contient donc les fréquences de mélange.

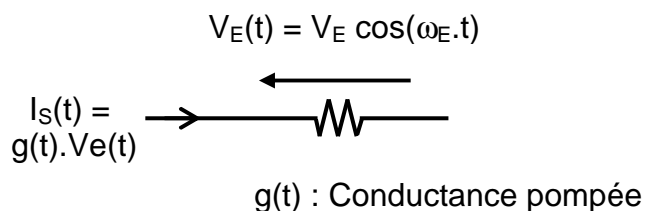


figure I-9 : Principe du mélangeur résistif

I.2.1. CAS D'UN DIPOLE RESISTIF : LA DIODE

L'obtention d'une conductance pompée peut être illustrée plus en détail à travers 3 types d'excitation dans le cas d'un dipôle non-linéaire résistif de type diode.

I.2.1.1. *Excitation par un signal périodique de faible amplitude*

Soit $i=f(v)$ la caractéristique du dipôle non-linéaire considéré. Ce dipôle est excité par un générateur de tension continue et un générateur de tension alternative de faible amplitude comme le montre la figure I-10 :

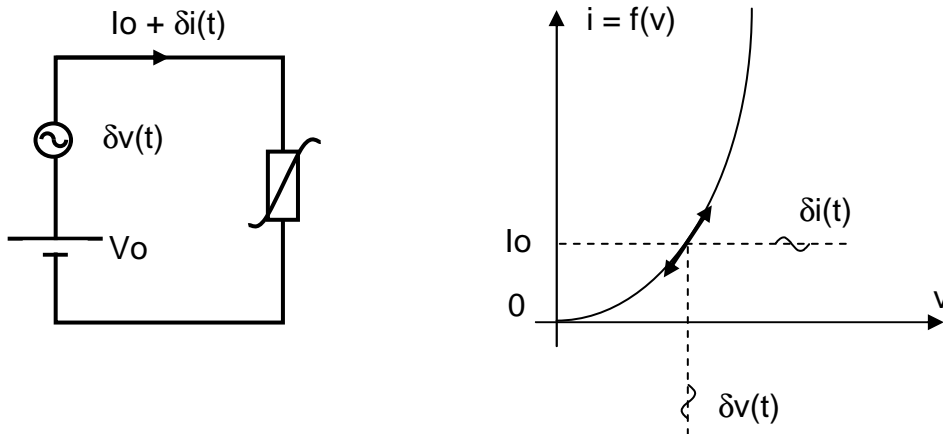


figure I-10 : Dipôle non-linéaire excité par un signal périodique de faible amplitude

Le point de repos du circuit de la figure I-10 satisfait la relation :

$$i_0 = f(V_0) \quad (I- 12)$$

La superposition du signal bas niveau peut s'écrire :

$$i_0 + \delta i = f(V_0 + \delta v) \quad (I- 13)$$

La condition faible amplitude de δv permet une décomposition en série de Taylor de l'équation précédente.

$$i_0 + \delta i = f(V_0) + \frac{\partial f}{\partial v}(V_0) \delta v + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial v^2}(V_0) \delta v^2 + \dots \quad (I- 14)$$

Tant que le signal δv est suffisamment faible, le développement précédent peut être limité au premier ordre.

$$\text{soit } \delta i = \frac{\partial f}{\partial v}(V_0) \delta v \quad (I- 15)$$

Le terme $\frac{\partial f}{\partial v}(V_0)$ n'est autre que la pente de la caractéristique $f(V)$ du dipôle non-linéaire autour de la tension continue V_0 et représente donc la conductance « vue » par le signal bas niveau δv .

$$\text{Soit } \delta i = g_0 \delta v \quad (I- 16)$$

$$\text{avec } g_0 = \frac{\partial f}{\partial v}(V_0) \text{ conductance différentielle bas niveau} \quad (I- 17)$$

Cette démarche de linéarisation bas niveau est identique à celle appliquée lors de la mesure des paramètres [S] d'un élément non-linéaire autour d'un point de polarisation.

I.2.1.2. Excitation par un signal périodique de forte amplitude

Dans le cas d'un signal périodique de forte amplitude, le circuit considéré est celui de la figure I-11 dans lequel le générateur $V(t)$ a une amplitude telle qu'une linéarisation locale de la caractéristique $i = f(v)$ n'est plus possible.

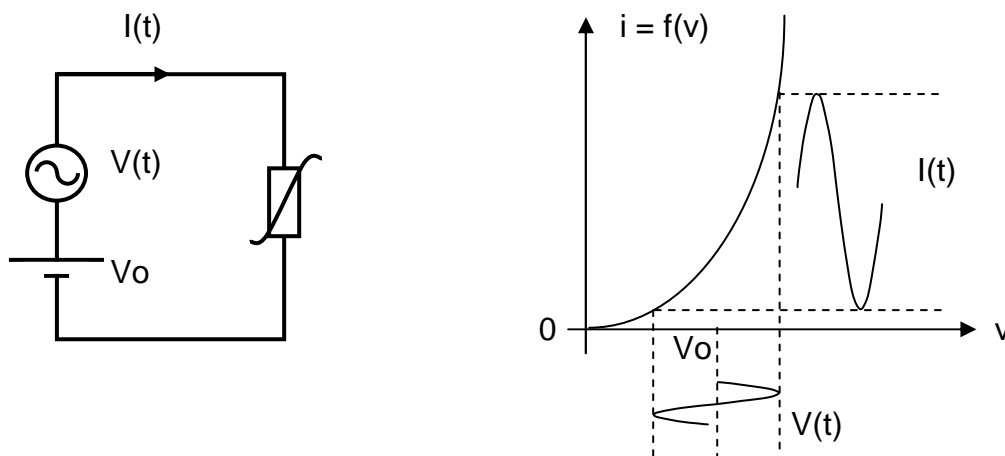


figure I-11 : Dipôle non-linéaire excité par un signal périodique de forte amplitude

L'excursion de la tension fort niveau $V(t)$ sur la caractéristique non-linéaire $i = f(v)$ va générer des harmoniques du courant. Si les impédances de fermeture du dipôle aux fréquences harmoniques de la fréquence fondamentale d'excitation sont non nulles, il y aura génération d'harmoniques de tension. L'état fort niveau du circuit nécessite alors un calcul non-linéaire. Les courants et tensions calculés sont toujours périodiques par rapport à la pulsation d'excitation ω_p et peuvent donc s'écrire :

$$I(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} I_n e^{jn\omega_p t} \quad (I- 18)$$

$$V(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} V_n e^{jn\omega_p t} \quad (I- 19)$$

$$\text{tels que } \begin{cases} I(t) = f(V(t)) \\ V_0 = Z_L(0) I_0 \\ V_1 = Z_L(\omega_p) I_1 \\ V_2 = Z_L(2\omega_p) I_2 \\ \dots \end{cases} \quad (I-20)$$

avec $Z_L(\omega)$ impédance de fermeture du dipôle non-linéaire à la pulsation ω .

Remarque : dans l'exemple de la figure I-11 pour une diode idéale, $Z_L(\omega)$ est nulle à toutes les fréquences. Il n'y a donc pas de génération d'harmoniques de tension. L'état établi du circuit considéré se réduit donc à :

$$I(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} I_n e^{jn\omega_p t} \quad (I-21)$$

$$V(t) = V_0 + V_1 \cos \omega_p t \quad (I-22)$$

La forme d'onde de la tension fort niveau reste sinusoïdale.

1.2.1.3. Excitation par un signal périodique de forte amplitude auquel se superpose un signal bas niveau

Le circuit est maintenant excité simultanément par un générateur de tension fort niveau $V(t)$ de pulsation ω_p et un générateur bas niveau $\delta v(t)$ de pulsation ω_s (figure I-12). Les pulsations fondamentales de ces 2 générateurs ne sont pas en rapport harmonique.

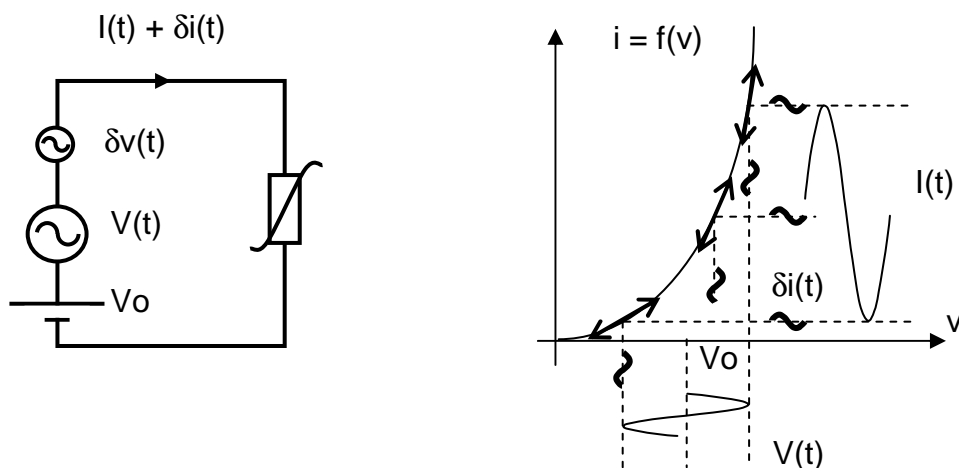


figure I-12 : Dipôle non-linéaire excité par un signal périodique de forte amplitude auquel se superpose un signal bas niveau

La condition fort niveau/bas niveau permet de considérer que le générateur de faible amplitude δv à ω_s n'intervient pas dans le calcul de l'état établi fort niveau du circuit. Par conséquent, la détermination de cet état établi peut être effectuée suivant le calcul précédent du paragraphe I.2.1.2. Les formes d'onde des courants et tensions fort niveau s'écrivent donc :

$$I(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} I_n e^{jn\omega_p t} \quad (I- 23)$$

$$V(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} V_n e^{jn\omega_p t} \quad (I- 24)$$

L'approche appliquée au signal bas niveau du paragraphe I.2.1.1 peut être reprise dans le cas présent. La différence fondamentale est cependant que le point de repos, précédemment fixe, évolue maintenant en fonction du signal de forte amplitude $V(t)$, dit de pompe.

La linéarisation de la caractéristique va donc s'opérer autour d'un point de repos variant périodiquement en fonction du temps au rythme de la pulsation ω_p .

Soit :

$$I(t) + \delta i(t) = f(V(t) + \delta v(t)) \quad (I- 25)$$

Une décomposition en série de Taylor au premier ordre conduit à :

$$I(t) + \delta i(t) = f(V(t)) + \frac{\partial f}{\partial v}(V(t)) \cdot \delta v(t) \quad (I- 26)$$

or

$$I(t) = f(V(t)) \quad (I- 27)$$

d'où l'équation régissant les courants et les tensions bas niveau s'écrit :

$$\delta i(t) = \frac{\partial f}{\partial v}(V(t)) \cdot \delta v(t) \quad (I- 28)$$

Le signal bas niveau $\delta v(t)$ « voit » donc une conductance $g(t)$ variant périodiquement dans le temps au rythme de la pulsation ω_p du signal de pompe $V(t)$ de forte amplitude. Cette conductance peut donc être décomposée en série de Fourier.

$$\delta i(t) = g(t) \cdot \delta v(t) \quad (I- 29)$$

avec

$$g(t) = \frac{\partial f}{\partial v}(V(t)) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g_n e^{jn\omega_p t} \quad (I- 30)$$

On a déjà démontré que la réalisation de ce type de conductance était satisfaisante pour mettre en œuvre le processus de conversion de fréquence. En effet, le fait d'injecter une tension bas niveau telle que $\delta v_s(t) = V_s \cos \omega_s t$ va générer un ensemble de courants et

tensions bas niveau aux pulsations de type $(n\omega_p \pm \omega_s)$. L'amplitude de ces courants et tensions dépend fortement des impédances de fermeture du dipôle non-linéaire à chacune des pulsations générées.

$$\delta i(t) = I_s e^{j\omega_s t} + \sum_{n=1}^{+\infty} I_{-n} e^{j(n\omega_p - \omega_s)t} + \sum_{n=1}^{+\infty} I_n e^{j(n\omega_p + \omega_s)t} \quad (I- 31)$$

$$\delta v(t) = V_s e^{j\omega_s t} + \sum_{n=1}^{+\infty} V_{-n} e^{j(n\omega_p - \omega_s)t} + \sum_{n=1}^{+\infty} V_n e^{j(n\omega_p + \omega_s)t} \quad (I- 32)$$

Avec

$$\begin{cases} \delta i(t) = g(t) \cdot \delta v(t) \\ V_s = Z_L(\omega_s) I_s \\ V_{-n} = Z_L(n\omega_p - \omega_s) I_{-n} \\ V_{+n} = Z_L(n\omega_p + \omega_s) I_n \end{cases} \quad (I- 33)$$

$Z_L(\omega)$: impédance de fermeture du dipôle non-linéaire à la pulsation ω

I_{-n}, V_{-n} : amplitudes complexes des courants et des tensions à $n\omega_p - \omega_s$

I_{+n}, V_{+n} : amplitudes complexes des courants et des tensions à $n\omega_p + \omega_s$.

Le formalisme des matrices de conversion utilisant l'approche précédente permet le calcul de ces courants et tensions bas niveau.

Par opposition au multiplicateur idéal présenté en I.1.1 qui ne produisait que deux pulsations $(\omega_p - \omega_s)$ et $(\omega_p + \omega_s)$, l'utilisation d'un élément non-linéaire conduit généralement à la génération de l'ensemble des pulsations du type $(n\omega_p \pm \omega_s)$ avec $n \in \mathbb{N}$.

I.2.2. CAS DU FET FROID

Le transistor à effet de champ est dit « froid » lorsqu'il est polarisé à une tension drain-source V_{ds} nulle. Il fonctionne alors dans la zone ohmique de sa caractéristique de telle sorte que le canal drain-source se comporte comme une conductance g_{ds} commandée par la tension grille-source V_{gs} (figure I-13).

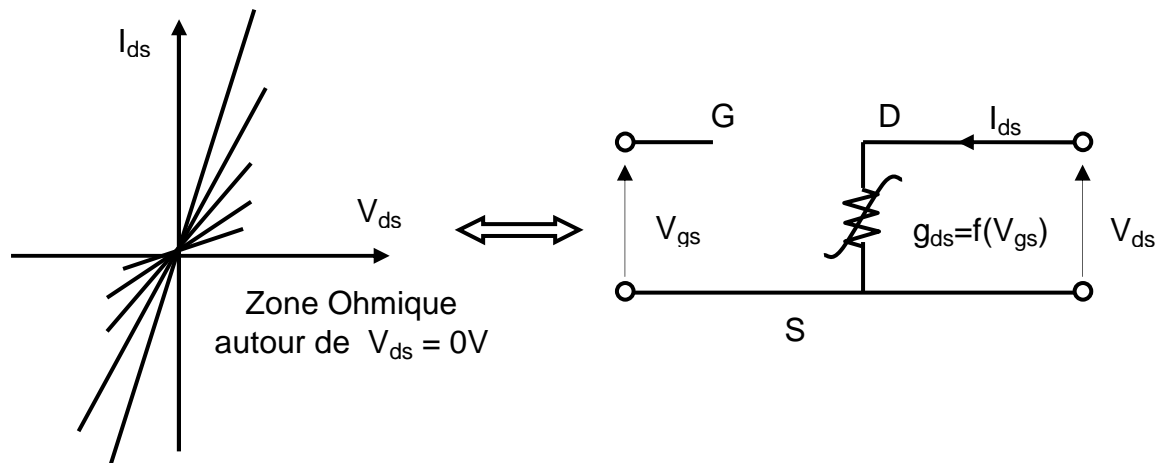


figure I-13 : La source de courant d'effet de champ d'un FET froid est assimilable à une conductance commandée en tension

Le signal OL fort niveau est appliqué sur la grille du transistor pour réaliser la conductance pompée $g_{ds}(t)$. La génération des fréquences de mélange s'opère entre drain et source. Les signaux bas niveau d'entrée et de sortie aux fréquences FI et RF sont donc respectivement appliqués et extraits sur le drain du transistor.

De par le comportement de sa source de courant d'effet de champ, le FET froid répond directement aux exigences de la conversion de fréquence. Fondamentalement, la diode ne doit sa linéarité par rapport au signal d'entrée qu'au caractère bas niveau de ce signal (linéarisation de la caractéristique exponentielle $i=f(v)$). À l'inverse, tant que le signal d'entrée reste dans sa zone de fonctionnement ohmique, le FET froid se comporte comme une véritable conductance variable. C'est la raison pour laquelle il permet d'excellentes performances en linéarité et ceci même dans le cas de niveaux de pompe limités.

I.3. Grandeurs caractéristiques des mélangeurs

Nous présentons dans cette section la définition des principales grandeurs caractéristiques qui sont utilisées pour mesurer les performances d'un mélangeur.

I.3.1. PERTES DE CONVERSION

Un mélangeur assure une conversion de puissance d'une fréquence vers une autre. L'importance du transfert de puissance entre la fréquence d'entrée du mélangeur et sa fréquence de sortie est caractérisé par le gain de conversion noté G_c . Dans le cas plus fréquent où le processus de mélange entraîne des pertes, on définit les pertes de conversion notées L_c comme étant le rapport de la puissance du signal d'entrée sur la puissance du signal de sortie aux fréquences correspondantes :

$$L_c = \frac{\text{Puissance à l' accès d' entrée à la fréquence d' entrée}}{\text{Puissance à l' accès de sortie à la fréquence de sortie}} \quad (I- 34)$$

Dans le cas d'un mode up-converter, L_c est définie comme étant le rapport de la puissance du signal d'entrée à la fréquence F_I sur la puissance de sortie à la fréquence R_F :

$$L_c = \frac{P_{F_I} \text{ à l' accès } F_I}{P_{R_F} \text{ à l' accès } R_F} \quad (I- 35)$$

soit en décibel:

$$L_{c \text{ (dB)}} = 10 \log \left(\frac{P_{F_I} \text{ à l' accès } F_I}{P_{R_F} \text{ à l' accès } R_F} \right) \quad (I- 36)$$

ou encore :

$$L_{c \text{ (dB)}} = P_{F_I \text{ (dBm)}} - P_{R_F \text{ (dBm)}} \quad (I- 37)$$

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

$$G_{c \text{ (dB)}} = - L_{c \text{ (dB)}} \quad (I- 38)$$

I.3.2 PERTES DE CONVERSION DES MÉLANGEURS RÉSISTIFS

Les mélangeurs résistifs étant fondés sur l'utilisation d'une conductance variable ne pouvant prendre de valeurs négatives, ils génèrent par essence des pertes de conversion. Les études théoriques montrent que les pertes de conversion minimales pour un mélangeur résistif

avec des terminaisons résistives sont de 3.9dB [I- 5]. Une technique connue sous le nom de récupération de la fréquence image consiste à charger réactivement la fréquence image de telle sorte à permettre une amélioration de L_c de l'ordre de 2dB, la puissance non dissipée à l'image étant réinjectée dans le mélangeur. Avec des terminaisons réactives à toutes les fréquences de mélange non désirées, la limite théorique des pertes de conversion devient 0dB.

En pratique, les pertes de conversion généralement obtenues pour un mélangeur résistif sont supérieures à 6dB.

De manière, les pertes de conversion dépendent :

- de la caractéristique courant/tension de l'élément non-linéaire utilisé. Cette caractéristique courant/tension doit permettre une variation maximale de résistance bas niveau. La borne supérieure de cette variation est atteinte lorsque la diode ou le FET froid sont à l'état bloqué. La résistance est alors de plusieurs $k\Omega$. À l'inverse, la valeur minimale de résistance dépend des éléments parasites ainsi que de la taille du composant.
- du signal de pompe fort niveau. La forme d'onde de la tension de commande fort niveau influe directement sur la forme d'onde de la conductance pompée $g(t)$. C'est donc un paramètre fondamental pour la conception et l'optimisation du mélangeur.
- des impédances de fermeture de la non-linéarité à l'ensemble des fréquences de mélange générées. Le processus de conversion de fréquence fait en effet intervenir simultanément l'ensemble des fréquences de mélange et rend par conséquent leurs niveaux respectifs interdépendants. Ainsi, par exemple, l'impédance de fermeture à la fréquence image aura une influence déterminante sur le niveau de sortie à la fréquence RF.

I.3.3 ISOLATIONS ET RÉJECTIONS

I.3.3.1 *Les isolations entre les accès*

La figure I-14 montre les principales isolations d'un mélangeur :

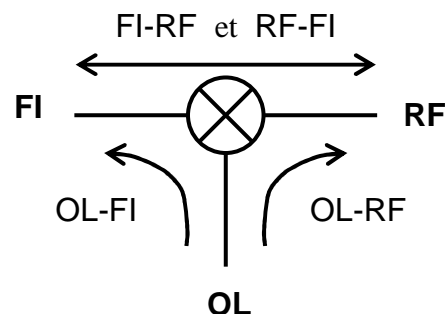


figure I-14 : Principales isolations d'un mélangeur

Les isolations mesurent sous forme de pertes d'insertion, les transferts de puissance non désirés entre deux accès à une fréquence donnée. Des isolations conséquentes garantissent qu'il ne pourra y avoir de perturbations liées aux signaux issus des autres accès.

$$\text{Isolation OL/RF (dB)} = P_{\text{OL à l'accès OL (dBm)}} - P_{\text{OL à l'accès RF (dBm)}} \quad (I- 39)$$

L'isolation OL/RF traduit la capacité du dispositif à éviter la fuite du signal OL sur l'accès RF. C'est généralement l'isolation la plus critique dans la mesure où le signal de pompe a une forte amplitude et qu'il se trouve à une fréquence proche de celle du signal RF. Enfin, le signal OL présent au niveau de l'accès RF pourra être rayonné par l'antenne, créant ainsi un rayonnement parasite.

Dans le cas des mélangeurs sous-harmoniques d'ordre x , on définit parfois des grandeurs telles que l'isolation x .OL/RF. La définition pour un mélangeur sous-harmonique est donnée par :

$$\text{Isolation } x\text{.OL/RF (dB)} = P_{\text{OL à l'accès OL (dBm)}} - P_{x\text{.OL à l'accès RF (dBm)}} \quad (I- 40)$$

On notera qu'il ne s'agit pas d'une isolation à proprement parler car les signaux aux deux accès ne sont pas à la même fréquence. La puissance générée à x .OL n'étant pas nécessairement directement fixée par le niveau de la puissance de l'OL, le paragraphe suivant définit la réjection (x .OL/RF) qui est une grandeur plus représentative dans le cas ($x > 1$).

1.3.3.2 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. Dans le cas des mélangeurs sous-harmoniques, l'harmonique de l'OL réalisant le mélange est aussi à considérer.

$$\text{Réjection } x\text{.OL/RF (dB)} = [P_{\text{RF (dBm)}} - P_{x\text{OL (dBm)}}] \text{ à l'accès RF} \quad (I- 41)$$

$$\text{Réjection IM-RF (dB)} = [P_{\text{RF (dBm)}} - P_{\text{IM (dBm)}}] \text{ à l'accès RF} \quad (I- 42)$$

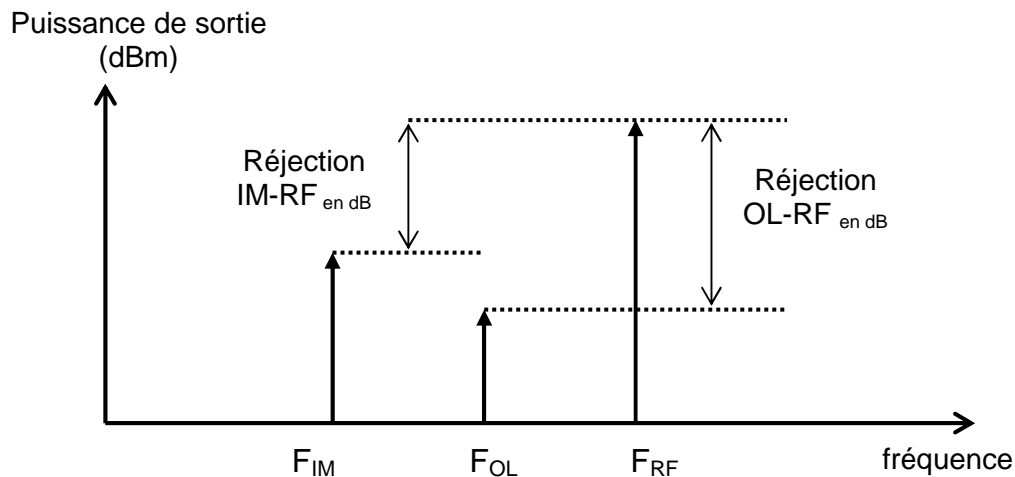


figure I-15 : Visualisation des principales réjections sur un spectre de sortie ($x=1$)

Remarque :

En régime petit signal du mélangeur, le signal de pompe OL a une amplitude particulièrement grande vis-à-vis de celles des signaux utiles FI et RF. Du fait de la fuite 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 I-16). Il est donc important de rejeter la contribution de la fréquence image à la puissance FI.

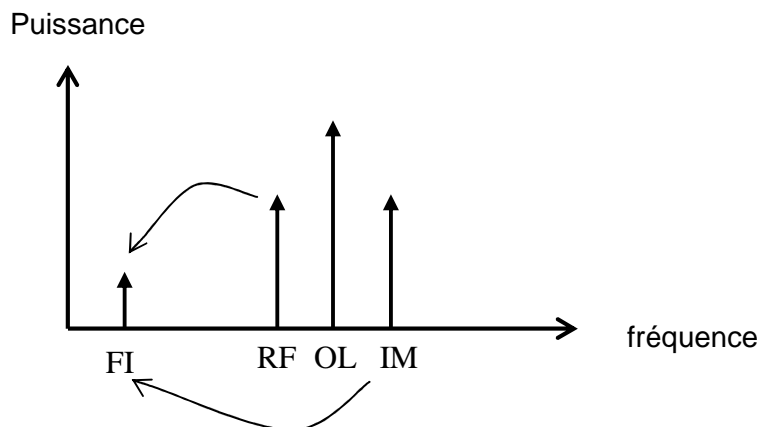


figure I-16 : Conversion de la fréquence image vers la FI

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 (I-43).

$$\text{Réjection IM (dB)} = [P_{FI} [RF] \text{ (dBm)} - P_{FI} [IM] \text{ (dBm)}] \text{ à l'accès FI} \quad (I- 43)$$

I.3.4 LINÉARITÉ

Le fonctionnement linéaire d'un mélangeur est limité en fort signal par les phénomènes de distorsion non-linéaire tels que la saturation de la puissance de sortie et les distorsions d'intermodulation. Nous présentons ici les deux grandeurs les plus fréquemment utilisées pour évaluer la linéarité d'un mélangeur (point de compression à 1dB et point d'interception d'ordre 3) ainsi que les relations reliant ces deux grandeurs.

I.3.4.1 Le point de compression à 1dB

Les mélangeurs comme les autres dispositifs non-linéaires sont sujets au phénomène de saturation de la puissance de sortie pour de fortes puissances d'entrée. Le point de compression à 1dB caractérise la limite du fonctionnement linéaire du circuit en fonctionnement monoporteuse. Le point de compression à 1dB (P_{1dB}) est défini au point de puissance pour lequel l'écart entre la puissance de sortie et son extrapolation linéaire petit signal atteint 1dB (figure I-17). Il peut être référencé indifféremment en puissance d'entrée ou de sortie (P_{in_1dB} ou P_{out_1dB}), les deux grandeurs étant reliées par les pertes de conversion (I-44). Pour les mélangeurs, il est néanmoins plus fréquent de spécifier P_{in_1dB} .

On peut également déterminer le point de compression à 1dB de compression sur la courbe représentant les pertes de conversion en fonction de la puissance d'entrée, car en ce point les pertes de conversion augmentent de 1dB par rapport à leur valeur petit signal.

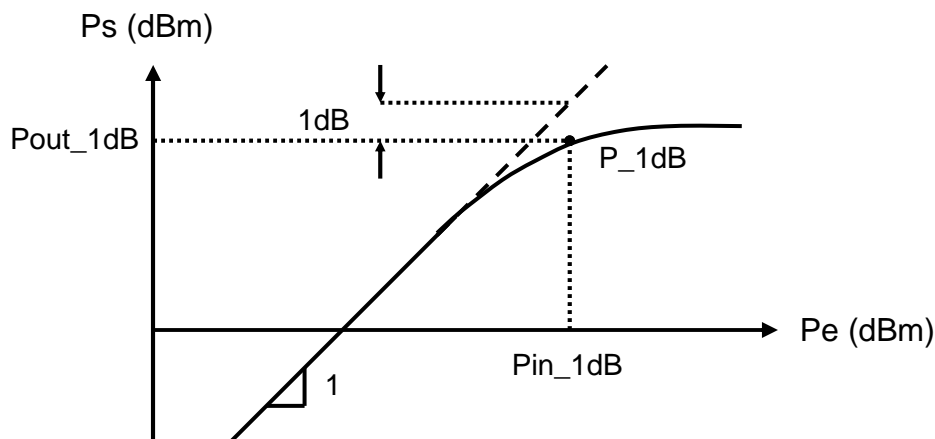


figure I-17 : Point de compression à 1dB d'un mélangeur

$$P_{in_1dB} - L_{c_1dB} = P_{out_1dB} \quad (I- 44)$$

Il est à noter qu'une augmentation des pertes de conversion du mélangeur entraîne une augmentation de la puissance d'entrée au dB de compression, tandis que la puissance de sortie au dB de compression, qui est la donnée la plus significative pour les applications reste inchangée. La seule puissance d'entrée au dB de compression est donc insuffisante pour apprécier la linéarité de sortie d'un mélangeur.

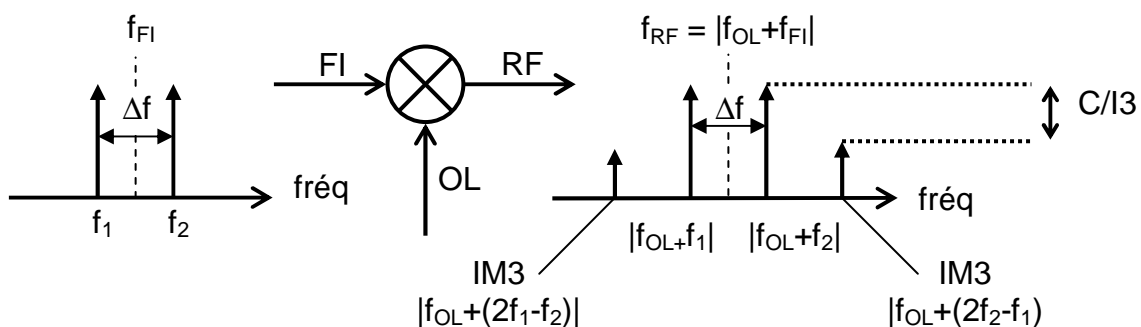
I.3.4.2 Point d'interception d'ordre 3

Dans les systèmes de télécommunication, les mélangeurs sont généralement soumis non pas à un, mais à tout un ensemble de signaux RF proches en fréquence et d'amplitudes voisines. Le mélangeur doit être à même de traiter simultanément et distinctement ces signaux utiles sans les distordre.

L'approche habituelle consiste à considérer deux raies bas niveau en entrée du mélangeur dont les fréquences f_1 et f_2 sont séparées par un écart fréquentiel Δf faible. Le spectre de sortie comprend un grand nombre de raies dont les fréquences sont alors :

$$m \cdot f_{OL} \pm n_1 \cdot f_1 \pm n_2 \cdot f_2 \quad \text{avec } (m, n_1, n_2) \text{ entiers positifs} \quad (I-45)$$

Les fréquences issues du battement entre les fréquences f_1 et f_2 sont appelées produits d'intermodulation d'ordre (n_1+n_2) . Les produits d'intermodulation d'ordre impair sont en général les plus gênants car ils se retrouvent dans la bande de fonctionnement très proches des signaux utiles et ne peuvent donc pas être filtrés. Comme l'amplitude des produits d'intermodulation décroît lorsque l'ordre d'intermodulation augmente, les produits d'intermodulation d'ordre 3 notés IM3, sont donc les plus critiques.



**figure I-18 : Intermodulation d'ordre 3 du mélangeur en fonctionnement biporteuse
(Exemple d'un mélangeur up-converter USB fondamental)**

Tant que les puissances d'entrées appliquées au mélangeur sont suffisamment faibles, le tracé de la puissance des raies d'intermodulation d'ordre 3 en sortie du mélangeur notée P_{IM3} en fonction de la puissance d'entrée est linéaire de pente 3dB/1dB. La puissance de sortie du signal utile suit également une loi linéaire en fonction de la puissance d'entrée mais de pente 1dB/dB comme le montre la figure I-19. Le point d'intersection des extrapolations des

droites P_{IM3} et de la puissance de sortie du signal utile, est appelé point d'interception d'ordre 3 (IP3). Il peut être référencé en entrée ou en sortie (IIP3 et OIP3), les deux grandeurs étant reliées par les pertes de conversion du mélangeur. Comme pour le point de compression à 1dB et pour les mêmes raisons, l'IIP3 de sortie est la grandeur de sortie la plus significative. Plus le point de puissance OIP3 est élevé, plus les produits d'intermodulation sont faibles et donc meilleure est la linéarité.

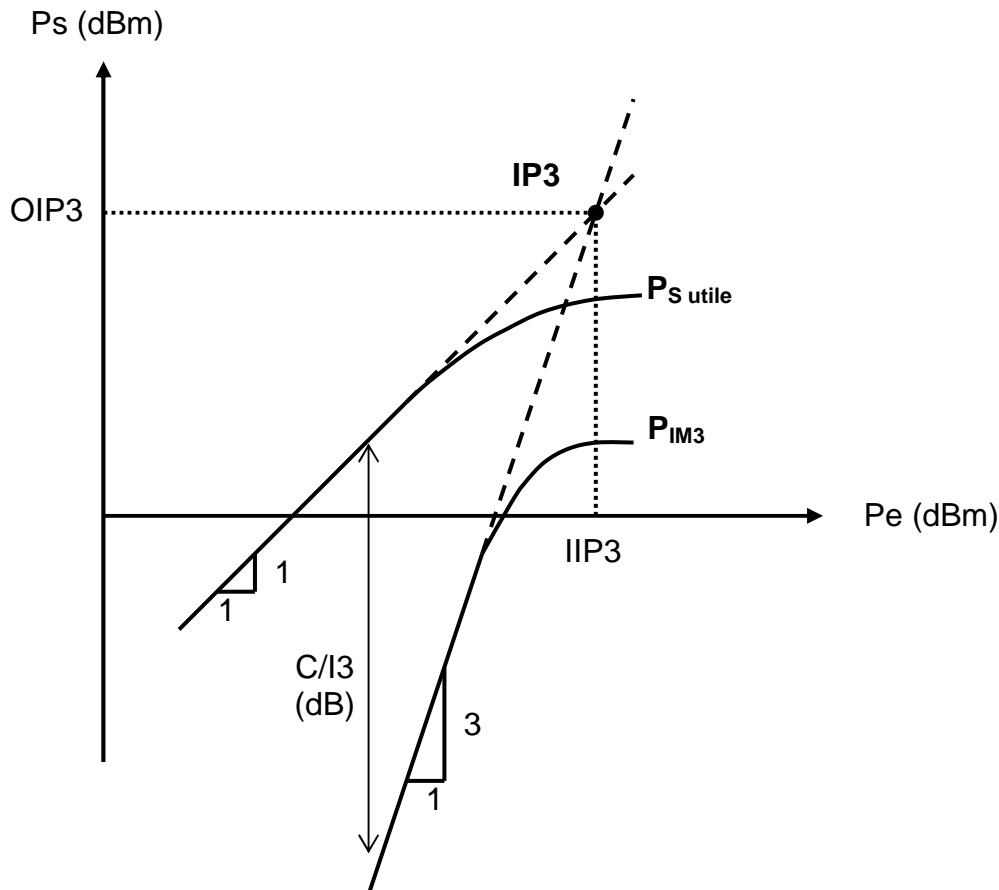


figure I-19 : Détermination du point d'interception d'ordre 3

$$OIP3_{dB} = IIP3_{dB} - LC_0_{dB} \quad (I-46)$$

où LC_0 sont les pertes de conversion bas niveau

La détermination expérimentale de l'IP3 repose sur la mesure de la puissance du signal utile et de celle d'intermodulation P_{IM3} en fonctionnement biporteuse bas niveau. Il suffit alors de mesurer le $C/13$ à un point de puissance d'entrée Pe et d'utiliser la formule (I-47) pour extrapoler la valeur de la puissance d'entrée IIP3 au point d'interception d'ordre 3.

$$IIP3_{dB} = \frac{C/13_{dB}}{2} + Pe_{dB} \quad (I-47)$$

avec $C/I3_{dB} = \text{Puissance}_{dBm} \text{ du signal de sortie utile} - \text{Puissance}_{dBm} \text{ d'intermodulation d'ordre 3}$

L'écart fréquentiel choisi entre les deux raies est assez variable selon les cas, mais une valeur de 100MHz est typique. Pour une détermination correcte de l'IP3, il est important que la mesure du C/I3 se fasse à faible niveau de puissance d'entrée mais il faut en même temps assurer un niveau de puissance d'entrée suffisant pour réaliser une mesure précise du niveau de P_{IM3} qui serait autrement trop faible.

1.3.4.3 Relation entre le point de compression à 1dB et le point d'interception d'ordre 3

Il n'existe pas de relation générale rigoureuse reliant le point de compression à 1dB et le point d'interception d'ordre 3. Néanmoins, ces deux grandeurs caractérisent toutes les deux la linéarité du mélangeur en fonctionnement monoporteuse par le point de compression à 1dB et en fonctionnement biporteuse par le point d'interception d'ordre 3. Il est donc naturel de vouloir établir une relation entre elles.

Si on considère le cas d'une non-linéarité d'ordre 3 du type $I(V) = BV + CV^2 + DV^3$, on montre qu'il existe les relations suivantes entre P_{-1dB} et le point d'IP3 :

$$OIP3_{(dBm)} = P_{out_1dB_{(dBm)}} + 10.63_{(dB)} \quad (I- 48)$$

$$IIP3_{(dBm)} = Pin_1dB_{(dBm)} + 9.63_{(dB)} \quad (I- 49)$$

En pratique, ces relations ne sauraient être qu'indicatives dans le cas de dispositifs aussi complexes que les mélangeurs. Néanmoins les valeurs obtenues de manière empirique confirment bien que l'IIP3 vaut en général 8 à 10 dB de plus que Pin_1dB . Compte tenu de la difficulté de mesurer ou même de simuler précisément l'intermodulation, il est fréquent d'utiliser ces formules pour extrapoler l'IP3 à partir du point de compression à 1dB. Notons finalement que l'IP3 est une grandeur qui mesure de manière imparfaite les distortions non-linéaires d'un système dans la mesure où le fonctionnement biporteuse n'est pas plus utilisé dans les applications que le fonctionnement monoporteuse. Des grandeurs plus avancées sont donc nécessaires pour approcher de manière fine la linéarité des circuits non-linéaires dans des applications réelles.

I.3.5 FACTEUR DE BRUIT

Nous venons d'examiner les problèmes de saturation et d'intermodulation des mélangeurs limitant la dynamique de ces dispositifs pour les fortes valeurs de puissance d'entrée. A l'inverse, le facteur de bruit caractérise la limite basse de la dynamique. Cette grandeur quantifie la dégradation du rapport signal à bruit entre l'entrée et la sortie du mélangeur et détermine donc sa capacité à traiter des signaux d'entrée de faible puissance.

Le mélangeur comme tout type de circuit électronique génère du bruit. Celui-ci peut avoir différentes origines :

- le bruit thermique créé par l'agitation thermique des porteurs de charge dans les corps conducteurs. Cette agitation thermique provoque des collisions aléatoires et affecte ainsi les trajectoires des porteurs. Le bruit thermique subsiste en l'absence de champ électrique appliqué sur le conducteur. Ce bruit est généré par tous les éléments résistifs.
- le bruit de grenaille lié à l'émission discrète de porteurs au travers d'une barrière de potentiel. Ce type de bruit est présent dans les jonctions Schottky.
- le bruit de scintillation ou « bruit en 1/f ». Ce bruit prédominant en basse fréquence est caractérisé par un spectre dont l'amplitude des raies évolue en 1/f. Ce bruit influence cependant les signaux aux fréquences de mélange car il est converti par le mélangeur au même titre que le signal.

On peut définir deux types de facteur de bruit pour les mélangeurs :

- F_{SSB} en bande latérale unique (SSB Single Side Band)
- F_{DSB} en double bande latérale (DSB Double Side Band).

La différence entre ces deux facteurs de bruit réside dans le principe de considérer ou non la fréquence image comme source RF du mélangeur. Si les pertes de conversion sont les mêmes à la fréquence RF et à la fréquence image, on a :

$$F_{DSB (dB)} = F_{SSB (dB)} - 3 \quad (I- 50)$$

Dans le cas d'un mélangeur à FET froid, le bruit est essentiellement thermique. Le facteur de bruit SSB est ainsi pratiquement égal aux pertes de conversion. Pour les mélangeurs à diode, le facteur de bruit est un peu supérieur aux pertes de conversion en raison du bruit de grenaille de la jonction Schottky.

$$F_{SSB} \geq L_C \quad (I- 51)$$

Pour les mélangeurs actifs, il n'existe pas de relation générale entre le gain du mélangeur et son facteur de bruit. Les valeurs de facteur de bruit obtenues en pratique sont très variables mais sont toutefois rarement inférieures à 5dB.

Le facteur de bruit est une grandeur importante pour les récepteurs car ces derniers travaillent à faible niveau de puissance en entrée. Le facteur de bruit global d'un système composé de N quadripôles en cascade est donné par la formule de FRIIS:

$$F_G = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_{N-1} - 1}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}} \quad (I- 52)$$

où F_G = facteur de bruit global de la chaîne,
 F_i = facteurs de bruit respectifs de chaque étage et G_i = gain en puissance de l'étage i.

Remarque : les grandeurs intervenant dans la formule sont des grandeurs linéaires.

Comme on le voit, les caractéristiques du premier élément de la chaîne (F_1 , G_1) déterminent de manière prépondérante le facteur de bruit global du système. C'est pourquoi,

on place généralement un amplificateur faible bruit (Low Noise Amplifier : LNA) en amont dans la chaîne de réception (figure I-20). Si celui-ci présente un très faible facteur de bruit F_1 et un gain G_1 important, il masque en grande partie la faiblesse des performances en bruit et en gain du mélangeur de réception.

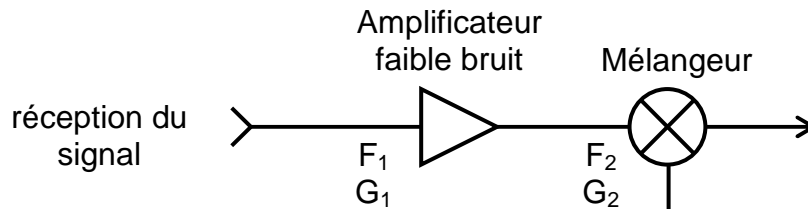


figure I-20 : Tête de réception hyperfréquence

I.4. Bibliographie

[I-1] J-F. Villemazet, J. Dubouloy, M. Soulard, J-C. Cayrou, E. Husse, B. Cogo,
Puce MMIC multifonction pour application spatiale,
Journées Nationales Microondes 1997, Actes de la conférence, St-Malo, JNM 1997.

[I-2] D. Dubuc, T. Parra, J. Graffeuil,
Conception et caractérisation d'un système complet de conversion de fréquence en MMIC,
Journées Nationales Microondes 2001, Actes de la conférence, Poitiers, JNM 2001.

[I-3] C. Belkhiri, S. Toutain, T. Razban,
Un Nouveau Mélangeur à Haute Linéarité pour les Futurs Systèmes de Télécommunication,
Journées Nationales Microondes 2003, Actes de la conférence, Lille, JNM 2003.

[I-4] S.A. Maas,
Microwave Mixers,
Artech House, Seconde Édition, 1993.

[I-5] A.A.M Saleh,
Theory of Resistive Mixers,
MIT Press, 1971.

CHAPITRE II :

Les différents types de mélangeur

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous décrivons les différents types de mélangeur, leurs propriétés et leurs performances. Les deux principales catégories de mélangeur sont d'une part, les mélangeurs résistifs qui utilisent des diodes ou des FETs froids comme dispositifs non linéaires de mélange et d'autre part, les mélangeurs actifs qui sont réalisés à partir de transistors bipolaires ou à effet de champ polarisés. Pour chaque type de dispositif de mélange, on étudiera les principales topologies simples ou équilibrées en mélangeur fondamental ou sous-harmonique. Enfin, nous nous intéresserons au cas particulier du mélangeur à réjection de fréquence image (Image-Reject Mixer IRM).

Les mélangeurs simples et équilibrés peuvent se définir comme suit :

- un mélangeur simple (Single-Ended Mixer SEM) est constitué d'un seul dispositif non linéaire de mélange (diode ou transistor).
- un mélangeur équilibré (balanced) est constitué de deux mélangeurs identiques associés par des coupleurs ou des baluns (**balanced-to-unbalanced**). Les mélangeurs équilibrés possèdent des propriétés particulières (suppression de certaines fréquences parasites de mélange, adaptation et isolation des accès) qui résultent des déphasages introduits par les dispositifs de couplage et la topologie choisie.
- un mélangeur simplement équilibré (Single-Balanced Mixer SBM) est constitué de 2 mélangeurs simples, un mélangeur doublement équilibré est constitué de deux mélangeurs simplement équilibrés et enfin, un mélangeur triplement équilibré ou doublement doublement équilibré (Double-Double-Balanced Mixer DDBM) est constitué par la combinaison de deux mélangeurs doublement équilibrés.

II.2. Mélangeurs résistifs à diode Schottky

II.2.1. LA DIODE SCHOTTKY

La diode Schottky est le composant le plus largement utilisé pour réaliser les différents types de mélangeur aux fréquences micro-ondes et millimétriques. Le principe de la diode Schottky repose sur l'utilisation d'un contact métallique sur un substrat semi-conducteur de type N. Ce composant présente l'avantage fondamental de fonctionner avec les seuls porteurs majoritaires ce qui lui permet de fonctionner à plus grande vitesse et à très haute fréquence.

Le comportement électrique non linéaire de la diode Schottky peut être modélisé de manière simplifiée par le schéma suivant :

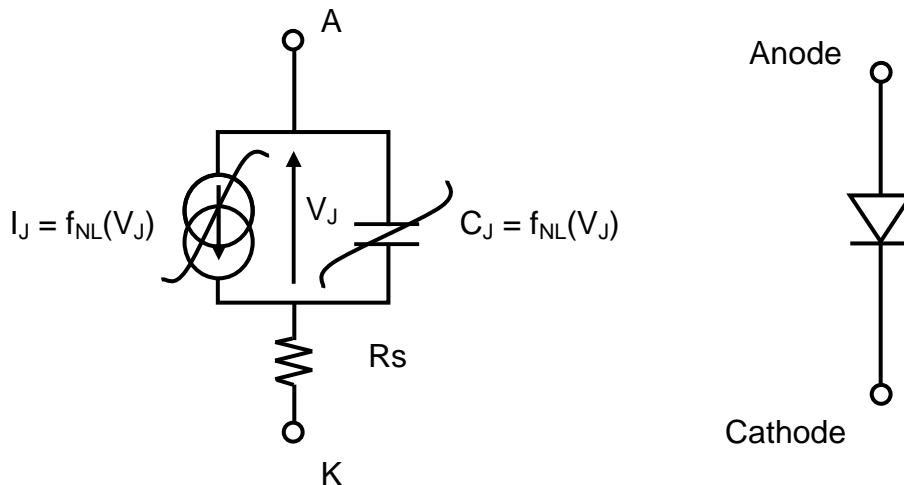


figure II-1 : Schéma équivalent non linéaire d'une diode Schottky

Le modèle fait apparaître les deux non-linéarités fondamentales d'une diode Schottky que sont la source de courant I_J et la capacité de jonction C_J .

Le courant I_J circulant du métal vers le semi-conducteur est commandé par la tension V_J appliquée à la jonction. Il peut s'écrire selon l'équation suivante :

$$I_J = I_s \left[\exp\left(\frac{qV}{\eta kT}\right) - 1 \right] \quad \text{avec } kT/q = 25.8\text{mV pour } T=293\text{K} \quad (\text{II- } 1)$$

Les paramètres sont :

I_s : le courant de saturation

η : le facteur d'idéalité qui vaut 1 dans le cas d'une diode idéale

La capacité de jonction de la diode C_J dépend de la tension aux bornes de la jonction par la relation approchée:

$$C_J = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - \frac{V_J}{V_b}}} \quad (\text{II- 2})$$

avec C_{j0} : capacité de jonction de la diode polarisée à 0V
 et V_b : tension de seuil de la diode

Enfin, la résistance R_s est une résistance série parasite due au contact ohmique et à la résistivité du substrat. Cette résistance est généralement considérée comme linéaire.

Du point de vue de l'application mélangeur, la qualité d'une diode est directement liée à la minimisation des éléments parasites C_J et R_s . Si les diodes Schottky discrètes permettent d'obtenir des valeurs très faibles des éléments parasites et ainsi de bonnes performances en conversion, les diodes MMIC utilisant la jonction Schottky des FETs présentent une résistance série qui dégrade les pertes de conversion et le facteur de bruit des mélangeurs.

Un facteur de mérite important de la diode est sa fréquence de coupure qui est calculée à partir de la formule suivante :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_s C_{j0}} \quad (\text{II- 3})$$

Certaines fonderies proposent des filières MMIC dédiées aux diodes Schottky mais il est également possible de réaliser des diodes Schottky dans les filières MMIC classiques. Dans les filières MESFET et HEMT, les diodes sont réalisées à partir de la jonction grille-source d'un transistor drain commun (figure II-2). Dans les filières de transistor bipolaire à hétérojonction (HBT), la diode est réalisée au niveau de la couche "collecteur mesa".

Un intérêt majeur pour l'utilisation d'une filière MMIC classique réside dans le fait de pouvoir intégrer le mélangeur et les amplificateurs sur la même puce.

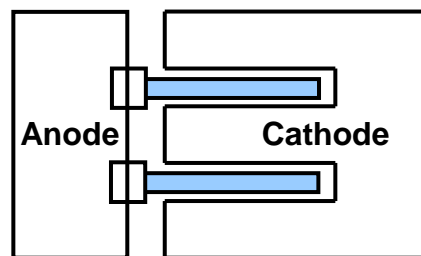


figure II-2 : Diode réalisée en filière MMIC PHEMT

Technologie de réalisation	Longueur de la grille	Dim.	n	Is	C _{jo}	R _s	f _c
PHEMT sur AsGa 100 μm	0.25 μm	2x10μm	1.46	7.6e-12 A	0.024 pF	17 Ω	330 GHz

figure II-3 : Exemple de paramètres d'une diode MMIC AsGa

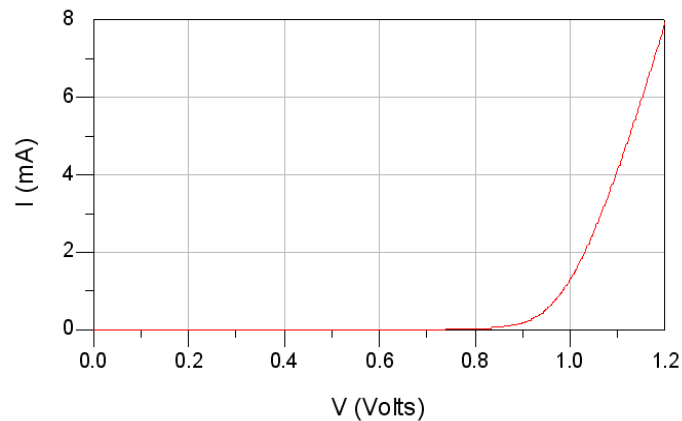


figure II-4 : Caractéristique I-V simulée

II.2.2. MÉLANGEURS SIMPLE DIODE

Le mélangeur simple diode est le mélangeur résistif dont le principe de fonctionnement est le plus simple. Le signal OL de pompe ainsi que le signal d'entrée sont appliqués aux bornes de la diode et le signal de sortie est récupéré aux mêmes bornes. Un mélangeur simple diode est constitué par une diode Schottky, des filtres passe-bande (OL et RF) et un filtre passe-bas FI. Il peut être implémenté en utilisant une topologie série ou parallèle (figure II-5).

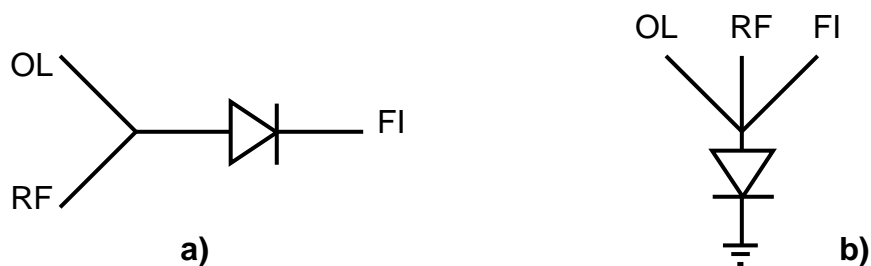


figure II-5 : Mélangeur simple diode

a) topologie série

b) topologie parallèle

- **Propriétés des mélangeurs simple diode**

Les mélangeurs simple diode comportent une seule diode. Ceci leur donne certains avantages sur les autres types de mélangeurs à diode :

- Ils permettent typiquement d'obtenir les pertes de conversion les plus faibles.
- Ils nécessitent la puissance de pompe la plus faible.
- Ils peuvent facilement être polarisés pour diminuer encore la puissance de pompe nécessaire.
- Ils sont simples à réaliser en composants discrets.

Néanmoins, ils sont rarement utilisés en pratique à cause des problèmes suivants :

- Absence de suppression des fréquences parasites de mélange (spurs) qui conduit à une forte sensibilité aux terminaisons.
- Faible linéarité
- Les filtres (OL, RF, FI) ne sont réalisables en technologie intégrée que si les fréquences correspondantes sont suffisamment éloignées.
- Bande passante limitée par celles des filtres.
- Les isolations du mélangeur sont assurées uniquement par les filtres.
- Les pertes d'insertion des filtres peuvent dégrader sévèrement les pertes de conversion du mélangeur.

Ainsi, les mélangeurs simple diode ne se prêtent guère à l'intégration monolithique en raison de performances dépendant très largement de la qualité des filtres OL, RF et FI. Leurs performances globales sont médiocres quand on les compare à celles des circuits équilibrés. Ils restent cependant utilisés aux très hautes fréquences où ils restent les seuls mélangeurs réalisables ainsi que dans le cas de réalisations discrètes ne nécessitant que des performances modestes.

II.2.3. PROPRIÉTÉS ÉLÉMENTAIRES DES MÉLANGEURS ÉQUILIBRÉS

Les figures II-6 à II-8 illustrent quelques propriétés élémentaires d'un mélangeur équilibré résultant de l'association de 2 mélangeurs de référence. Il est utile de connaître ces propriétés car elles s'appliquent à tous les mélangeurs équilibrés.

Soit un mélangeur de référence qui est caractérisé par ses grandeurs fondamentales :

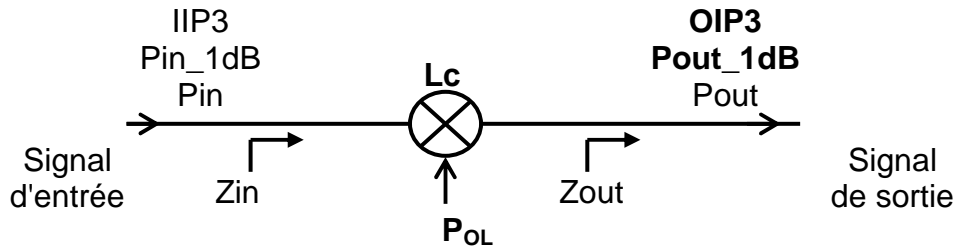


figure II-6 : Mélangeur de référence

On considère maintenant un mélangeur constitué de 2 mélangeurs de référence identiques combinés par des coupleurs considérés sans perte. On fait l'hypothèse que les signaux utiles issus de chacun des mélangeurs élémentaires se recombinaient idéalement en phase en sortie.

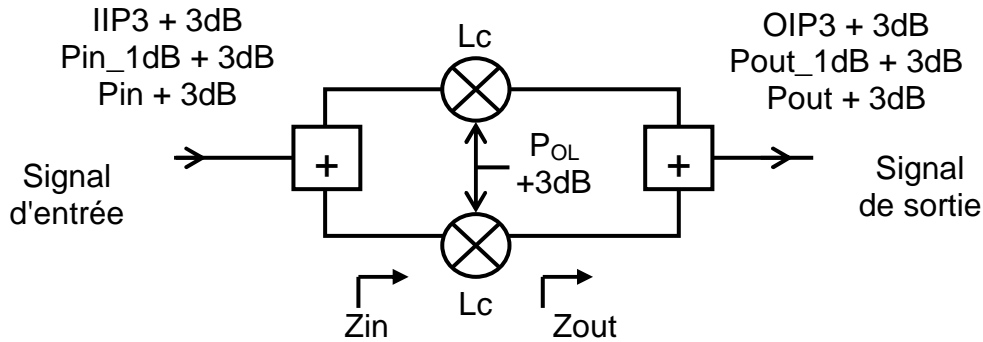


figure II-7 : Mélangeur constitué par l'association de 2 mélangeurs de référence

La figure II-8 récapitule les grandeurs fondamentales du mélangeur équilibré équivalent en fonction de celles du mélangeur de référence :

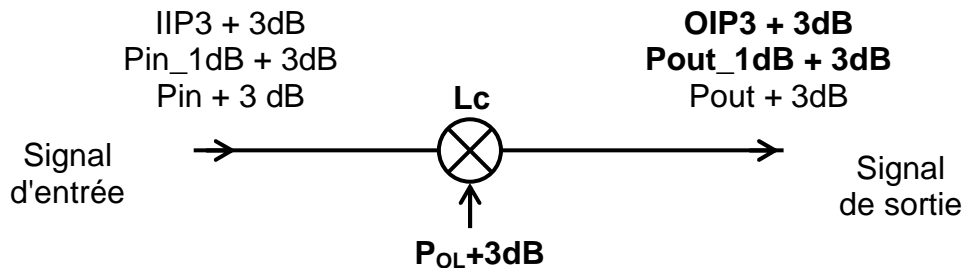


figure II-8 : Mélangeur équivalent à l'équilibrage de 2 mélangeurs de référence

On voit qu'associer des mélangeurs ne permet pas de diminuer les pertes de conversion (L_c). Cela permet en revanche d'augmenter les potentialités fort signal par une augmentation de la puissance de sortie à 1dB de compression (P_{out_1dB}) et de la puissance de sortie au point d'interception d'ordre 3 ($OIP3$). Ceci est réalisé au prix d'une augmentation de la puissance de pompe à fournir. Il est à noter que ces performances sont dégradées par les pertes d'insertion des dispositifs de couplage utilisés.

II.2.4. MÉLANGEURS SIMPLEMENT ÉQUILIBRÉS À DIODE

II.2.4.1. Définition

Le mélangeur simplement équilibré à diode est constitué de deux diodes connectées à un balun ou à un coupleur hybride. La topologie présentée figure II-9 utilise un coupleur 0-180°. La capacité C de cette topologie est utilisée pour réaliser le filtrage passe-bas FI ainsi que le court-circuit à la fréquence RF entre les deux diodes.

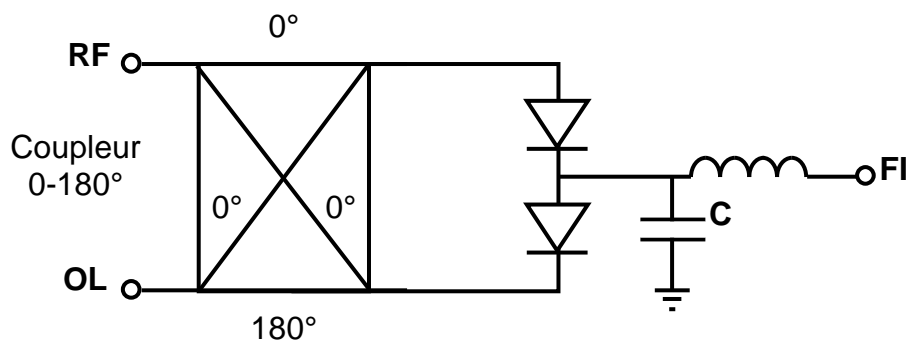


figure II-9 : Mélangeur simplement équilibré à coupleur 0-180°

D'autres configurations de mélangeurs simplement équilibrés utilisant un coupleur 90° sont possibles. Leurs propriétés sont détaillées dans la référence [II- 1].

II.2.4.2. Principe de fonctionnement

On applique des tensions sinusoïdales V_{OL} et V_{RF} à deux diodes connectées conformément au schéma de la figure II-10.

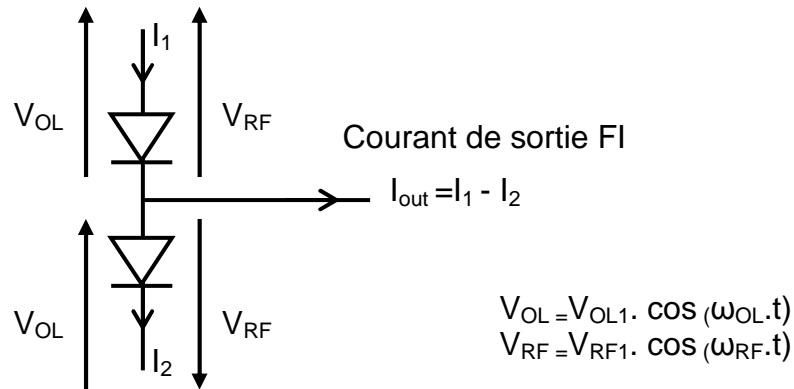


figure II-10 : Principe de fonctionnement

L'équation caractéristique du courant de la diode peut s'exprimer sous la forme d'une série de puissance :

$$I(V) = BV + CV^2 + DV^3 + \dots \quad (\text{II- 4})$$

Les courants circulant dans chacune des diodes sont :

$$I_1 = f(V_{OL} + V_{RF}) \quad (\text{II- 5})$$

$$I_2 = f(V_{OL} - V_{RF}) \quad (\text{II- 6})$$

On peut montrer par les formules de trigonométrie que les fréquences de mélange ($m.f_{OL} \pm n.f_{RF}$) sont issues du terme de la forme $V_{OL}^m \cdot V_{RF}^n$.

On en conclut donc que le courant I_{out} à l'accès FI, obtenu par différence des courants I_1 et I_2 , s'annule à toutes les fréquences de mélange ($m.f_{OL} \pm n.f_{RF}$) dans le cas où n est pair car on a alors $(-V_{RF})^n = (V_{RF})^n$.

En particulier, la fréquence OL est idéalement supprimée à l'accès FI ce qui permet d'obtenir en pratique une bonne isolation OL/FI.

Les accès RF et OL peuvent être intervertis dans la figure II-9. Dans ce cas, le courant FI s'annule à toutes les fréquences de mélange ($m.f_{OL} \pm n.f_{RF}$) où m est pair, ce qui permet une bonne isolation RF/FI. Cette configuration est néanmoins moins utilisée dans la mesure où le signal OL est à un niveau de puissance supérieur à celui du signal RF.

La figure II-11 montre la topologie d'un mélangeur où l'accès OL est équilibré. Le mélangeur utilise des filtres passe-bas FI et passe-haut RF pour isoler réciproquement les accès FI et RF. Le balun OL permet la suppression sans filtrage de la fréquence OL au niveau des accès FI et RF. Ceci constitue une caractéristique importante des circuits réellement équilibrés car il y a création d'une masse virtuelle à la fréquence OL en sortie.

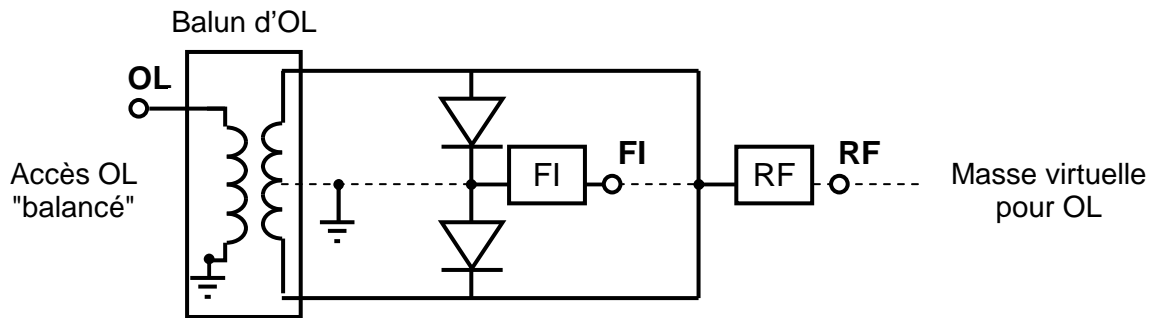


figure II-11 : Mélangeur simplement équilibré avec balun OL

II.2.4.3. Réalisation

Le mélangeur simplement équilibré le plus fréquemment utilisé aux fréquences micro-ondes [II- 4] utilise un coupleur hybride en anneau (rat-race). Cette topologie est assez simple à mettre en œuvre en technologie MIC ou MMIC et permet d'obtenir d'assez bonnes performances pour des applications bande-étroite.

Les accès RF et OL sont appliqués sur une paire (Σ , Δ) de l'hybride ce qui assure une bonne isolation OL/RF tandis que les deux diodes sont connectées à l'autre paire d'accès de l'hybride. Le courant FI ayant une fréquence plus basse que les fréquences RF et OL, il peut être extrait en n'importe quel point de l'anneau. Le point choisi sur la figure II-12 présente l'avantage d'être à égale distance des deux diodes [II- 5].

Si l'on souhaite polariser les diodes, il faut alors placer des capacités de découplage aux accès RF, OL et FI.

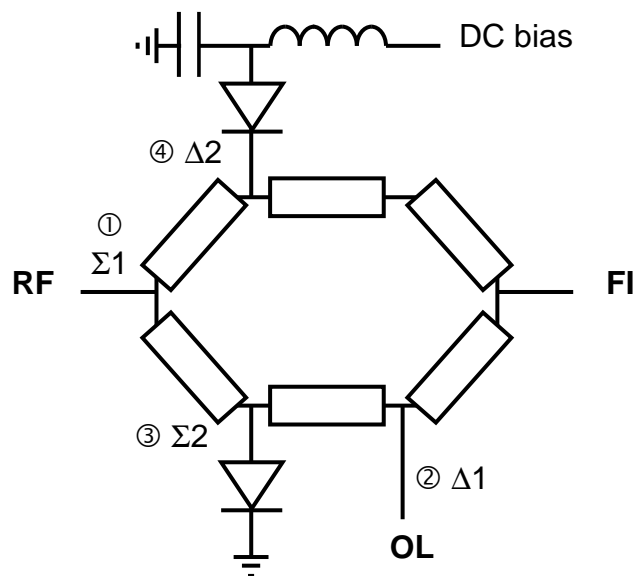


figure II-12 : Mélangeur simplement équilibré rat-race

II.2.4.4. Propriétés des mélangeurs simplement équilibrés à diode

Les propriétés particulières d'un mélangeur simplement équilibré à diode dépendent de la topologie exacte mise en œuvre. De manière générale, 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. Cependant, le mélangeur simplement équilibré présente l'avantage de supprimer une partie des fréquences parasites de mélange (condition m pair ou n pair selon la position respective des ports OL et RF) et d'améliorer certaines isolations (dans le circuit présenté figure II-12, les isolations OL/RF et RF/OL sont bonnes). Réalisable en technologie MIC ou MMIC, c'est un circuit plus intéressant que le mélangeur simple diode mais qui reste moins performant qu'un mélangeur doublement équilibré dont nous présentons maintenant les caractéristiques

II.2.5. MÉLANGEURS DOUBLEMENT ÉQUILIBRÉS À DIODE

II.2.5.1. Définition et schéma bloc

Un circuit de mélangeur à diodes doublement équilibré (DBM) intègre deux paires de diodes et deux baluns. La figure II-13 montre un mélangeur à diode doublement équilibré en anneau (diode ring DBM).

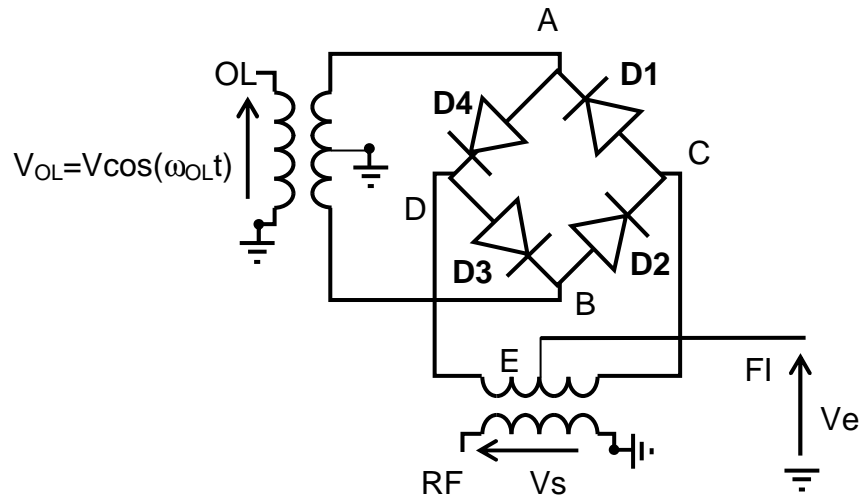


figure II-13 : Mélangeur doublement équilibré à diodes en anneau

II.2.5.2. Principe de fonctionnement

Une manière simple d'aborder le fonctionnement du circuit est de considérer les diodes comme des interrupteurs commandés par la tension OL. Lorsque la tension OL fort signal appliquée à une diode est positive, la diode présente une faible résistance série assimilable à un court-circuit et lorsque la tension OL appliquée est négative, la diode présente alors une forte résistance série assimilable à un circuit ouvert.

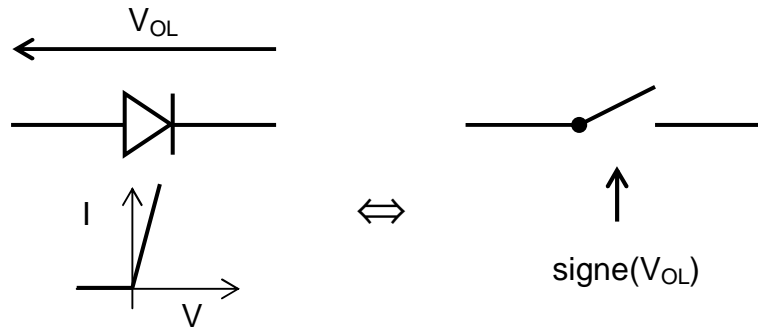


figure II-14 : Modèle "interrupteur commandé" de la diode

Soit un signal sinusoïdal appliqué à l'accès OL du mélangeur de la figure II-13.

Cas $V_{OL} > 0$ ($V_A > V_B$)

Les diodes D1 et D2 conduisent tandis que les diodes D3 et D4 sont bloquées. Comme D1 et D2 sont identiques, le point milieu C constitue une masse virtuelle. Les diodes D3 et D4 étant bloquées, la borne D est en circuit-ouvert et le schéma se simplifie (figure II-15).

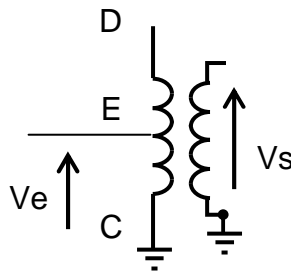


figure II-15 : Cas $V_{OL} > 0$

$$D'où $V_s(t) = V_e(t)$$$

(II- 7)

Cas $V_{OL} < 0$ ($V_A < V_B$)

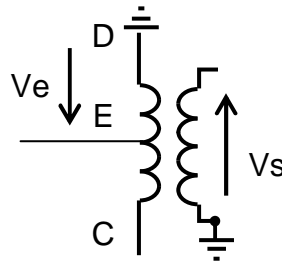


figure II-16 : Cas $V_{OL} < 0$

Dans ce cas, les diodes D3 et D4 conduisent tandis que D1 et D2 sont bloquées. D est une masse virtuelle et la borne C est en circuit-ouvert (figure II-16). On a maintenant :

$$V_s(t) = -V_e(t) \quad (\text{II- 8})$$

En rassemblant les deux équations précédentes (II-7) et (II-8), il vient :

$$V_s(t) = \text{signe}(V_{OL}(t)).V_e(t) \quad (\text{II- 9})$$

$$\text{avec } \text{signe}[V_{OL}(t)] = \frac{4}{\pi} \left(\cos(\omega_{OL} t) - \frac{1}{3} \cos(3\omega_{OL} t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega_{OL} t) + \dots \right)$$

En remplaçant la fonction $\text{signe}(V_{OL}(t))$ par son expression , on obtient :

$$V_{RF} = \frac{4}{\pi} V_{IF} \left(\cos(\omega_{OL} t) - \frac{1}{3} \cos(3\omega_{OL} t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega_{OL} t) + \dots \right) \quad (\text{II- 10})$$

Le signal de sortie ne comprend que des fréquences (m, n) telles que (m et n) sont impairs. Les fréquences parasites de mélange ($m.f_{OL} \pm n.f_{FI}$) telles que (m ou n) sont pairs sont donc supprimées. En outre, les positions des accès OL et RF sont interchangeables.

II.2.5.3. Réalisation

En pratique, il existe deux principaux types de mélangeur doublement équilibré: les mélangeurs en anneau et les mélangeurs en étoile.

Le mélangeur doublement équilibré en anneau utilise des transformateurs à point milieu (figure II-13). Ces derniers ne sont cependant pas réalisables aux fréquences micro-ondes. La figure II-17 présente la topologie qu'il faut mettre en œuvre si on ne dispose que de baluns micro-ondes classiques sans point milieu. On remarque qu'un dispositif spécifique de filtrage basse fréquence, généralement réalisé à partir de capacités et d'inductances localisées, devient nécessaire pour traiter la fréquence FI et le continu [II- 8].

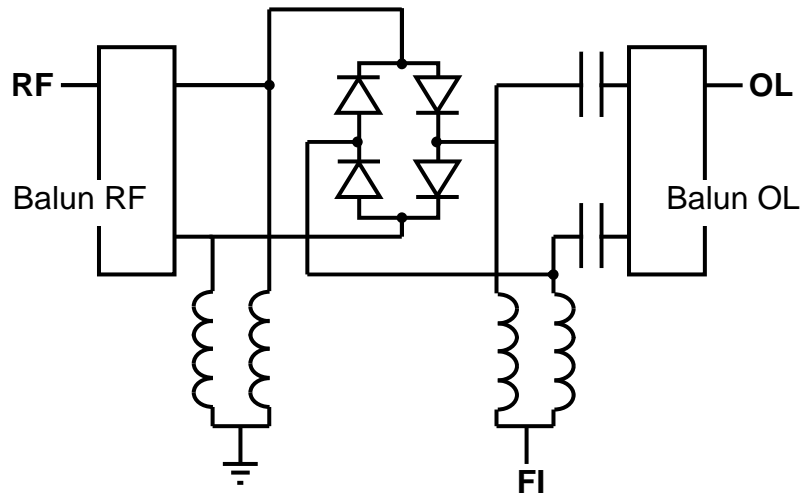


figure II-17 :

Réalisation d'un DBM à diode en anneau sans transformateurs à point milieu

Une autre possibilité de réalisation d'un mélangeur doublement équilibré est le mélangeur en étoile (star DBM) (figure II-18). Il possède des propriétés très similaires à celles du mélangeur en anneau mais ne nécessite pas de transformateurs à point milieu, ce qui le rend très adapté à la réalisation de mélangeurs micro-ondes [II- 9], [II- 10]. De plus, le balun OL qui doit être dédoublé peut être réalisé de manière simple en technologie planaire.

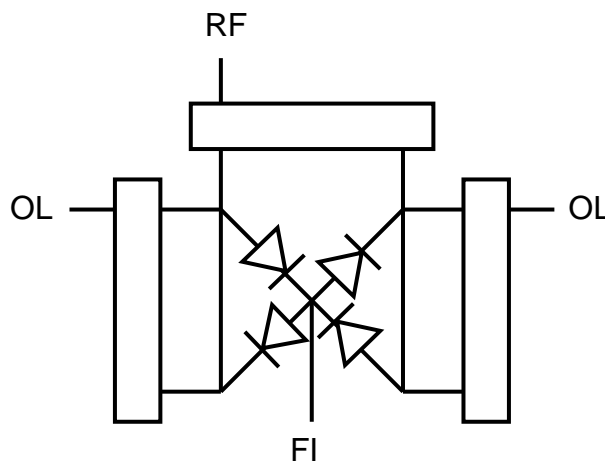


figure II-18 : Mélangeur doublement équilibré en étoile

II.2.5.4. Propriétés

Un mélangeur doublement équilibré est constitué par l'association de deux mélangeurs simplement équilibrés (figure II-19). En utilisant une approche similaire à celle mise en œuvre pour le mélangeur simplement équilibré, on démontre de manière plus rigoureuse les propriétés de la topologie doublement équilibrée.

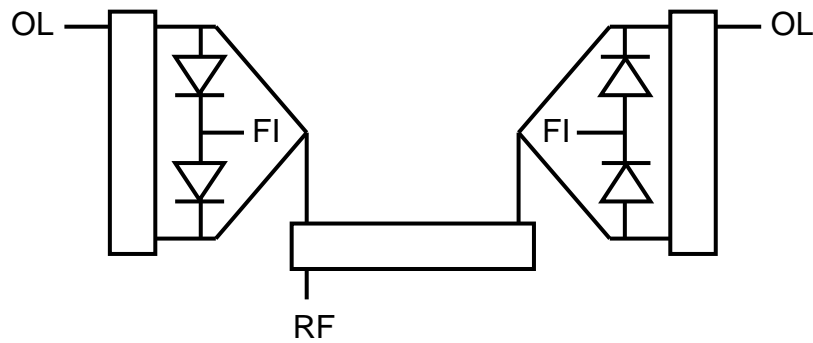


figure II-19 : Représentation d'un DBM en étoile comme combinaison de 2 SBM

Les mélangeurs doublement équilibrés possèdent des propriétés particulièrement intéressantes :

- Suppression de toutes les fréquences de mélange telles que m ou n soit pair.
- Chacun des trois ports est isolé des deux autres. Cette propriété n'est cependant plus vérifiée à la fréquence FI dans le cas du mélangeur en anneau qui utilise des dispositifs diplexeurs plutôt que des baluns à point milieu.
- Des performances très large bande peuvent être obtenues.

Néanmoins :

- Ces performances sont largement dépendantes de la qualité des baluns utilisés.
- La topologie ne laisse guère de possibilité de réglage du fonctionnement des diodes. Pour permettre une intégration compacte du circuit, aucun réseau d'adaptation n'est normalement inclus. Une mauvaise adaptation des diodes aux baluns est donc susceptible de dégrader l'adaptation des accès (TOS) et les performances en pertes de conversion.

II.2.6. MÉLANGEURS TRIPLEMENT ÉQUILIBRÉS

Les mélangeurs triplement équilibrés aussi appelés mélangeurs doublement-doublement équilibrés (Double-Double Balanced Mixer DDBM) sont constitués de 4 paires de diodes et de baluns à chacun des accès OL, RF et FI (figure II-20). Bien que présentant potentiellement des performances intéressantes, ce type de circuit n'est guère utilisé aux fréquences micro-ondes à cause de sa complexité de réalisation et aussi de la taille du circuit.

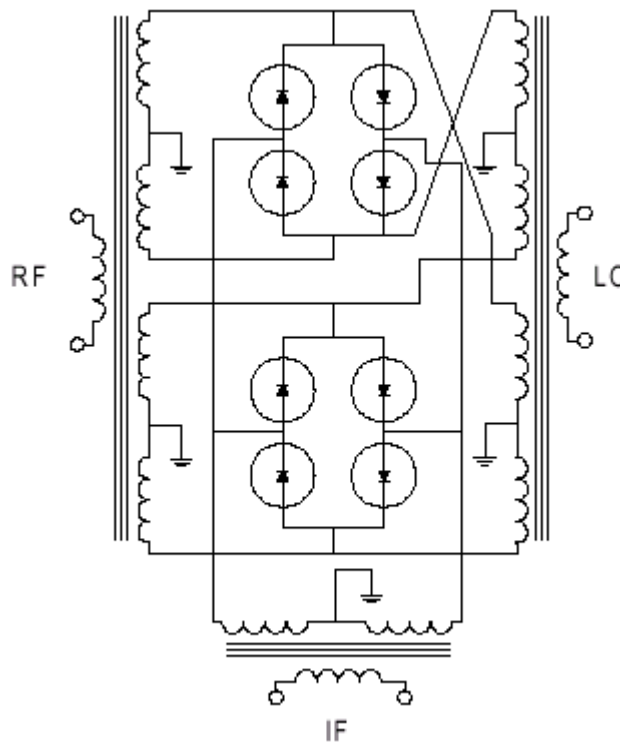


figure II-20 : Schéma d'un mélangeur triplement équilibré

II.2.7. AMÉLIORATION DE LA LINÉARITÉ DES MÉLANGEURS À DIODE

De manière générale, les mélangeurs à diode sont connus pour avoir d'assez faibles performances en linéarité. Or, la linéarité est un critère très important pour les mélangeurs d'émission mais aussi de réception. Il est donc intéressant de chercher les moyens de l'améliorer.

Ainsi qu'il a été décrit précédemment au paragraphe II.2.3, la première méthode permettant d'améliorer la linéarité repose sur l'utilisation de structures équilibrées.

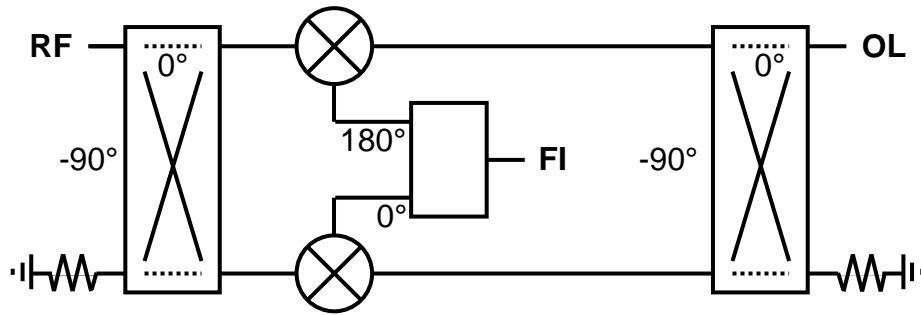


figure II-21 : Mélangeur haut-niveau par combinaison de puissance

La topologie de la figure II-21 permet d'une part, d'améliorer la linéarité par la combinaison en puissance de mélangeurs équilibrés ou doublement-équilibrés et d'autre part, d'obtenir de bonnes adaptations des accès RF et OL ainsi que d'améliorer l'isolation OL/RF grâce à l'utilisation de coupleurs en quadrature [II- 6].

L'amélioration de la linéarité est réalisée au prix d'une augmentation de la puissance de pompe à fournir. De plus, il existe aussi une limitation empirique sur le nombre maximal de composants que l'on peut intégrer dans un mélangeur micro-onde MMIC. En effet, il est difficilement envisageable de réaliser des mélangeurs comportant plus de 8 diodes en raison de la complexité de conception ainsi que de la taille d'un tel circuit.

Comme indiqué dans le paragraphe sur la linéarité des mélangeurs, la condition nécessaire pour obtenir un fonctionnement linéaire du mélangeur est $P_{OL} \gg P_{RF}$. Néanmoins, les pertes de conversion se dégradent si on pompe le mélangeur au-delà du niveau de pompe optimal et le courant circulant dans la diode devient si important qu'il peut conduire à des problèmes de fiabilité du composant. Une solution est d'utiliser des diodes à tension de seuil plus élevée. Le niveau de puissance OL nécessaire pour bloquer et saturer ces diodes est alors plus élevé de telle sorte que les pertes de conversion optimales sont obtenues pour un niveau de pompe plus élevé. L'utilisation de diodes à tension de seuil élevée, communément appelées « diodes fort niveau », permet donc d'améliorer la linéarité au prix d'une augmentation de la puissance de pompe.

Cependant, dans le cadre d'une réalisation MMIC, la tension de seuil des diodes est fixée par le type de technologie employée. Il n'est donc pas possible de l'augmenter simplement. Une autre alternative est alors de remplacer la diode par une des cellules présentées sur la figure II-22 (deux diodes en série ou une résistance en série avec une diode).



figure II-22 : Cellules de base pour la réalisation de mélangeurs à « diode fort-niveau »

Ces cellules de base sont habituellement utilisées dans des mélangeurs doublement équilibrés car elles permettent d'augmenter la linéarité du mélangeur en augmentant la puissance de pompe de l'OL.

Il en ressort que les principales méthodes permettant d'augmenter la linéarité d'un mélangeur à diodes impliquent une augmentation du niveau de pompe qui peut s'avérer difficile à satisfaire en pratique. Pour obtenir une puissance d'entrée à 1dB de compression supérieure à 10dBm avec un mélangeur à diode, il pourra ainsi être nécessaire de fournir une puissance OL supérieure à 20dBm. Cette condition rend nécessaire la conception et l'intégration d'un amplificateur d'OL dont la puissance de sortie et le gain soient conséquents, ce qui représente un coût système non négligeable. De plus, à isolation constante, cela dégrade d'autant la réjection de la puissance OL en sortie.

Dans une certaine mesure, il est néanmoins possible de diminuer le niveau OL nécessaire en polarisant les diodes pour obtenir le meilleur compromis sur les performances en linéarité et en pertes de conversion. Les diodes doivent alors être polarisées par une tension positive de manière à obtenir un point de repos proche de la région de non-linéarité maximale de la caractéristique I-V.

En conclusion, il apparaît que l'amélioration de la linéarité des mélangeurs à diode est possible au prix d'une augmentation de la puissance OL mais que cette méthode ne constitue pas une solution idéale.

De manière générale, la limitation en terme de linéarité des mélangeurs à diode provient de leur caractéristique I-V très non-linéaire. Ainsi, pour concevoir un mélangeur à diodes présentant des performances en linéarité comparables à celles d'un mélangeur résistif à FET froid, il sera nécessaire de mettre en œuvre une topologie complexe et de fournir une puissance OL importante.

II.2.8. MÉLANGEURS SOUS-HARMONIQUES À DIODE

Le principe fondamental d'un mélangeur sous-harmonique d'ordre n est d'utiliser la fréquence harmonique d'ordre n de l'OL au lieu de sa fréquence fondamentale pour réaliser le signal de pompe du mélangeur. Il est possible de réaliser un mélangeur sous-harmonique à partir d'une simple diode [II- 13] mais les performances seront largement supérieures en utilisant les propriétés de l'association anti-parallèle d'une paire de diodes.

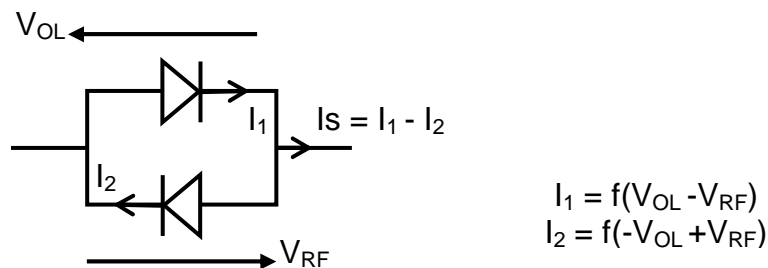


figure II-23 : Propriétés de l'interconnexion anti-parallèle de 2 diodes

II.2.8.1. Principe du mélangeur sous-harmonique à paire de diodes anti-parallèles

L'équation caractéristique du courant de la diode peut s'exprimer de manière générale sous la forme d'une série de puissance :

$$I(V) = BV + CV^2 + DV^3 + \dots \quad (\text{II- 11})$$

En posant $V = V_{OL} = -V_{RF}$ dans l'association anti-parallèle (Fig. II-43), on peut écrire :

$$I_S = f(V) - f(-V) \quad (\text{II- 12})$$

Les termes de degrés pairs de I_S s'annulent de telle sorte que :

$$I_S(V) = 2BV + 2DV^3 + \dots \quad (\text{II- 13})$$

Ainsi, dans une association anti-parallèle de deux diodes, les fréquences de mélange ($m.f_{OL} \pm n.f_{FI}$) sont supprimées dès lors que $(m \pm n)$ est pair. En particulier, les fréquences (DC, $2f_{OL}$, $2f_{OL}+2f_{FI}$, $4f_{OL}$) sont supprimées.

Si $g_1(t)$ et $g_2(t)$ sont les conductances variables dans le temps respectivement associées aux deux diodes anti-parallèles, la conductance équivalente des 2 diodes est alors $[g_1(t)+g_2(t)]$. Dans ce cas, la figure II-24 représente les variations des conductances de chaque diode et de la conductance équivalente en fonction de la variation du signal OL [II- 11].

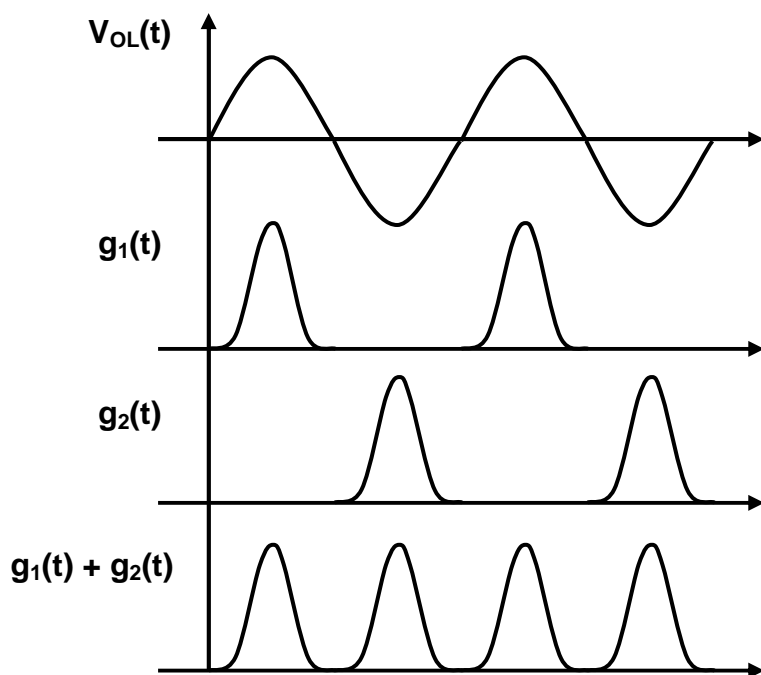


figure II-24 : Conductance pompée résultant de l'association anti-parallèle de 2 diodes

Il est supposé ici que les deux diodes sont identiques. Si tel n'était pas le cas, un déséquilibre apparaîtrait dans la structure entraînant une dégradation des performances [II-14]. Néanmoins, dans le cas d'une réalisation MMIC, on peut s'attendre à une réjection excellente des fréquences qui sont théoriquement supprimées par l'association anti-parallèle. S'agissant d'une structure d'interconnexion directe, ses propriétés ne sont pas dégradées par les performances de baluns ou de coupleurs comme c'est le cas pour les structures équilibrées.

II.2.8.2. Réalisation de mélangeurs sous-harmoniques à partir d'une paire de diode anti-parallèles

Les premiers mélangeurs sous-harmoniques à diode furent réalisés en technologie guide d'onde [II-12] avec une topologie parallèle (figure II-25). Cette topologie est toutefois rarement utilisée pour les circuits monolithiques car la séparation des fréquences RF, OL et FI ne peut être réalisée simplement.

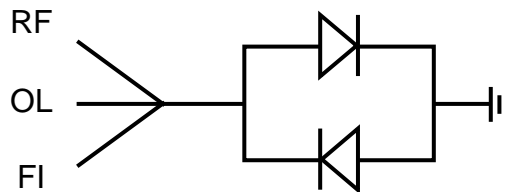


figure II-25 : Topologie parallèle

Une topologie mieux adaptée à la réalisation de circuits planaires fut proposée dans [II-16] (figure II-26). Elle ne s'applique qu'aux mélangeurs pour lesquels la fréquence RF est proche de l'harmonique d'OL réalisant le mélange, c'est à dire dans le cas des mélangeurs à faible fréquence FI (quelques GHz au maximum) .

Cette topologie utilise deux stubs $\lambda/4$ définis à la fréquence OL qui sont intégrés de part et d'autre de la paire de diodes anti-parallèles.

Le stub de l'accès OL est en court-circuit. Il présente donc un circuit ouvert à la fréquence OL tandis qu'il présente pratiquement un court-circuit à la fréquence $2OL$ et à la fréquence $RF = 2OL \pm FI$.

Le stub de l'accès RF/FI est en circuit ouvert. Il présente donc un court-circuit à la fréquence OL ce qui assure de très bonnes isolations OL/RF et OL/FI tandis qu'il présente pratiquement un circuit ouvert aux fréquences $2OL$ et RF. Ces deux stubs assurent de plus que les tensions de commande OL et RF soient correctement appliquées à la paire de diode.

Enfin, un filtre diplexeur est nécessaire à l'accès RF/FI pour séparer les fréquences RF et FI. Ce filtre ne pose pas de difficultés majeures de conception et de réalisation car les fréquences RF et FI sont séparées par un écart fréquentiel important. Le filtre diplexeur est typiquement constitué d'un filtre passe-bande RF à lignes couplées et d'un filtre passe-bas FI

en éléments localisés. Le filtre FI peut aussi être réalisé avec un stub $\lambda/4$ en court-circuit défini à la fréquence RF qui réalise alors un filtre RF stop-bande et présente la propriété supplémentaire de court-circuiter la bande de fréquences autour de $4OL$ à l'accès RF/FI.

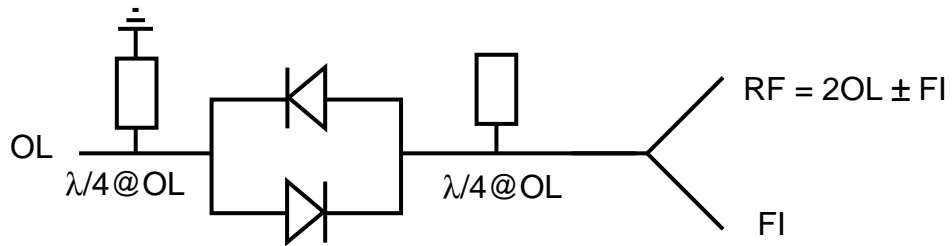


figure II-26 : Topologie série classique

	Bande autour de OL	Bande autour de 2OL	Bande autour de 4OL
Accès OL	Circuit Ouvert	Court-Circuit	Court-Circuit
Accès RF/FI	Court-Circuit	Circuit Ouvert	Circuit Ouvert

figure II-27 :

Tableau récapitulatif des impédances présentées par les stubs entrée et sortie

Pour un mélangeur 2xSHM fonctionnant autour de 40GHz, on peut citer quantitativement un niveau typique de performances atteintes [II- 38] : des pertes de conversion de l'ordre de 10dB sont obtenues avec une puissance d'entrée à 1dB de compression de -5dBm pour une puissance OL de 8 dBm. L'isolation OL/RF est supérieure à 60dB et la réjection 2OL/RF est de l'ordre de 40dB.

II.2.8.3. Mélangeur sous harmonique d'ordre 4

Selon la même topologie à stubs, il est possible d'utiliser une paire de diodes anti-parallèles pour réaliser un mélangeur sous harmonique d'ordre 4 ce qui justifie son appellation de mélangeur aux harmoniques pairs (Even-Harmonic Mixer EHM).

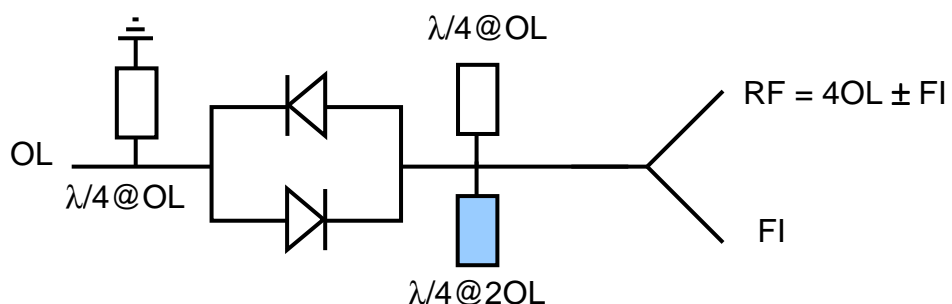


figure II-28 : Mélangeur sous harmonique d'ordre 4 (4xSHM)

Comme le montre la figure II-27, il est possible d'utiliser la topologie série classique pour réaliser un mélangeur sous harmonique d'ordre 4. Cependant, on gagne plusieurs dB sur les pertes de conversion en ajoutant un ou plusieurs stubs pour supprimer le phénomène parasite de mélange à l'harmonique 2. Ainsi, les topologies présentées intègrent soit un stub $\lambda/4$ circuit ouvert défini à $2OL$ sur l'accès RF/FI [II- 21] (figure II-28), soit un stub $\lambda/4$ circuit ouvert centré à $(f_{RF}-2f_{OL})$ sur l'accès OL et sur l'accès RF/FI [II- 22]. Cette dernière approche a permis d'obtenir des pertes de conversion aussi basses que 12dB en bande W.

Les comparaisons effectuées avec un mélangeur 2xSHM montrent alors que les pertes de conversion sont supérieures de 2dB dans le cas d'un mélangeur 4xSHM et que la puissance de pompe à fournir pour obtenir des pertes de conversion optimales sont supérieures d'environ 5dB. L'utilisation de mélangeurs 4xSHM n'en reste pas moins intéressante pour les applications au delà de 40GHz.

II.2.8.4. *Caractéristiques du mélangeur à paire de diodes antiparallèles (APDP) - topologie série*

Nous résumons ici les avantages et les limitations des mélangeurs APDP utilisant la topologie série.

Avantages :

- Le fonctionnement sous-harmonique permet d'utiliser un oscillateur local à une fréquence réduite d'un facteur 2 (dans le cas d'un 2xSHM) ou 4 (dans le cas d'un 4xSHM) par rapport à celle d'un mélangeur fondamental.
- Si $(m+n)$ est pair, les fréquences $(m.f_{OL} + n.f_{FI})$ sont idéalement supprimées en sortie. Cette réjection naturelle est basée sur l'interconnexion directe des diodes anti-parallèles. En pratique, des valeurs de réjection de 60dB sont obtenues.
- Les isolations OL/FI et OL/RF sont bonnes grâce au stub qui court-circuite la fréquence OL à l'accès RF/FI.
- Le niveau de pompe nécessaire pour obtenir les pertes de conversion optimales n'est pas excessif.
- Le mélangeur n'utilise pas de polarisation. Il a donc une consommation DC nulle.
- La topologie série permet une réalisation simple et compacte dans les technologies MIC et MMIC.
- Les mélangeurs APDP sont réalisables jusqu'à de très hautes fréquences (120GHz au moins) avec d'excellentes performances. La condition nécessaire est de disposer de diodes ayant une fréquence de coupure élevée. Au delà de 60GHz, les diodes réalisées dans des technologies AsGa PHEMT, AsGa MHEMT [II- 17], et InP PHEMT [II- 18] sont généralement utilisées.

Limitations :

- Les pertes de conversion sont généralement plus élevées que pour un mélangeur fondamental.
- Les performances en linéarité sont faibles.
- La largeur de bande de fonctionnement est limitée à environ 10% à cause du fonctionnement bande étroite des stubs quart d'onde en entrée et en sortie.
- Au niveau de la conception, les mélangeur sous-harmoniques se montrent plus sensibles aux charges présentées aux fréquences parasites de mélange (spurs), ce qui rend la conception plus délicate.

II.2.8.5. Mélangeur sous-harmonique équilibré

Une topologie doublement équilibrée de type ring [II- 58] peut être mise en œuvre pour des mélangeurs sous-harmoniques APDP. Le mélangeur comporte alors 4 paires de diodes antiparallèles et ne nécessite plus de stubs en circuit ouvert et court-circuit. D'une part, cette approche permet d'augmenter les performances en linéarité du mélangeur du fait de la combinaison de puissance des paires de diodes. D'autre part, elle permet d'augmenter de manière très significative la largeur de bande de fonctionnement par la suppression des stubs quart d'onde.

Par contre, les mélangeurs APDP simples sont bien adaptés à la réalisation de mélangeurs à réjection de fréquence image car ils ne nécessitent pas une puissance OL trop élevée et permettent une intégration assez compacte du mélangeur unitaire.

II.2.9. CONCLUSIONS SUR LES MÉLANGEURS À DIODE

Les topologies de mélangeur à diode sont aujourd'hui bien connues et largement utilisées. Grâce à l'utilisation de la diode Schottky et de la topologie doublement équilibrée, il est possible d'obtenir des performances solides en termes de pertes de conversion et de largeur de bande pour les circuits MIC et MMIC. De plus, l'utilisation d'une topologie à paire de diodes anti-parallèles permet la réalisation de mélangeurs performants aux fréquences millimétriques en utilisant des sources à des fréquences plus basses grâce au fonctionnement sous-harmonique. La principale limitation des mélangeurs résistifs à diode reste leurs faibles performances en linéarité à un niveau donné de pompe OL en comparaison de celles des mélangeurs résistifs à FET froid.

II.3. Mélangeurs résistifs à FET froid

Comme pour les mélangeurs résistifs à diode, les mélangeurs à FET froid peuvent être réalisés en topologie simple, simplement équilibrée ou doublement équilibrée. Des mélangeurs sous-harmoniques sont potentiellement réalisables même s'il n'existe pas d'équivalent à la paire de diodes antiparallèles.

L'avantage fondamental des mélangeurs à FET froid est leur potentiel pour un fonctionnement à forte linéarité qui repose sur la caractéristique très linéaire du réseau I_{ds} - V_{ds} d'un FET en zone ohmique. Le fonctionnement du mélangeur à FET froid aux fréquences micro-ondes a d'abord été démontré en technologie MESFET [II- 23] mais il s'applique aussi aux technologies HEMT [II- 24] ou MOSFET.

II.3.1. MÉLANGEURS SIMPLES À FET FROID

Le mélangeur simple à FET froid est réalisé à partir d'un transistor à effet de champ polarisé à tension V_{ds} nulle. Le signal OL de pompe est appliqué sur la grille du transistor tandis que son accès drain est chargé par un filtre diplexeur permettant la séparation des signaux RF et FI. Il est en outre nécessaire de réaliser sur l'accès de grille les conditions d'adaptation de l'impédance d'entrée du FET à la fréquence OL.

La polarisation de grille optimale pour un fonctionnement en mélangeur fondamental se situe près de la tension de pincement du transistor qui correspond au point de non-linéarité maximale de la conductance de sortie G_d du FET. Cependant, pour obtenir des performances optimales en terme d'intermodulation, il est souhaitable de se placer à une polarisation légèrement plus négative que la tension de pincement.

Dans le cas idéal, MAAS [II- 25] recommande de court-circuiter la fréquence OL sur le drain du transistor ainsi que la fréquence RF au niveau de la grille. Ceci n'est généralement pas possible lorsque les fréquences OL et RF sont proches.

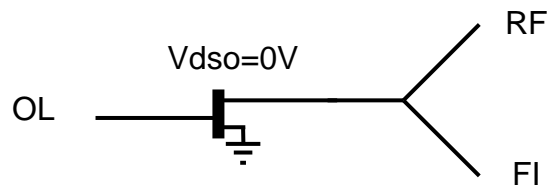


figure II-29 : Mélangeur à FET froid Single-Ended

De manière générale, un mélangeur simple à FET froid permet d'obtenir des pertes de conversion du même ordre que celles d'un mélangeur à diode. Par contre, il présente une bonne linéarité pour un faible niveau OL et sans consommation DC. N'utilisant pas de balun,

il peut de plus être intégré de manière compacte, ce qui rend la topologie attractive pour des applications telles que les terminaux sans fil grand public [II- 29], [II- 30].

Par rapport à la diode qui est un composant unipolaire, le transistor permet d'appliquer les signaux à des accès distincts, ce qui simplifie le problème du filtrage. L'isolation naturelle existant entre la grille et le drain du transistor FET froid est cependant nettement moins bonne que dans le cas d'un FET chaud car la capacité grille-drain d'un FET froid est du même ordre de grandeur que sa capacité grille-source. Ainsi, à une fréquence de 10GHz, un FET froid permet classiquement d'obtenir une isolation grille-drain supérieure à 10dB [II- 31]. Néanmoins, cette isolation tend à se dégrader avec la montée en fréquence. En conclusion, l'isolation naturelle OL/RF des mélangeurs millimétriques simples à FET froid est médiocre.

- **Mélangeur à contre-réaction inductive**

Une solution envisageable pour améliorer l'isolation grille-drain d'un FET et limiter ainsi la fuite OL est alors d'intégrer une cellule de contre-réaction inductive entre les deux accès ainsi que le représente la figure II-30.

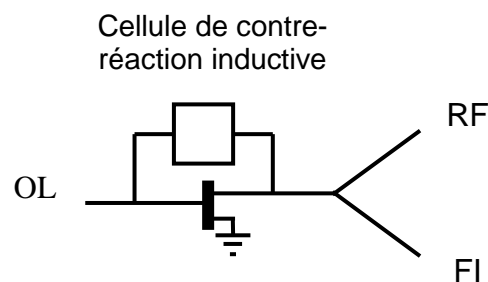


figure II-30 : Mélangeur à contre-réaction inductive

La contre-réaction inductive permet de limiter la fuite OL de la grille vers le drain en accordant la capacité grille-drain du FET froid à la fréquence F_{OL} (figure II-31).

A titre d'exemple, la cellule de contre-réaction peut être réalisée à partir d'une inductance L_{gd} et d'une capacité C_d en éléments localisés. L'inductance L_{gd} accorde la capacité C_{gd} du transistor à F_{OL} tandis que la capacité C_d assure le découplage de la tension de polarisation de grille [II- 32].

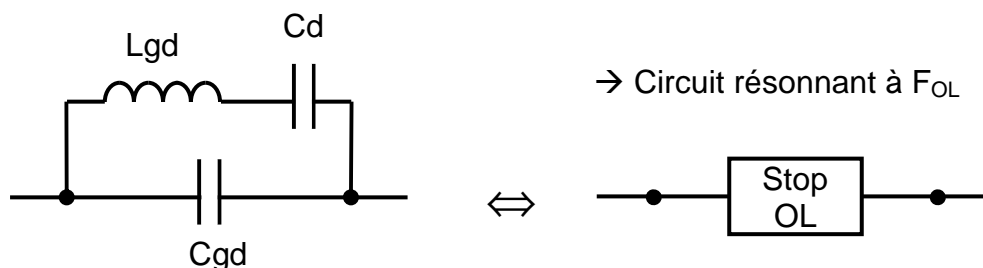


figure II-31 : Principe de la contre-réaction inductive

En pratique, l'utilisation d'une contre-réaction inductive permet d'améliorer l'isolation OL/RF de l'ordre de 10dB [II- 31]. Si les bandes RF et OL sont proches, cette technique permet en même temps de bloquer le passage du signal RF du drain vers la grille. Cette technique ne peut cependant fonctionner que sur une bande relativement étroite car l'accord de Cgd n'est effectif qu'à une fréquence donnée. Sa mise en œuvre s'avère relativement délicate en pratique car la fréquence de résonance doit être contrôlée finement.

II.3.2. MÉLANGEURS SIMPLEMENT ÉQUILIBRÉS À FET FROID

II.3.2.1. Structure générale et principe de fonctionnement

Un mélangeur simplement équilibré à FET froid est constitué de deux transistors froids qui sont connectés à des baluns aux accès OL et FI. Au niveau du drain des transistors, deux réseaux de filtrage sont nécessaires pour assurer la séparation entre les chemins RF et FI. La structure est équilibrée afin d'assurer la réjection automatique de la fréquence OL sur l'accès drain des signaux FI et RF.

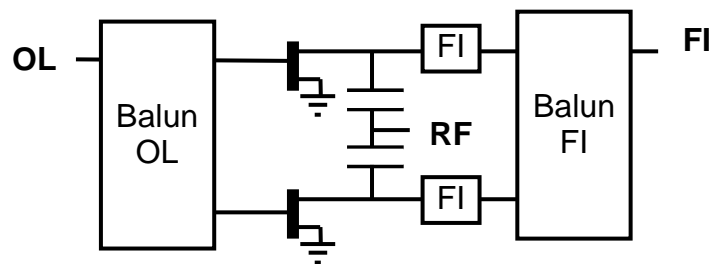


figure II-32 :

Topologie classique du mélangeur équilibré à FET froid fondamental

La réalisation d'un balun performant et compact à la fréquence basse FI est délicate en technologie intégrée. Pour cette raison, il est souvent nécessaire d'utiliser un balun FI externe.

Pour éviter le balun FI, une solution originale récemment proposée [II- 37] consiste à utiliser le déphasage entre la source et le drain des deux transistors FET. Mais la solution la plus souvent citée utilise des coupleurs hybrides en quadrature aux accès OL et RF (figure II-33) [II- 39]-[II- 41].

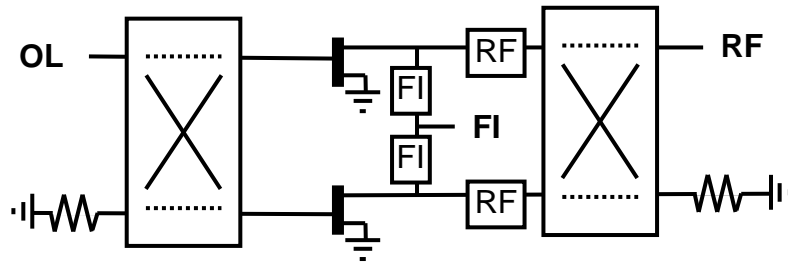


figure II-33 : Mélangeur équilibré à coupleurs 90°

Cette dernière topologie se prête bien à l'intégration monolithique car les coupleurs en quadrature peuvent par exemple être réalisés à partir de coupleurs de Lange. Cette structure présente l'avantage d'offrir de bonnes adaptations aux accès RF et OL mais n'est cependant pas réellement équilibrée dans la mesure où il n'y a pas de masse virtuelle à l'OL au niveau du drain des transistors. De plus, son isolation OL/RF est faible.

II.3.2.2. Mélangeurs sous-harmoniques à FET froid

La seule topologie publiée [II- 33]-[II- 35] de mélangeur résistif à FET froid en fonctionnement sous-harmonique est représentée sur la figure II-34.

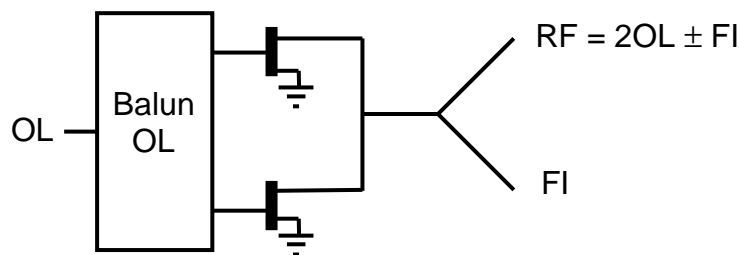


figure II-34 : Topologie de mélangeur sous-harmonique à FET froid

Il s'agit d'une structure équilibrée qui utilise un balun à l'accès OL et deux FETs froids dont les drains sont reliés au filtre diplexeur RF/FI. Si m est pair, les fréquences $(m.F_{OL} + n.F_{FI})$ sont supprimées au niveau du drain des transistors. La topologie assure donc de bonnes isolations OL/RF et OL/FI ainsi que des performances intéressantes en terme de pertes de conversion et de linéarité. A titre d'exemple, pour un mélangeur à 40GHz avec des transistors PHEMT, les performances suivantes ont été obtenues ($L_c=10dB$, $Pin_{1dB}=6dBm$) pour une puissance OL de 8dBm [II- 33]. Néanmoins, cette topologie présente une limitation sérieuse car la fréquence $2OL$ qui est proche de la fréquence RF n'est pas rejetée en sortie. Or, cette

puissance se trouve de manière naturelle à un niveau relativement élevé en sortie. La réjection $2OL/RF$ de ce mélangeur est donc très mauvaise.

Compte tenu de l'intérêt du mélangeur sous-harmonique et des limitations de la topologie précédente, il nous a paru intéressant de développer une nouvelle topologie de mélangeur sous-harmonique équilibré à FET froid. La structure est similaire à celle d'un mélangeur équilibré fondamental, à la différence qu'elle utilise un coupleur 90° à l'accès OL à la place d'un balun (figure II-35). Cela permet d'obtenir la suppression de la fréquence $2OL$ au niveau de l'accès RF en fonctionnement sous-harmonique. L'architecture spécifique qu'il est nécessaire de mettre en œuvre pour cela sera explicitée en détail dans le chapitre IV.

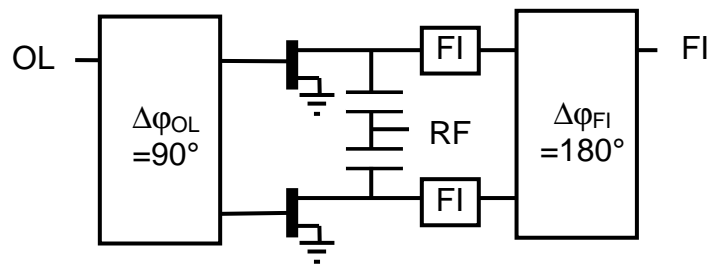


figure II-35 :

Architecture proposée pour un mélangeur sous-harmonique x2 équilibré à FET froid

II.3.3. MÉLANGEURS DOUBLEMENT ÉQUILIBRÉS À FET FROID

Un mélangeur doublement équilibré à FET froid est constitué de 4 FETs froids, dont les caractéristiques doivent être aussi proches que possible et de 3 baluns (RF, FI, OL). Le principe de fonctionnement de cette topologie (figure II-36) est similaire à celui d'un DBM ring à diode. Il s'agit d'un mélangeur à commutation (switch mode mixer) doublement équilibré. Les drains et les sources des transistors constituent des masses virtuelles à la fréquence OL tandis que les grilles sont des masses virtuelles pour les fréquences FI et RF. Ainsi, les fréquences de mélanges telles que m ou n soit pair sont supprimées et les isolations entre les ports sont relativement bonnes.

Les interconnexions relativement complexes de cette structure doivent être étudiées soigneusement pour ne pas dégrader l'équilibre du circuit qui constitue un paramètre critique vis-à-vis des performances. Pour cela, il est important d'éviter toute dissymétrie et de minimiser les effets parasites dus aux croisement des lignes.

Ce circuit est populaire en technologie MOSFET [II- 42] comme en technologie MESFET [II- 43] ou HEMT [II- 44]. Il peut être réalisé en technologie MIC aux fréquences micro-ondes en utilisant un circuit intégré comportant les quatre transistors appariés (FET quad) [II- 45]. Des réalisations jusqu'aux fréquences millimétriques sont possibles en technologie MMIC. A titre d'exemple, un mélangeur MMIC up-converter a été réalisé pour la bande [40.5-43.5] GHz avec de très bonnes performances : 10dB de pertes de conversion pour

15dBm de puissance de pompe OL avec 25dB d'isolation OL/RF et une très bonne linéarité [II- 46].

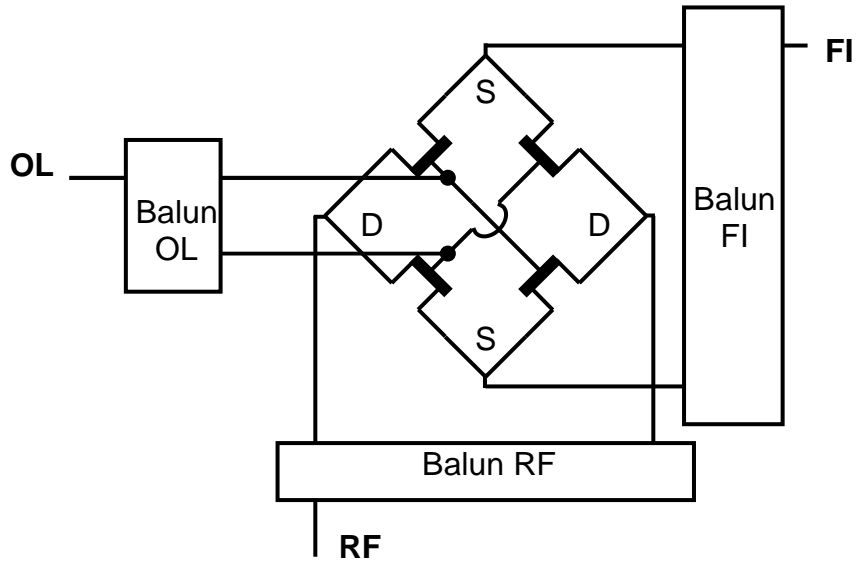


figure II-36 : Mélangeur doublement équilibré à FET froid

II.4. Mélangeurs Actifs

Les mélangeurs actifs sont réalisés à partir de transistors à effet de champ ou bipolaire polarisés. Contrairement aux mélangeurs passifs, ils entraînent une consommation DC mais permettent des performances et des potentialités très intéressantes :

- gain de conversion possible,
- faible facteur de bruit possible,
- Puissance OL optimale peu importante.

Cependant, leur linéarité est généralement faible et ils se montrent très sensibles aux charges présentées.

Comme pour les mélangeurs résistifs, un grand nombre de topologies existent. Nous en donnons ici un aperçu rapide.

Les deux principales topologies de mélangeurs actifs à FET sont « le mélangeur de grille » et « le mélangeur de drain ».

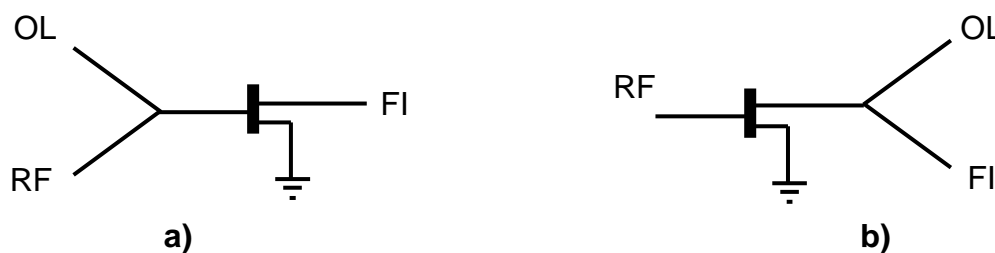


figure II-37 : Configuration des mélangeurs actifs à FET

a) Mélangeur de grille

b) Mélangeur de drain

Pour le mélangeur de grille, les transistors sont polarisés près de la tension de pincement pour un fonctionnement en zone saturée du transistor à effet de champ, de manière à exploiter au mieux la non-linéarité de la transconductance pour le mélange. Le mélangeur de drain est quant à lui polarisé à $I_{dss}/2$ dans la zone ohmique car le mélange est effectué à la fois avec la transconductance et la conductance de sortie.

De manière générale, le mélangeur de grille offre les meilleures performances en gain mais son isolation OL/RF est médiocre. En effet, les signaux OL et RF sont appliqués sur le même accès. Des solutions ont été proposées pour résoudre ce problème comme celles d'utiliser un transistor supplémentaire qui sert de buffer sur les accès OL et RF [II- 47], d'utiliser le mode sous-harmonique pour séparer les fréquences OL et $RF=2OL+FI$ [II- 48], ou d'utiliser l'isolation d'un hybride dans une topologie équilibrée [II- 49].

Le mélangeur de drain bénéficie pour sa part d'une bonne isolation OL/RF grâce à l'isolation naturelle grille-drain du transistor FET polarisé. Par ailleurs, la mise en œuvre d'une

topologie distribuée permet de couvrir des largeurs de bande de fonctionnement RF et OL très importantes [II- 50].

Une autre topologie de mélangeur actif utilise le FET bi-grille (Dual-Gate FET Mixer) dont le schéma équivalent correspond à celui d'un montage cascode (figure II-38). Cette topologie bénéficie elle aussi d'une bonne isolation OL/RF. L'analyse théorique du fonctionnement d'un mélangeur à FET bigrille peut être trouvée dans la référence [II- 51].

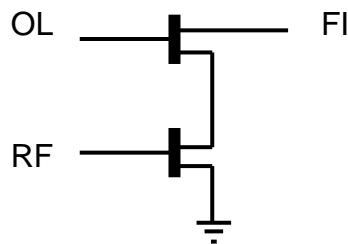


figure II-38 : Mélangeur à FET bi-grille

Les mélangeurs actifs sont aussi utilisés dans des structures simplement ou doublement équilibrées. Pour les circuits intégrés basse fréquence utilisant des transistors bipolaires, une topologie très populaire est le mélangeur doublement équilibré à cellule de Gilbert (Gilbert-Cell mixer). Il s'agit d'un multiplieur réalisé à partir de 2 paires différentielles. Le cœur du mélangeur (mixer core) est représenté figure II-39 où la paire RF fournit du gain alors que les 2 paires OL fonctionnent en commutation.

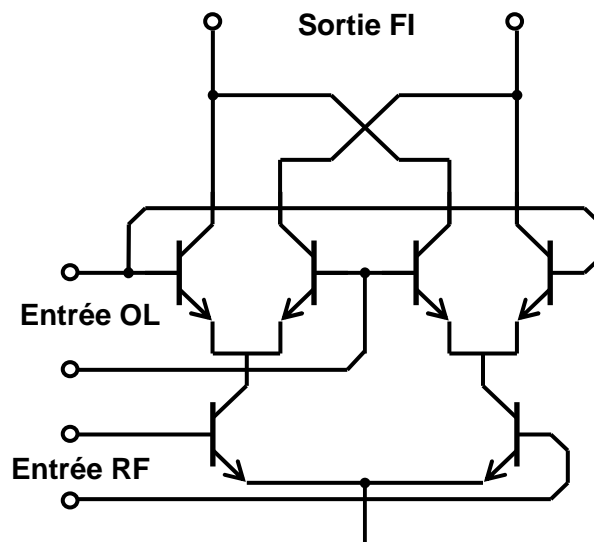


figure II-39 : Mélangeur à cellule de Gilbert

Des baluns sont nécessaires aux trois accès RF, OL et FI pour le bon fonctionnement de ce type de mélangeur. Ils sont souvent implémentés en utilisant des baluns actifs qui servent en même temps d'amplificateur buffer.

Le mélangeur à cellule de Gilbert est le mélangeur de choix aux basses fréquences en raison de ses excellentes performances sur les points suivants:

- fort gain de conversion,
- bonnes isolations entre les ports,
- fonctionnement à faible puissance OL,
- intégration très compacte.

Ses performances en bruit et en linéarité sont cependant en général assez médiocres.

La topologie de Gilbert est aussi réalisable avec des transistors à effet de champ (MOSFET, MESFET ou HEMT). A titre d'exemple, une topologie simplifiée d'une demi-cellule de Gilbert (multiplieur simplement équilibré) a été réalisée aux fréquences millimétriques dans une technologie PHEMT AsGa [II- 54]. Occupant une surface de 1.7mm^2 , le circuit est compact et peut de plus, fonctionner avec des puissances OL aussi faibles que 0dBm. Néanmoins, il présente au minimum 4dB de pertes de conversion.

D'excellentes performances ont aussi été publiées pour un mélangeur down-converter en technologie HBT SiGe [II- 55]. Le circuit est extrêmement compact ($0.55\text{mm} * 0.45\text{mm}$) et fournit 25dB de gain à 40GHz pour 5dBm de puissance OL. Compte tenu du gain important, la faible puissance d'entrée à 1dB de compression de -21,5dBm ne pénalise pas la linéarité de sortie du mélangeur. De plus, ce circuit fonctionne sur une très large bande (12-42 GHz). Il est cependant à noter que ce mélangeur comporte des amplificateurs buffer et que la part du gain correspondant au cœur du mélangeur n'est pas précisée.

Les mélangeurs actifs ont fait l'œuvre de nombreuses publications. Leur potentiel en gain de conversion à une puissance OL faible les rend évidemment attractifs. Cependant, aux fréquences micro-ondes et millimétriques les performances obtenues ont souvent été quelque peu décevantes, c'est pourquoi on leur préfère généralement des mélangeurs passifs. La topologie active qui paraît aujourd'hui la plus intéressante est le mélangeur doublement équilibré à cellule de Gilbert. Ses performances sont en effet très bonnes à condition de parvenir à obtenir un gain suffisant.

II.5. Mélangeurs à réjection d'image à opposition de phase

Un mélangeur classique n'offre qu'une réjection faible (voire nulle) de la fréquence image. Un mélangeur à réjection d'image (Image-Reject mixer IRM) aussi appelé modulateur à bande latérale unique (SSB modulator) permet de supprimer cette fréquence particulièrement critique dans le cas des récepteurs. La réjection d'image se fait, soit par filtrage, soit par la méthode d'opposition des phases. La méthode par filtrage (figure II-40) consiste tout simplement à filtrer la fréquence image au niveau de l'accès RF [II- 56]. La fréquence image étant proche de la fréquence RF dans le cas où la fréquence FI est basse, cette méthode ne peut donc pas être mise en œuvre de manière réellement efficace.

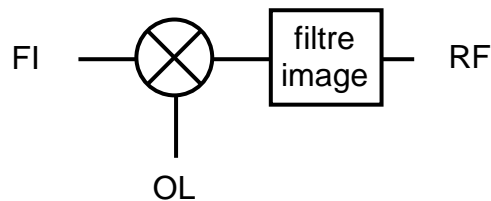


figure II-40 : Réjection de la fréquence image par un filtre

Il est alors nécessaire de réaliser un mélangeur fonctionnant sur la méthode d'opposition de phase. La topologie classiquement employée est représentée sur la figure II-41. Le mélangeur est constitué de deux mélangeurs identiques et de trois diviseurs de puissance. Le signal à l'accès RF est divisé en deux signaux de même puissance déphasés de 90° qui attaquent chacun l'un des deux mélangeurs. Les 2 signaux de sortie sont transférés aux entrées d'un hybride 90° . La première sortie de l'hybride extrait le signal FI provenant de la fréquence RF en bande latérale inférieure (LSB) alors qu'elle rejette le signal image IM provenant de la fréquence RF en bande latérale supérieure (USB) (figure II-42). La deuxième sortie de l'hybride assure le fonctionnement inverse.

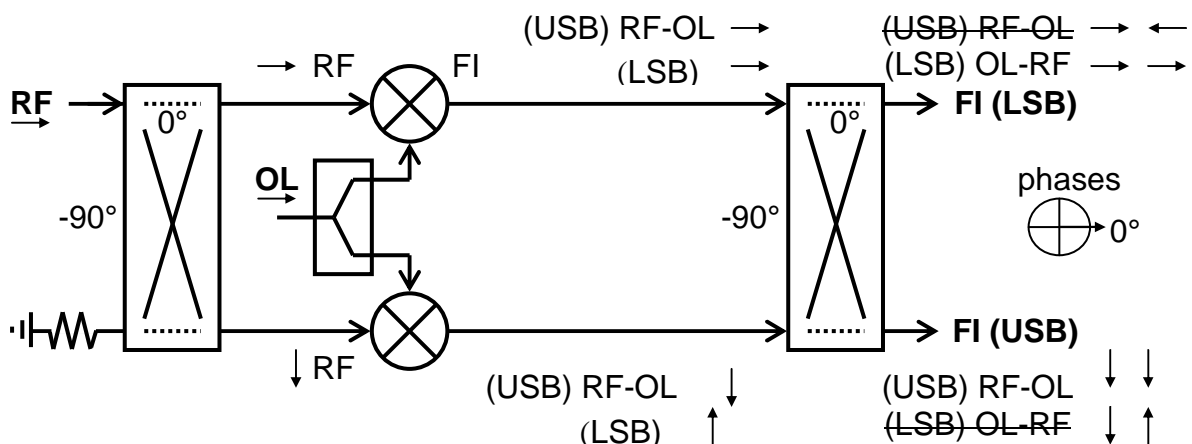


figure II-41 : Principe du mélangeur réjection d'image à opposition de phase

II.5.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Considérons un mélangeur down-converter élémentaire fonctionnant à la fréquence fondamentale.

Soient les signaux d'excitation de la forme :

$$V_{OL} = \cos(\omega_{OL} t + \varphi_{OL}) \quad \text{et} \quad V_{RF} = \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \quad (\text{II- 14})$$

Le signal FI est obtenu à la fréquence de battement. Selon si le signal RF est LSB ou USB, il est donc proportionnel à :

$$\cos((\omega_{OL} - \omega_{RF}) t + \varphi_{OL} - \varphi_{RF}) \quad \text{ou} \quad \cos((\omega_{RF} - \omega_{OL}) t + \varphi_{RF} - \varphi_{OL}) \quad (\text{II- 15})$$

Le déphasage du signal FI n'est donc pas le même suivant que l'on traite le signal RF LSB ou USB, car les expressions donnant la fréquence FI sont différentes :

$$\text{en LSB,} \quad f_{FI} = f_{OL} - f_{RF} \quad (\text{II- 16})$$

$$\text{en USB,} \quad f_{FI} = f_{RF} - f_{OL} \quad (\text{II- 17})$$

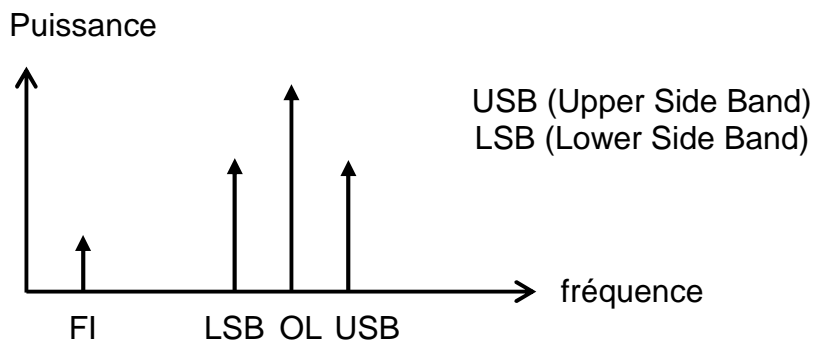


figure II-42 : Bandes latérales supérieure et inférieure d'un mélangeur

Une représentation graphique de la phase des différents signaux dans le mélangeur est donnée sur la figure II-41.

II.5.2. PERFORMANCES

La qualité de la réjection de la fréquence image dépend du déséquilibre cumulatif des amplitudes et des phases des coupleurs et des mélangeurs. En pratique, des valeurs de l'ordre de 20dB peuvent être atteintes.

L'équation (II- 18) donne la réjection de la fréquence image en fonction des déséquilibres en amplitude A et en phase $\Delta\phi$. Le tracé correspondant à cette équation est donné sur la figure II-43 :

$$\text{Réjection}_{\text{image}} = \left[\frac{1 - 2\sqrt{A} \cos(\Delta\phi) + A}{1 + 2\sqrt{A} \cos(\Delta\phi) + A} \right] \quad (\text{II- 18})$$

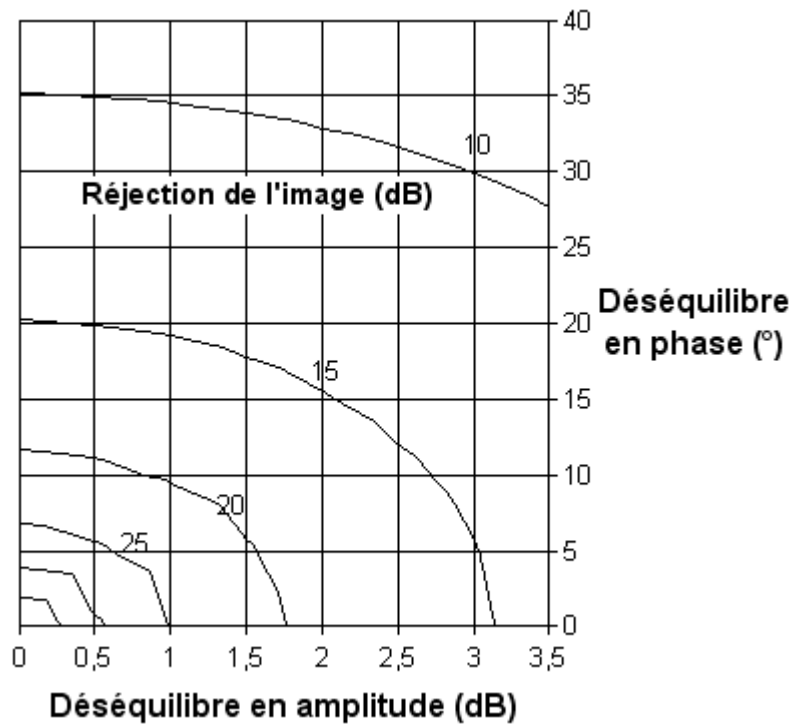


figure II-43 :

Réjection de la fréquence image en fonction des déséquilibres en amplitude et en phase

Le montage à réjection d'image peut être réalisé à partir de n'importe quel type de mélangeur : mélangeur actif [II- 57] ou passif, simple ou équilibré [II- 58], à diode ou à transistor, fondamental ou sous-harmonique [II- 59], [II- 60]. En général, dans un souci de minimiser la place occupée par le mélangeur à réjection d'image, on préférera utiliser des mélangeurs unitaires compacts.

II.6. Conclusion

Différents composants non-linéaires peuvent être utilisés pour réaliser des mélangeurs : des diodes Schottky, des transistors à effet de champ et des transistors bipolaires. Ces composants sont tous disponibles dans des filières intégrées MMIC. De manière générale, on peut classer les mélangeurs en deux grandes catégories: les mélangeurs résistifs qui sont réalisés à partir de diodes Schottky ou de FETs « froids » et les mélangeurs actifs qui sont réalisés à partir de transistors « chauds » à effet de champ ou bipolaires. Les mélangeurs actifs peuvent fournir du gain de conversion et sont donc une solution potentiellement attrayante mais qui ne s'est pas encore réellement imposée aux fréquences micro-ondes où les mélangeurs résistifs restent les plus utilisés.

D'autre part, les mélangeurs peuvent être réalisés à partir d'un seul dispositif non-linéaire mais on leur préfère souvent des structures équilibrées qui permettent d'obtenir des performances supérieures en terme de linéarité, d'isolation et de suppression des fréquences de mélange non désirées grâce à l'utilisation de plusieurs dispositifs non-linéaires combinés par des baluns. De nombreuses variations sont possibles au niveau des topologies mises en œuvre avec des performances associées plus ou moins satisfaisantes. Notre travail s'est intéressé à l'investigation d'un nouveau type de mélangeur: « le mélangeur équilibré sous-harmonique x2 à FETs froids ».

Un élément particulièrement critique vis à vis de la réalisation des mélangeurs équilibrés sont les coupleurs et baluns dont les performances déterminent souvent largement celles du mélangeur. Le chapitre suivant s'intéresse au problème délicat de la réalisation de ces composants en technologie intégrée.

II.7. Bibliographie

[II-1] S.A. Maas,

Microwave Mixers,

pp. 264-266 : Hybrid Ring (Ratrace) mixer,
Artech House, Seconde Édition, 1993.

[II-2] L. Devlin,

RF Mixer Design,

Paper presented at The IEE Training Event - "How to Design RF Circuits", Apr. 2000.

[II-3] Hewlett Packard,

The Schottky Diode Mixer,

Application Note 995, 1986.

[II-4] T.P. Budka, D. Antopolsky, M.T. Pizzella,

A 76 to 77 GHz GMIC Mixer for Automotive Radar,

Microwave Journal, Vol. 43, No.1, pp.132-134, Jan. 2000.

[II-5] H. Matsuura, K. Tezuka, I. Aoki, M. Yamanaka, S. Kobayashi, T. Fujita, A. Miura,

Monolithic Rat-Race Mixers for Millimeter Waves,

IEEE Transactions on MTT, Vol. 46, No. 6, pp. 839-841, Jun. 1998.

[II-6] D. Elad, A. Khanna, J. Quibuyen, I. Armenta,

High Isolation MIC Ka Band Upconverter,

Electrical and Electronic Engineers in Israel, The 21st Convention of the IEEE, pp 125-128, 2000.

[II-7] M.A. Smith, A.M. Pavio

An 18-40 GHz Double Balanced Microstrip Mixer,

MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 379-380, MTT-S 1985.

[II-8] S. A. Maas, M. Kintis, F. Fong, M. Tan,

A Broadband Planar Monolithic Ring Mixer,

Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium Digest, pp. 51-54, 1996.

[II-9] J. Staudinger, M. Friesen,

Double Balanced Star Mixer,

Applied Microwave, pp. 224-231, 1992.

[II-10] S.A. Maas, K.W. Chang,

A Broadband, Planar, Doubly Balanced Monolithic Ka-Band Diode Mixer,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 41, No. 11, pp. 2330-2335,
Dec. 1993.

[II-11] M. van der Merwe, J.B. de Swardt,

The Design and Evaluation of a Harmonic Mixer Using an Anti-Parallel Diode Pair,
Dept. of Electronic Engineering, University of Stellenbosch, South Africa.

[II-12] M. Cohn, J.E. Degenford, B.A Newman,

Harmonic Mixing with an Anti-Parallel Diode Pair,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.23, No.8, pp.667-673, Aug.
1975.

[II-13] T.J. Ellis, G.M. Rebeiz,

A Planar Circuit Design for High Order Sub-Harmonic Mixers,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. II, pp. 1039-1042, MTT-S 1997.

[II-14] R.J. Hicks, P.J. Kahn,

Analysis of Balanced Subharmonically Pumped Mixers with Unsymmetrical Diodes,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 457-459, MTT-S 1981.

[II-15] K. Itoh, K. Tajima, K. Kawakami, O. Ishida, K. Mizuno,

*Fundamental Limitations on Output Power and Conversion Loss of an Even Harmonic Mixer
in an Up-Conversion Operation,*
MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 849-852, MTT-S 1997.

[II-16] K. Itoh, A. Iida, Y. Sasaki, S. Urasaki,

A 40 GHz Band Monolithic Even Harmonic Mixer with an Antiparallel Diode Pair,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp 879-882, MTT-S 1991.

[II-17] B. Matinpour, N. Lal, J. Laskar, R.E. Leoni, C.S. Whelan,

A K-Band Subharmonic Down-Converter in a GaAs Metamorphic HEMT Process,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. II, pp. 1337-1339, MTT-S 2001.

**[II-18] Y.L. Kok, P.P. Huang, H. Wang, B.R. Allen, R. Lai, M. Sholley, T. Gaier,
I.Mehdi,**

120 and 60 GHz Monolithic InP-Based HEMT Diode Sub-Harmonic Mixer,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. III, pp. 1723-1726, MTT-S 1998.

[II-19] Yon-Lin Kok, M. Ahmadi, Huei Wang, B.R. Allen, T. Lin,

A Ka-Band Monolithic Single-Chip Transceiver Using Sub-Harmonic Mixer,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. I, pp. 309-311, MTT-S 1998.

- [II-20] A. Madjar, M. Musia,**
Design and Performance of a X4 Millimeter wave Subharmonic Mixer,
23rd European Microwave Conference Proceedings, Vol. I, pp. 246-247, EuMC 1993.
- [II-21] M.W. Chapman,**
A 60 GHz Uniplanar MMIC 4X Subharmonic Mixer,
Master of Science in Electrical Engineering Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Nov. 2000.
- [II-22] K. Kanaya , K. Kawakami , T. Hisaka , T. Ishikawa , S. Sakamoto,**
A 94GHz High Performance Quadruple Subharmonic Mixer MMIC,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1249-1252, MTT-S 2002.
- [II-23] S.A. Maas,**
A GaAs MESFET Mixer with Very Low Intermodulation,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 35, No. 4, Apr. 1987.
- [II-24] H. Zirath, N. Rorsman,**
A Resistive HEMT-Mixer with Very Low LO-Power Requirements and Low Intermodulation,
21st European Microwave Conference Proceedings, pp. 1469-1474, EuMC 1991.
- [II-25] S.A. Maas,**
The RF and Microwave Circuit Design Cookbook,
Artech House, 1998.
- [II-26] L. Verweyen, H. Massler, M. Neumann, U. Schaper, W.H. Haydl,**
Coplanar Integrated Mixers for 77-GHz Automotive Applications,
Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 8, No. 1, pp. 38-40, Jan. 1998.
- [II-27] R.S. Virk, L. Tran, M. Matloubian, M. Le, M.G. Case, C. Ngo,**
A Comparison of W-Band MMIC Mixers Using InP HEMT Technology,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. II, pp. 435-438, MTT-S 1997.
- [II-28] B. Aja, M.L. de la Fuente, J.A. García, J.P. Pascual, E. Artal,**
Resistive Monolithic Q-Band HEMT Mixer for MVDS Applications,
Gallium Arsenide Application Symposium Proceedings, pp. 447-449, GAAS 2000.
- [II-29] J.J. Kucera, U. Lott,**
A Zero DC-Power Low-Distortion Mixer for Wireless Applications,
Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 9, No. 4, pp. 157-159, Apr. 1999.

[II-30] F. Ellinger, R. Vogt, W. Bächtold,

Compact Monolithic Integrated Resistive Mixers With Low Distortion for HIPERLAN,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 1, pp. 178-181, Jan.
2002.

[II-31] J.F. Villemazet,

Optimisation Statistique des Pertes de Conversion d'un Mélangeur Résistif. Application au Mélangeur à TEC Froid en Technologie MMIC,
Thèse de l'Université de Limoges n°22-94, Juil.1994.

[II-32] J. Geddes, P. Bauhahn, S. Swirhun,

A Millimeter Wave Passive FET Mixer With Low 1/F Noise,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. III, pp. 1045-1047, MTT-S 1991.

[II-33] H. Zirath,

A Sub-Harmonically Pumped Resistive Dual-HEMT-Mixer,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 875-878, MTT-S 1991.

[II-34] H. Zirath, I. Angelov, N. Rorsman,

A Millimeterwave Subharmonically Pumped Mixer Based On a Heterostructure Field Effect Transistor Technology,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. II, pp. 599-602, MTT-S 1992.

[II-35] H. Zirath, I. Angelov, N. Rorsman, C. Karlsson,

A W-Band Subharmonically Pumped Resistive Mixer Based on Pseudomorphic Heterostructure Field Effect Transistor Technology,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, MTT-S 1993.

[II-36] H. Zirath, I. Angelov, C. Karlsson, N. Rorsman,

A LO-Rejecting Balanced Upconverter for Communication Systems,
26st European Microwave Conference Proceedings, Vol. I, pp.104-107, EuMC 1996.

[II-37] T.A. Bös, E. Camargo,

A Balanced Resistive Mixer Avoiding an FI Balun,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 245-248, MTT-S 2002.

[II-38] A. Abdallah,

Étude et Conception de Mélangeurs Résistifs en Bande Q en Technologie MMIC Asga PHEMT 0.15 μ m,
Rapport de DEA, DEA télécommunications hautes fréquences et optiques, Université de Limoges, Juil. 2003.

[II-39] D.A. Kruger,

Monolithic Dual-Quadrature Mixer Using GaAs FETs,
Microwave Journal, pp. 201-206, Sept. 1990.

[II-40] K.W. Chang, T.H. Chen, S.B.T. Bui, L.C.T. Liu, L. Nguyen,

High Performance Resistive EHF Mixers Using InGaAs HEMTs,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. III, pp. 1409-1412, MTT-S 1992.

[II-41] K.W. Chang, E.W. Lin, H. Wang, K.L. Tan and W.H. Ku,

A W-Band Monolithic, Singly Balanced Resistive Mixer with Low Conversion Loss,
Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 4, No. 9, pp. 301-302, Sept. 1994.

[II-42] Ed Oxner,

A Commutation Double-Balanced MOSFET Mixer of High Dynamic Range,
Siliconix Application Note No. AN85-2, Oct. 1986.

[II-43] S. Weiner, D. Neuf, S. Spohrer,

2 to 8 GHz Double Balanced MESFET Mixer with +30dBm Input 3rd Order Intercept,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. II, pp. 1097-1100, MTT-S 1988.

[II-44] T.H. Chen, K.W. Chang, S.B.T. Bui, L.C.T. Liu, S. Pak,

A Double Balanced 3-18 GHz Resistive HEMT Monolithic Mixer,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. I, pp. 459-462, MTT-S 1992.

[II-45] F. De Flaviis, S.A. Maas,

X-Band Doubly Balanced Resistive FET Mixer with Very Low Intermodulation,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, No. 2, pp. 457-460, Feb. 1995.

[II-46] K.S. Ang, I.D. Robertson,

A Monolithic Double-Balanced Upconverter for Millimeter-Wave Point-To-Multipoint Distribution Systems,
Gallium Arsenide Application Symposium Proceedings, pp. 439-442, GAAS 2000.

[II-47] D. An, B.H. Lee, Y.S. Chae, H.M. Park, H.C. Park, J.K. Rhee,

Low LO Power V-band CPW Mixer Using GaAs PHEMT,
32nd European Microwave Conference Proceedings, EuMC 2002.

[II-48] M. Kim, J.B. Hacker, E.A. Sovero, D.S. Deakin, J.H. Hong,

A Millimeter-Wave Multifunction HEMT Mixer,
Microwave and Guided Wave Letters Vol. 9, No. 4, pp. 154-156, Apr. 1999.

[II-49] T. Saito, N. Hidaka, Y. Ohashi, T. Shimura, Y. Aoki,
HEMT-Based MMIC Single-Balanced Mixers for 60-GHz Indoor Communication Systems,
IEEE GaAs IC Symposium Digest, Vol. I, pp.57-60, 1993.

[II-50] K-L. Deng, H. Wang,
A 3-33 GHz PHEMT MMIC Distributed Drain Mixer,
IEEE RFIC Symposium Digest, pp. 151-154, RFIC 2002.

[II-51] C. Kolanowski,
Conception, Réalisation et Analyse de Mélangeurs Millimétriques en Technologie Hybride et Intégrée Utilisant des Transistors à Effet de Champ HEMT de Types Monogrille et Bigrille,
Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille no 1726, Mar. 1996.

[II-52] B. Gilbert,
A Precise Four-Quadrant Multiplier with Subnanosecond Response,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-3, No. 4, Dec. 1968.

[II-53] B. Gilbert, R. Baines,
Fundamentals of Active Mixers,
Applied Microwave & Wireless, Winter 1995.

[II-54] A.W. Dearn and L.M. Devlin,
A Mm-Wave Monolithic Gilbert-Cell Mixer,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. I, pp. 401-404, MTT-S 2000.

[II-55] S. Hackl, J. Böck, M. Wurzer, A.L. Scholtz,
40GHz Monolithic Integrated Mixer in SiGe Bipolar Technology,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1241-1244, MTT-S 2002.

[II-56] A. Yamada, Y. Amano, Y. Motouchi, N. Takahashi, E. Suematsu, H. Sato,
A Compact 60GHz Sub-Harmonically Pumped Mixer MMIC Integrated with an Image Rejection Filter,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.1733-1736, MTT-S 2002.

[II-57] G.L. Bonato, A. Boveda,
GaAs Monolithic Image Rejection Down-Converter for Point-to-Multipoint Communication Systems,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. I, pp. 93-96, MTT-S 1992.

[II-58] K. Kawakami, M. Shimozawa, H. Ikematsu, K. Itoh, Y. Isota, O. Ishida,
A Millimeter-Wave Broadband Monolithic Even Harmonic Image Rejection Mixer,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. III, pp. 1443-1446, MTT-S 1998.

[II-59] F. Rasa, F. Celestino, M. Remonti, B. Gabrielli, P. Quentin,
37-40GHz MMIC Sub-Harmonically Pumped Image Rejection Diode Mixer,
30th European Microwave Conference Proceedings, Vol. I, pp. 421-424, EuMC 2000.

[II-60] H. Okazaki, Y. Yamaguchi,
Wide-Band Subharmonically Pumped Mixer MMIC,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1035-1038, MTT-S 1997.

CHAPITRE III :

Coupleurs et baluns intégrés

III.1. Introduction

Les coupleurs et les baluns (**B**alanced-to-**U**nbalanced) sont utilisés dans de nombreux types de circuit, notamment les antennes, les mélangeurs et les amplificateurs équilibrés. Pour les mélangeurs, les performances des coupleurs et des baluns déterminent largement celles des circuits réalisés (bande de fréquence, isolations, etc.) mais sont généralement très limitées par les contraintes propres à la technologie de fabrication des circuits, en particulier lorsqu'ils sont intégrés dans des circuits MMIC.

Dans ce chapitre, après avoir présenté les contraintes de réalisation en technologie MMIC, nous examinerons les caractéristiques et les performances des différentes structures passives de couplage (coupleurs et baluns) pour les circuits planaires. Enfin, nous nous intéresserons aux potentialités des baluns actifs micro-ondes.

Les coupleurs et les baluns utilisés aux fréquences micro-ondes sont majoritairement des structures passives. En technologie planaire, on peut distinguer deux familles de structure de couplage qui se différencient par l'approche d'intégration :

- Une approche distribuée utilisant essentiellement des lignes de transmission ou des lignes couplées.
- Une approche localisée reprenant d'une manière générale les différents coupleurs de la famille précédente pour lesquels les lignes de transmission sont réalisées par les éléments localisés équivalents LC en π ou en T à une fréquence donnée

Par rapport à l'approche distribuée, l'approche localisée est intéressante du point de vue de la miniaturisation des coupleurs, notamment pour la bande basse des ondes centimétriques où les tronçons de ligne de transmission de longueur électrique quart d'onde ont une longueur physique importante. Cependant, l'équivalence entre les circuits LC et les lignes de transmission n'étant rigoureuse qu'en un point de fréquence, les coupleurs réalisés par une approche localisée équivalente auront en général une bande passante inférieure à celle obtenue avec les coupleurs distribués.

III.2. Contraintes de réalisation en technologie MMIC

Les principales technologies de circuits planaires sont les technologies MIC et MMIC.

- Dans l'approche MIC ou hybride, seuls les éléments passifs (lignes, filtres, coupleurs, etc.) sont directement intégrables. Les composants ou fonctions actives sont ensuite reportés par des techniques de collage et de câblage.
- Dans l'approche monolithique MMIC, on intègre simultanément des structures actives et passives par des procédés de couches minces. Par ailleurs, il n'y a pas de possibilité de réglage du circuit après fabrication.

Traditionnellement, les structures passives de couplage ont été réalisées en technologie MIC mais la technologie MMIC permet une meilleure intégration et une meilleure reproductibilité des performances. C'est pourquoi de nombreux travaux de recherche ont été menés pour permettre la réalisation des structures de couplage en MMIC. Il est intéressant de comparer ces deux technologies en termes de performances et de contraintes de réalisation.

Nous nous intéresserons à la technologie microruban (microstrip) (figure III-1a) qui est de loin la plus utilisée dans les circuits actuels. Il s'avère toutefois que la technologie uniplanaire (figure III-1b) offre certains degrés de liberté supplémentaires du point de vue de la conception grâce à la présence des conducteurs sur une même face du substrat. Bénéficiant en outre d'une plus faible dispersion, l'utilisation de la technologie coplanaire tend à se développer pour les circuits MMIC haute fréquence.



figure III-1 : Lignes de transmission

a) de type microstrip

b) de type coplanaire

De manière générale, la technologie MMIC impose davantage de contraintes que la technologie MIC. Tout d'abord, la technologie MIC permet le choix adapté du substrat à utiliser, ce qui n'est pas le cas en technologie MMIC. Les caractéristiques d'un substrat MMIC AsGa sont typiquement les suivantes : la hauteur du substrat est faible (de l'ordre de $100\mu\text{m}$ ou 4mil) alors que la permittivité électrique est forte (ϵ_r voisin de 12.8). Par ailleurs, les pertes des lignes sont assez importantes. De plus, le coût de fabrication d'un circuit MMIC est directement proportionnel à la surface qu'il occupe. L'intégration des structures de couplage devra donc nécessairement être très compacte. Sur cet aspect, la technologie MMIC présente quelques avantages sur la technologie hybride :

- La plupart des filières MMIC permettent la réalisation de trous métallisés reliés à la masse à travers le substrat (via-hole) ainsi que l'utilisation de ponts à air (air-bridge) pour réaliser des interconnexions sans avoir recours à un fil de liaison

(bond-wire) qui introduit une très forte inductance parasite dont la valeur est soumise à une très forte dispersion.

- La précision de gravure est meilleure, ce qui permet de réaliser des dimensions plus faibles. En outre, les dispersions de fabrication sont plus faibles, ce qui permet une meilleure reproductibilité des performances.
- La technologie MMIC permet de limiter le nombre d'interconnexions à réaliser entre les circuits, ce qui limite les effets parasites associés. Cela donne un avantage décisif aux circuits MMIC pour les applications aux fréquences millimétriques où les éléments parasites ont une influence déterminante sur les performances du circuit.

En conclusion, du fait des contraintes sur le substrat pour la réalisation de structures passives de couplage, il est difficile d'obtenir des performances (largeur de bande de fonctionnement, faibles pertes) aussi bonnes en technologie MMIC en comparaison des meilleures réalisations en technologie hybride. Néanmoins, la technologie MMIC permet une meilleure intégration et une meilleure reproductibilité des performances ce qui la rend très attrayante pour la réalisation des circuits.

III.3. Coupleurs passifs planaires

III.3.1. DÉFINITION DES COUPLEURS DIRECTIFS

Un coupleur directif idéal est un composant passif sans pertes à quatre ports sur support isotrope. Chaque port est adapté et la puissance injectée dans un port d'entrée (voie incidente) est divisée entre les deux ports de sortie (voie directe et voie couplée). Le port restant est isolé, ce qui signifie qu'aucune puissance ne lui est transférée.

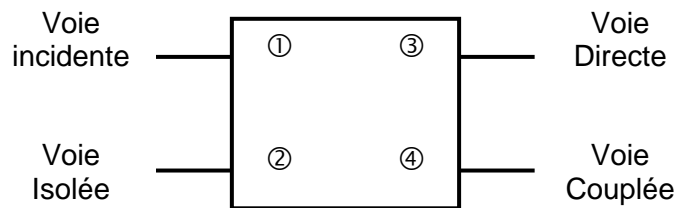


figure III-2 : Schéma de principe d'un coupleur directif

Un coupleur directif idéal est réciproque (III- 1), adapté (III- 2) et sans pertes. Ces propriétés introduisent des simplifications dans la matrice de répartition qui caractérise l'octopôle ainsi que le représente la figure III-3.

$$S_{ij} = S_{ji} \quad \text{avec } i \neq j \quad (\text{III- 1})$$

$$S_{ii} = 0 \quad (\text{III- 2})$$

Le produit de la matrice S transposée et de la matrice S conjuguée est ainsi égale à la matrice identité :

$$[S]^T \cdot [S]^* = I \quad (\text{III- 3})$$

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{31} & S_{41} \\ 0 & 0 & S_{32} & S_{42} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & 0 \\ S_{41} & S_{42} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

figure III-3 : Matrice S d'un coupleur directif

Avec la numérotation arbitraire des ports adoptée sur la figure III-2, on peut définir les grandeurs suivantes :

- Le couplage qui caractérise la puissance normalisée (par rapport à l'onde incidente) de l'onde couplée :

$$\text{Couplage}_{(dB)} = 20.\text{Log}|S_{41}| \quad (\text{III- 4})$$

- L'affaiblissement qui caractérise la puissance normalisée de l'onde transmise voie directe :

$$\text{Affaiblissement}_{(dB)} = 20.\text{Log}|S_{31}| \quad (\text{III- 5})$$

Pour un coupleur directif réel, on définit des grandeurs supplémentaires :

- L'adaptation qui caractérise la puissance normalisée de l'onde réfléchie à l'entrée du coupleur :

$$\text{Adaptation}_{(dB)} = 20.\text{Log}|S_{11}| \quad (\text{III- 6})$$

- L'isolation qui caractérise la puissance normalisée de l'onde reçue sur la voie isolée :

$$\text{Isolation}_{(dB)} = 20.\text{Log}|S_{31}| \quad (\text{III- 7})$$

- La directivité qui caractérise le rapport entre la puissance de l'onde couplée et la puissance de l'onde sortant par la voie isolée :

$$\text{Directivité}_{(dB)} = 20.\text{Log}|S_{42}| = \text{Couplage}_{(dB)} - \text{Isolation}_{(dB)} \quad (\text{III- 8})$$

- La bande passante relative qui caractérise la plage de fréquence de fonctionnement optimale du coupleur :

$$\text{Bande Passante relative} = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (\text{III- 9})$$

où f_0 , f_1 , et f_2 sont respectivement les fréquences centrale, minimale et maximale de fonctionnement.

Pour la réalisation de circuits, on sera surtout intéressé par les coupleurs 3dB. Le couplage et l'affaiblissement sont égaux, ce qui entraîne que la puissance incidente est partagée de manière égale entre la voie directe et la voie couplée.

On montre à partir de sa matrice S qu'il n'existe que deux types de coupleurs 3dB idéaux : les coupleurs 90° aussi appelés '*coupleurs en quadrature*' et les coupleurs $0-180^\circ$ aussi appelés '*coupleurs Δ - Σ* '.

III.3.2. COUPLAGE DE PROXIMITÉ

L'utilisation du couplage électromagnétique de proximité existant entre plusieurs lignes de transmission proches permet la réalisation de coupleurs. La topologie la plus simple d'un coupleur de ce type est constituée de deux lignes couplées parallèles (figure III-4).

Pour permettre la réalisation de coupleurs de proximité compacts, on utilise le couplage contra-directif, plutôt que le couplage co-directif. Le couplage contra-directif est un couplage rétrograde qui résulte de la recombinaison des ondes réfléchies dans les plans des discontinuités tandis que le couplage co-directif est dû à la différence de vitesse de phase des modes fondamentaux. Dans les milieux non homogènes, tels que les lignes microstrip, il existera néanmoins un couplage co-directif parasite qu'il faudra minimiser.

Un autre problème à résoudre pour l'intégration des coupleurs contra-directifs sera l'accès à des niveaux de couplage atteignant 3dB (niveau de couplage fort).

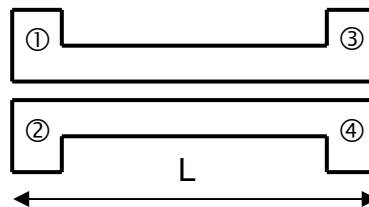


figure III-4 : Deux lignes couplées parallèles

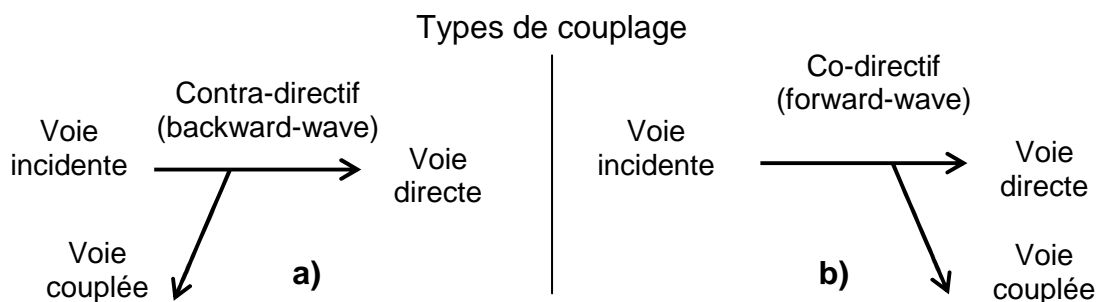


figure III-5 : Les différents types de couplage

a) Couplage contra-directif

b) Couplage co-directif

- **Principe de fonctionnement**

Deux lignes soumises à une influence électromagnétique mutuelle (figure III-4) sont susceptibles de propager deux modes fondamentaux caractérisés par une impédance caractéristique et une constante de propagation. Pour ne pas créer d'onde rétrograde sur le port initialement excité (condition d'adaptation), les impédances caractéristiques des modes doivent respecter certaines contraintes. Dans le cas d'une structure symétrique par rapport à

l'axe de propagation, les modes sont dits pair et impair [III- 1] (figure III-6) et leurs impédances caractéristiques doivent vérifier la relation (III- 10) :

$$Z_o^2 = Z_{oe} \cdot Z_{oo} \quad (\text{III- 10})$$

où Z_o est l'impédance des accès avec Z_{oe} et Z_{oo} qui sont respectivement les impédances des modes pairs (e pour even) et impair (o pour odd).

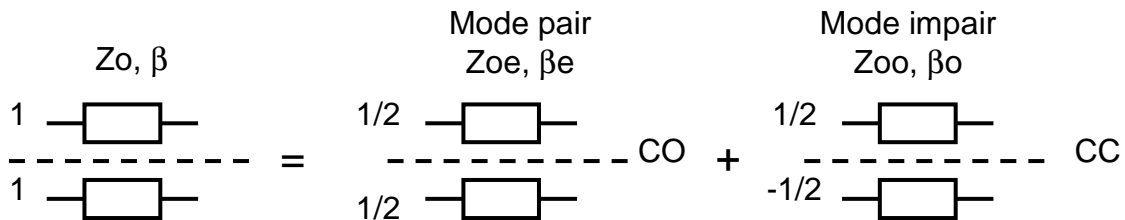


figure III-6 : Illustration de la méthode des modes pair et impair

La valeur du couplage dépend de la fréquence et atteint un maximum lorsque la longueur des lignes est égale à $\lambda/4$. À la fréquence centrale, la valeur du couplage en dB s'exprime en fonction des valeurs des impédances des modes selon la relation :

$$C_{\text{(dB)}} = 20 \log \left(\frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \right) \quad (\text{III- 11})$$

D'après les relations (III- 10) et (III- 11), on en déduit que pour augmenter le couplage, il faut augmenter la valeur de l'impédance du mode pair et diminuer celle du mode impair. Ceci se répercute directement sur la géométrie des lignes couplées.

D'autre part, une augmentation du couplage implique une augmentation de la capacité mutuelle C_m entre les rubans et une diminution de la capacité linéique C_o entre les rubans et le plan de masse (figure III-7).

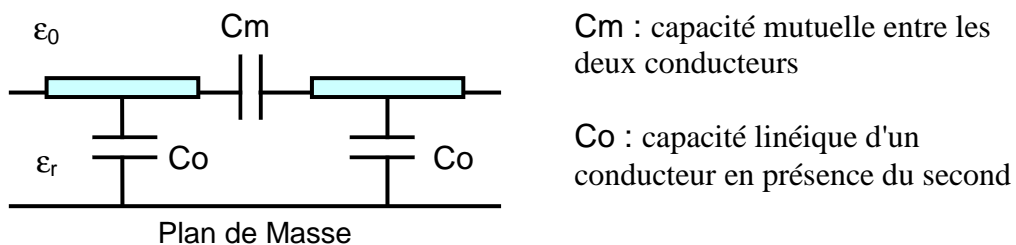


figure III-7 : Représentation des capacités linéiques de lignes couplées symétriques

Il apparaît des limites technologiques si l'on souhaite accéder à un niveau de couplage fort. En effet, l'augmentation de la capacité de couplage entre les conducteurs est limitée par l'espacement minimum qui les sépare. De même, la diminution de la capacité entre les deux conducteurs et le plan de masse est limitée par la largeur minimum technologiquement réalisable pour les rubans.

Les structures les plus courantes de lignes couplées (deux lignes couplées microruban ou coplanaire) ne permettent pas d'accéder à des niveaux de couplage supérieurs à -4dB car la valeur de la capacité mutuelle est limitée technologiquement par la taille minimum de la fente.

Ainsi, dans le cas du coupleur de Lange (figure III-8), on cherche à accroître ce niveau de couplage en considérant plusieurs rubans parallèles couplés qui permettent une augmentation globale de la capacité de couplage mutuelle entre les rubans.

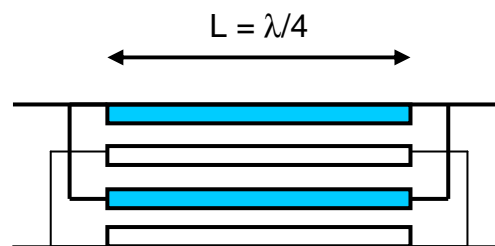


figure III-8 : Modèle d'un coupleur de Lange à 4 doigts

Une autre approche pour accéder à des niveaux de couplage forts est d'utiliser un couplage par la face des lignes (Broadside-coupled lines) plutôt que par leur bord (Edge-coupled lines) (figure III-9). Cette approche nécessite néanmoins de disposer d'une technologie multicouche dédiée.

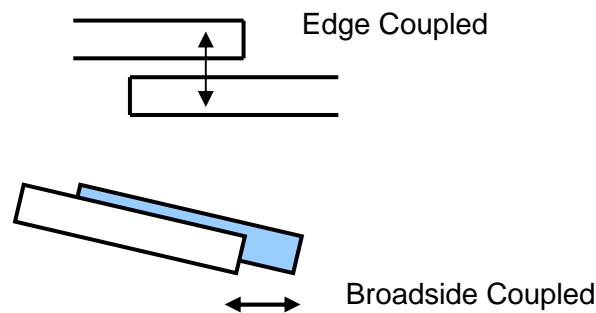


figure III-9 : Différents types de couplage

III.3.3. COUPLEUR DE LANGE [III- 2]

Le coupleur de Lange est un coupleur 3dB en quadrature (figure III-10) (figure III-11) qui est très fréquemment utilisé en technologie MMIC comme par exemple dans le cas des amplificateurs équilibrés. Ses dimensions ($L=\lambda/4$) diminuent lorsque la fréquence augmente, ce qui en fait un composant particulièrement intéressant aux fréquences millimétriques. De plus, son fonctionnement est large bande et possède des propriétés spécifiques d'adaptation.

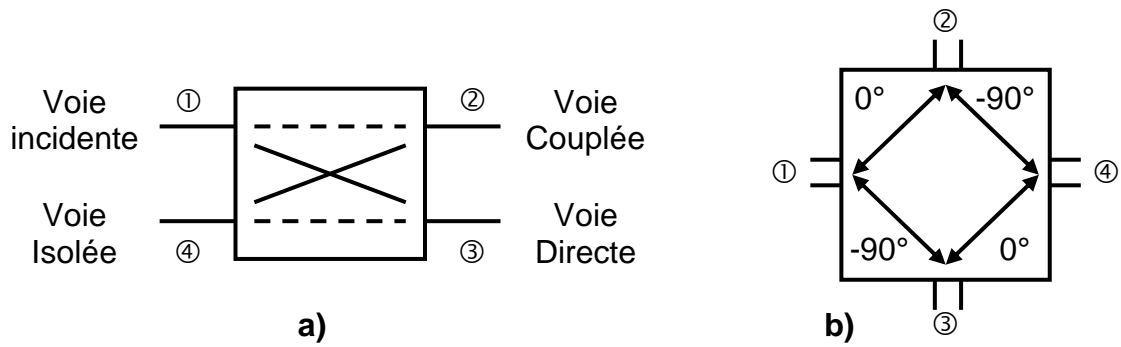


figure III-10 :

a) Schéma d'un coupleur de Lange

b) Déphasages entre les voies

$$S_{\text{Lange}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -j \\ -j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -j & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

figure III-11 : Matrice S d'un coupleur de Lange idéal

III.3.3.1. Structure des coupleurs de Lange

Les coupleurs de Lange sont réalisés à partir de lignes quart d'onde couplées et interdigitées. Ils comportent le plus souvent 4 doigts. Dans la configuration classique (figure III-12a), les voies de sortie (voies directe et couplée) se trouvent du même côté de la structure contrairement au cas de la configuration dépliée (figure III-12b). Le choix entre l'une ou l'autre des configurations permet une certaine souplesse pour le layout des circuits.

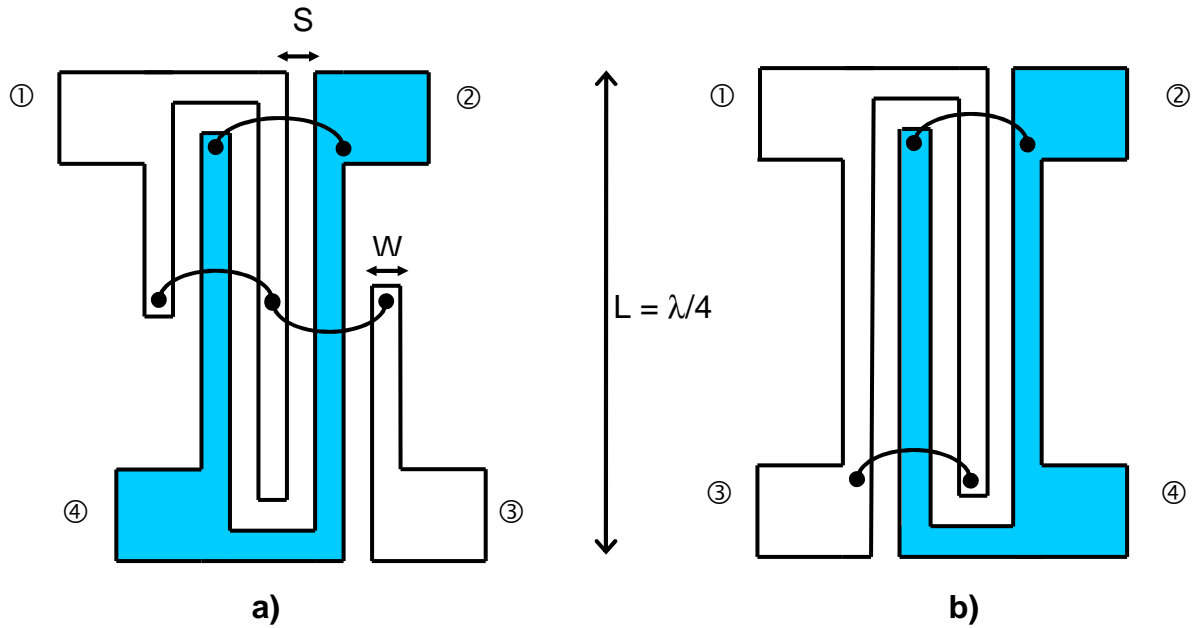


figure III-12 : Coupleur de Lange, N=4 doigts

a) configuration classique

b) configuration dépliée

Une des contraintes de la structure de Lange est qu'elle nécessite des fils d'interconnexion entre les différents brins pour les relier au même potentiel. En technologie hybride, cela entraîne des perturbations parasites qui diminuent la bande passante du composant et peuvent entraîner des problèmes de reproductibilité des performances. Dans les filières monolithiques, il est possible de relier directement les brins en utilisant des ponts à air et le second niveau de métallisation.

III.3.3.2. Propriété d'adaptation des coupleurs de Lange

Les coupleurs de Lange permettent théoriquement l'obtention de TOS d'entrée et de sortie parfaits. Nous allons donner une justification intuitive de cette propriété sans reprendre la démonstration mathématique bien connue par sa matrice de répartition.

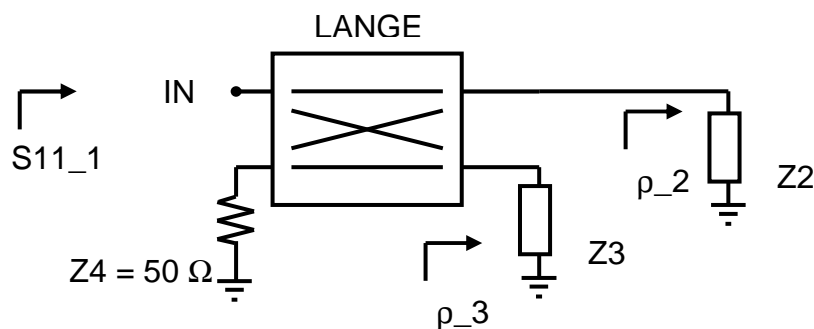


figure III-13 : Propriété d'adaptation des coupleurs de Lange

Soit un coupleur de Lange idéal chargé en sortie par deux charges égales Z_2 et Z_3 non parfaitement adaptées : $Z_2 = Z_3 \neq 50 \Omega$ (figure III-13).

La puissance incidente à la voie 1 est transmise aux voies 2 et 3. Comme les charges Z_2 et Z_3 ne sont pas adaptées, une partie de la puissance incidente est réfléchi. Les ondes réfléchies se combinent en phase à la voie isolée 4 où la puissance est dissipée dans une charge adaptée. Elles arrivent en opposition de phase à la voie 1 de telle sorte qu'il n'y a donc pas de puissance réfléchi en entrée et que le coefficient de réflexion S_{11} est nul.

Un coupleur de Lange idéal permet donc d'obtenir une adaptation parfaite en entrée dès lors que les charges de sortie Z_2 et Z_3 sont égales sans être obligatoirement adaptées. On montre que lorsque les charges Z_2 et Z_3 ne sont pas rigoureusement égales, on peut néanmoins obtenir un coefficient de réflexion faible en entrée. Réciproquement, dans le cas où le coupleur de Lange est placé en sortie, le coefficient de réflexion de sortie est idéal.

Dans le cas d'un coupleur de Lange réel qui présente un certain déséquilibre entre ces voies, on obtient assez facilement des coefficients de réflexion meilleurs que -20dB sur une large bande de fréquence.

III.3.3.3. Réalisation d'un coupleur de Lange monolithique

Pour la conception du mélangeur sous-harmonique équilibré décrit dans le prochain chapitre, nous avons effectué la conception d'un coupleur de Lange MMIC centré autour de 20GHz sur la voie OL du mélangeur. La voie isolée du coupleur est terminée par une résistance 50Ω alors que des lignes d'accès de longueur et largeur $20\mu\text{m}$ sont placées sur les voies incidente, directe et couplée. Une première phase de simulation circuit (ADS) a permis d'initialiser les dimensions physiques du coupleur puis quelques itérations de simulation électromagnétique (MOMENTUM) ont été effectuées pour optimiser ses performances et retoucher ses dimensions physiques.

L'encombrement du coupleur de Lange à 20GHz est relativement important ($L=1483 \mu\text{m}$). De plus, pour obtenir le niveau de couplage désiré, il a été nécessaire d'imposer un faible espacement inter-doigts ($S = 5\mu\text{m}$). Les résultats de simulation obtenus sont présentés sur la figure III-15. La bande de fonctionnement est très large (15-25 GHz) et on obtient un déséquilibre en amplitude (dA) inférieur à 1dB ainsi qu'un déséquilibre en phase (dph) inférieur à 4° . Tous les accès sont adaptés avec des coefficients de réflexion inférieurs à -25dB et les pertes restent inférieures à 1dB avec une valeur minimale de 0.5dB en milieu de bande.

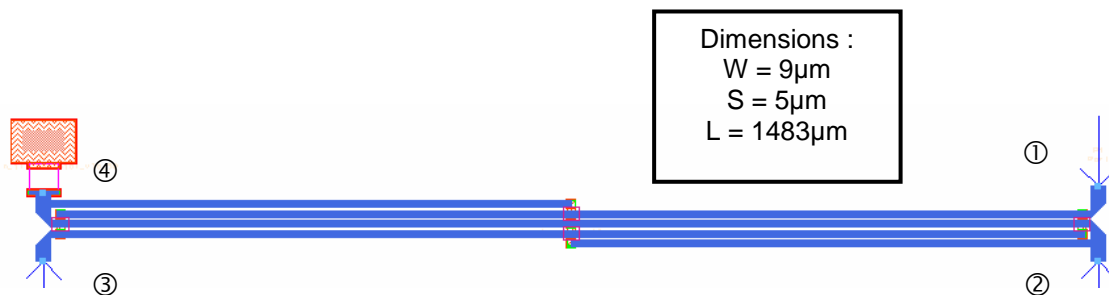


figure III-14 : Layout du coupleur de Lange MMIC à 20GHz

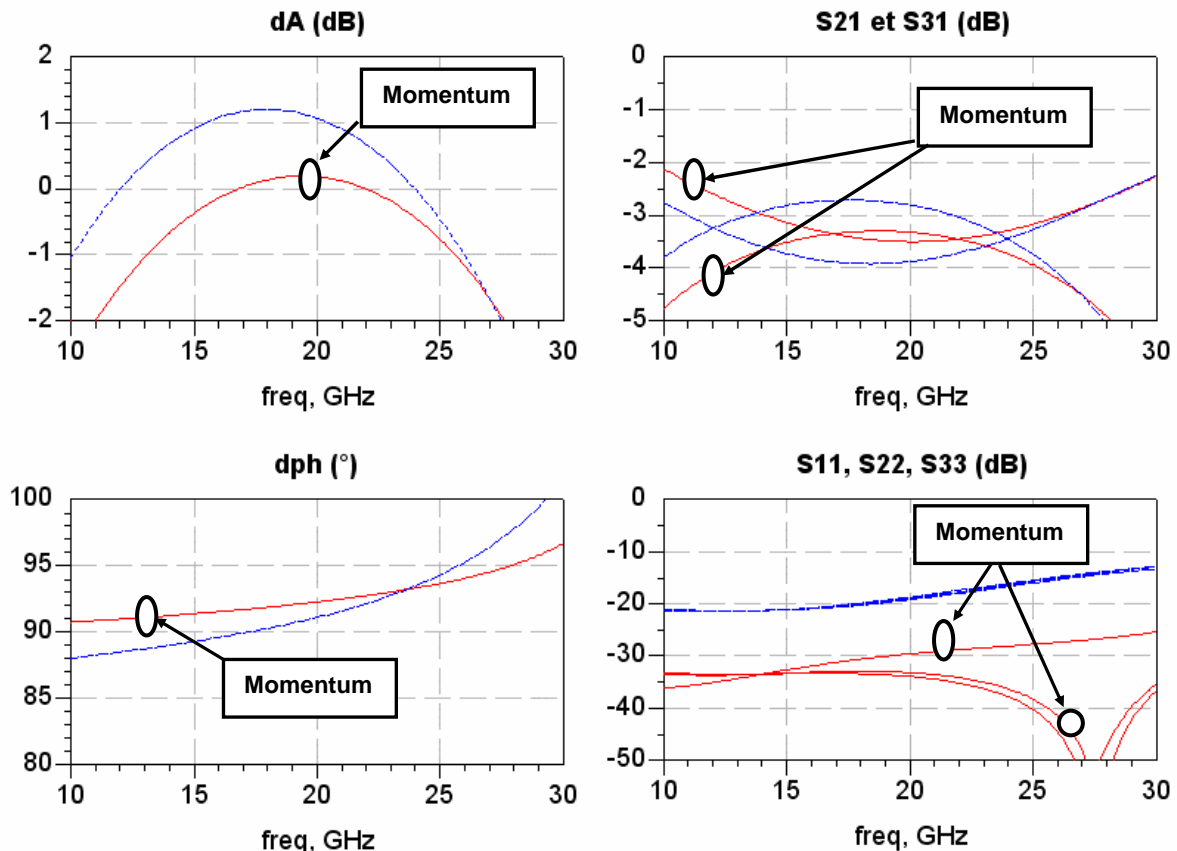


figure III-15 :

Performances simulées (électromagnétique Momentum rouge) et (circuit ADS bleu)

III.3.4. COUPLEUR À BRANCHES

La principale alternative au coupleur de Lange pour la réalisation de coupleur 3dB en quadrature est le coupleur à branches (branch-line hybrid). La topologie de base de ce type de coupleur intègre deux lignes de transmission série de longueur $\lambda/4$ à la fréquence centrale qui sont reliées par deux lignes de dérivation de longueur $\lambda/4$. Le schéma de la figure III-16 décrit un tel coupleur intégré en technologie microstrip.

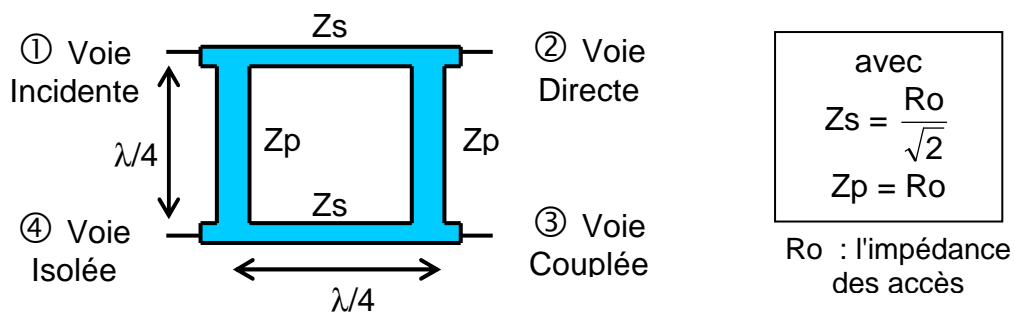


figure III-16 : Coupleur à branches

Ce composant se prête bien à la réalisation de circuits hybrides car il est simple à réaliser et s'avère moins sensible que le coupleur de Lange. En effet, il ne nécessite pas de fils d'interconnexion, de lignes d'impédance caractéristiques fortes, ou de forts couplages. La place qu'il occupe est néanmoins conséquente. En technologie MMIC, ce circuit est généralement utilisé dans une version à taille réduite utilisant des éléments localisés pour diminuer son encombrement [III- 3] (figure III-17a). La technique de réduction de taille est basée sur le remplacement des lignes quart d'onde par des lignes $\lambda / 8$ chargées de manière capacitive (figure III-17b).

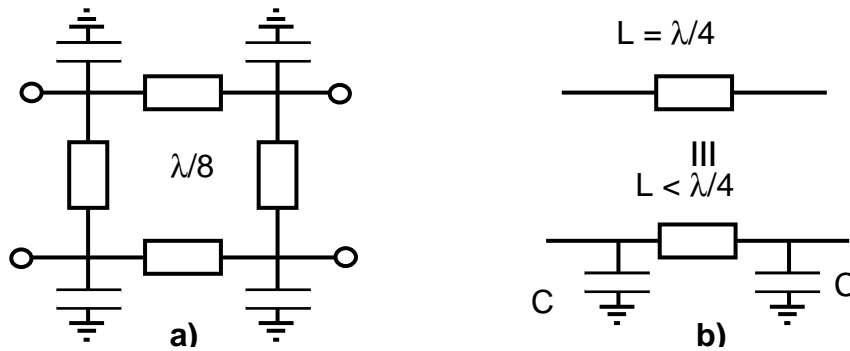


figure III-17 : a) Coupleur à branche à taille réduite chargé capacitivement
b) Technique localisée de réduction de taille des lignes $\lambda/4$

Dans un 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° . Ces coupleurs ne peuvent donc être utilisés que pour des applications bande étroite ne nécessitant pas plus de 10% de bande de fréquence. Le principe du coupleur $0-180^\circ$ en anneau étant lui aussi basé sur des lignes quart d'onde, il aura des limitations similaires.

III.3.5. COUPLEUR $0-180^\circ$ EN ANNEAU

Le coupleur en anneau (hybrid ring, rat-race coupler) est un coupleur 3dB $0-180^\circ$ (figure III-18) :

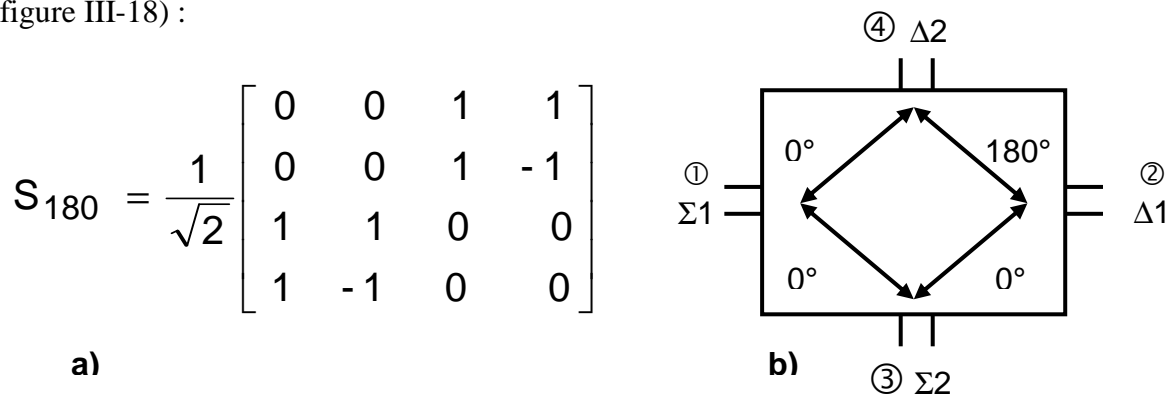


figure III-18 :

a) [S] d'un coupleur $0-180^\circ$ idéal

b) Principe du coupleur $0-180^\circ$

Un coupleur 0-180° possède 2 voies Σ et 2 voies Δ . Les voies $\Sigma 1$ et $\Delta 1$ sont mutuellement isolées de même que $\Sigma 2$ et $\Delta 2$. Comme le montre la figure III-18b, deux types de fonctionnements sont possibles :

- Combinaison ou division de puissance avec un déphasage nul en entrant ou en sortant sur un port Σ .
- Combinaison ou division de puissance avec un déphasage de 180° en entrant ou en sortant sur un port Δ .

III.3.6. RÉALISATION DU COUPLEUR EN ANNEAU EN LIGNES

Un coupleur en anneau est réalisé à partir d'une structure de lignes de transmission disposées selon un anneau de longueur totale $6\lambda/4$. Par sa simplicité de conception et de réalisation, ce dispositif est populaire en technologie hybride car il permet des pertes relativement faibles et une bonne adaptation des accès. Sa bande de fréquence de fonctionnement reste cependant faible (de l'ordre de 15%) en particulier pour la performance d'équilibrage en phase. De plus, l'encombrement du coupleur en anneau est important, ce qui le rend très peu adapté à l'intégration MMIC en deçà du domaine millimétrique. Comme pour le coupleur à branches, il est cependant possible d'utiliser des techniques pour réduire la longueur des segments de lignes ou de réaliser un circuit équivalent en éléments localisés.

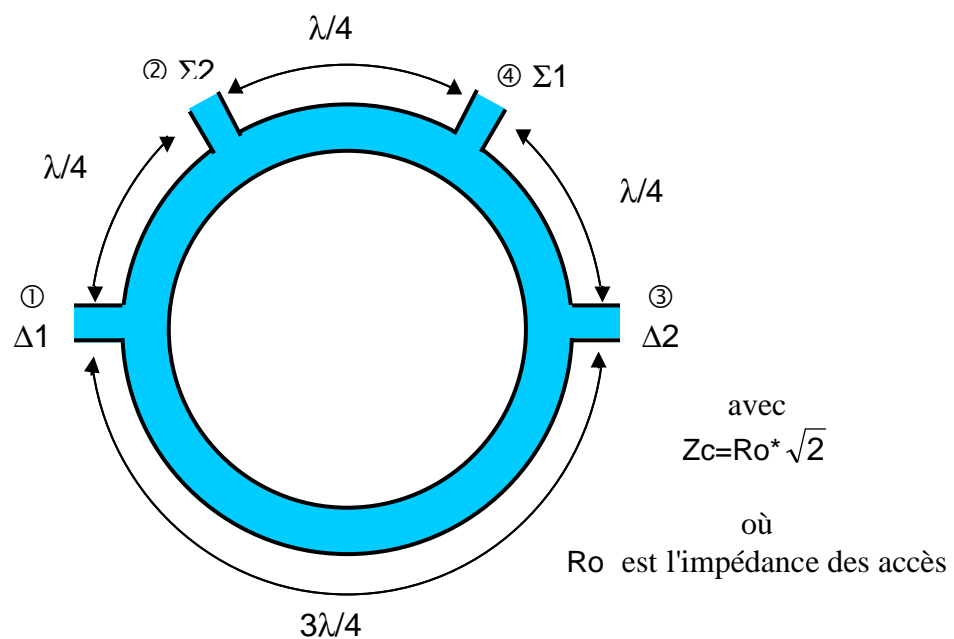


figure III-19 : Coupleur hybride en anneau ou coupleur rat-race

III.3.6.1. Principe de fonctionnement

La puissance appliquée à n'importe quel port de l'anneau est divisée également entre les 2 ports adjacents, le port restant étant isolé.

Sur la figure III-19, les ports adjacents 1 et 3 ($\Delta 1$ et $\Delta 2$) sont distants de $3\lambda/4$ alors que les autres ports sont distants de $\lambda/4$. Un trajet entre 1 et 3 introduit donc un déphasage additionnel de 180° . À la fréquence centrale de fonctionnement, la distance entre le port d'entrée et le port isolé est de $\lambda/2$ lorsqu'on tourne sur l'anneau dans un sens alors qu'elle est de λ en tournant dans le sens inverse. 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.

III.3.6.2. Équivalents en éléments localisés de lignes $\lambda/4$ et $3\lambda/4$

À partir de leur matrice chaîne, on peut montrer l'équivalence à une fréquence entre des lignes de transmission sans pertes ($\lambda/4$ et $3\lambda/4$) et des cellules (T ou π) en éléments localisés idéaux. Dans le cas d'une ligne de transmission idéale sans pertes, d'impédance caractéristique Z_c , de constante de propagation β et de longueur L (figure III-20), la matrice chaîne est donnée par la figure III-21.

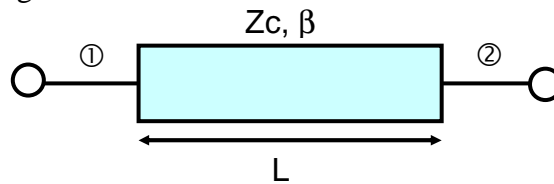


figure III-20 : Ligne de transmission idéale sans pertes

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\beta L & jZ_c \sin\beta L \\ \frac{j \sin\beta L}{Z_c} & \cos\beta L \end{bmatrix}$$

figure III-21 : Matrice chaîne d'une ligne de transmission sans pertes

Dans le cas d'une ligne de longueur $\lambda/4$, cette matrice devient :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_c \\ \frac{j}{Z_c} & 0 \end{bmatrix}$$

figure III-22 : Matrice chaîne d'une ligne quart d'onde ($L=\lambda/4$, $\beta L=90^\circ$)

L'équivalence avec une cellule passe-bas en éléments localisés peut alors être montrée en utilisant les matrices chaînes des systèmes élémentaires à deux ports pour les composants série et parallèle qui sont rappelées sur la figure III-23.

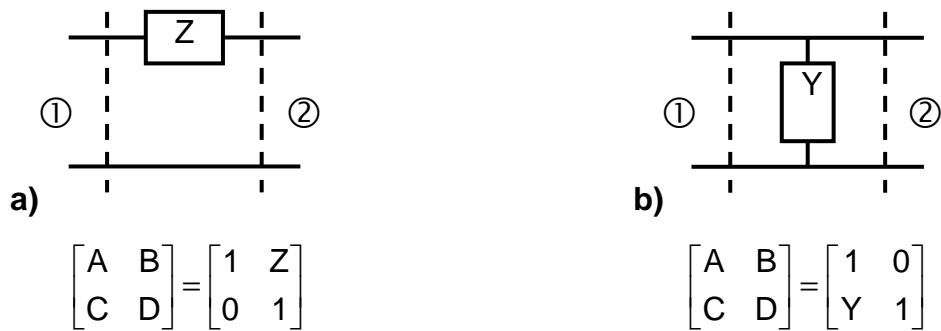


figure III-23 : Matrice chaîne des systèmes élémentaires à 2 ports

a) Impédance série

b) Admittance parallèle

En utilisant les relations précédentes, on peut facilement calculer les matrices chaînes des cellules T et π par la mise en cascade des matrices chaînes élémentaires (figure III-24).

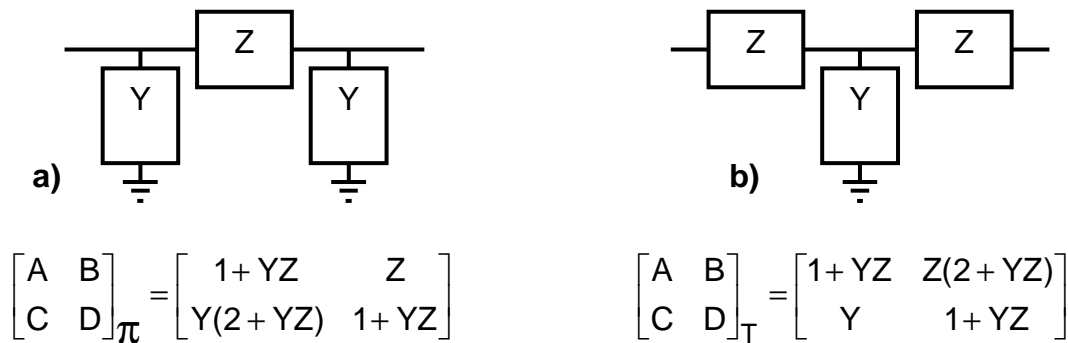


figure III-24 : Matrice chaîne

a) Cellule en π

b) Cellule en T

En remplaçant Z et Y par leurs expressions dans le cas d'une cellule passe-bas en π (figure III-25), on calcule aisément sa matrice chaîne :

$$Z=jL\omega \quad \text{(III- 12)}$$

$$Y=jC\omega \quad \text{(III- 13)}$$

$$\text{d'où } Y.Z= -LC\omega^2 \quad \text{(III- 14)}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\pi} = \begin{bmatrix} 1-LC\omega^2 & jL\omega \\ jC\omega(2-LC\omega^2) & 1-LC\omega^2 \end{bmatrix} \quad \text{(III- 15)}$$

On peut alors identifier les conditions d'équivalence avec la matrice chaîne d'une ligne de transmission sans perte de longueur $\lambda/4$:

$$LC\omega^2=1 \quad \text{(III- 16)}$$

$$L\omega = Zc \quad (\text{III- 17})$$

$$\text{D'où } L = Zc/\omega \text{ et } C = 1/(Zc*\omega) \quad (\text{III- 18})$$

La figure III-25 représente la cellule passe-bas en π équivalente à une ligne de transmission de longueur $\lambda/4$:

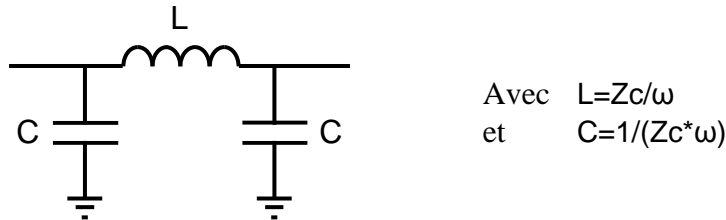


figure III-25 : Cellule passe-bas en π équivalente à une ligne $\lambda/4$

Remarque :

L'équivalence avec une cellule passe-bas en T est aussi possible. Nous avons choisi la cellule en π car elle ne comporte qu'une seule inductance contre deux pour la cellule en T. Ce choix est guidé par le fait que les inductances présentent généralement des pertes et une dispersion supérieures à celles des capacités en technologie MMIC.

On peut appliquer la même méthode pour une ligne $3\lambda/4$. Par identification entre la matrice chaîne d'une ligne de longueur $3\lambda/4$ considérée sans pertes (figure III-26a) et la matrice chaîne d'une cellule passe-haut en T (figure III-26b), on obtient les conditions d'équivalence sur les valeurs des composants. Celles-ci sont représentées sur la figure III-27.

$$\text{a) } \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\frac{3\lambda}{4}} = \begin{bmatrix} 0 & -jZc \\ \frac{-j}{Zc} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{b) } \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - LC\omega^2 & jL\omega \\ jC\omega(2 - LC\omega^2) & 1 - LC\omega^2 \end{bmatrix}$$

figure III-26 : Equivalence des matrices chaînes

a) d'une ligne $3\lambda/4$

b) d'une cellule passe-haut T

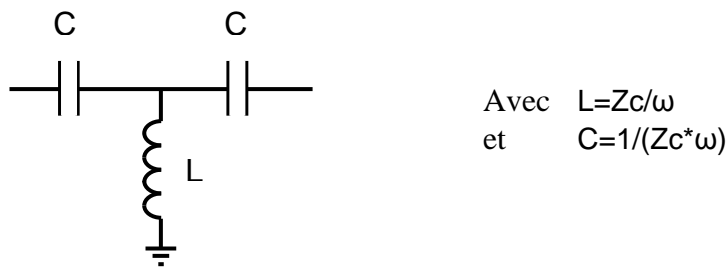


figure III-27 : Cellule passe-haut en T équivalente à une ligne $3\lambda/4$

III.3.7. COUPLEUR EN ANNEAU EN ÉLÉMENTS LOCALISÉS

En remplaçant les segments de ligne $\lambda/4$ et $3\lambda/4$ du coupleur en anneau par leurs équivalents localisés, on obtient un coupleur en éléments localisés (figure III-28) [III- 4] :

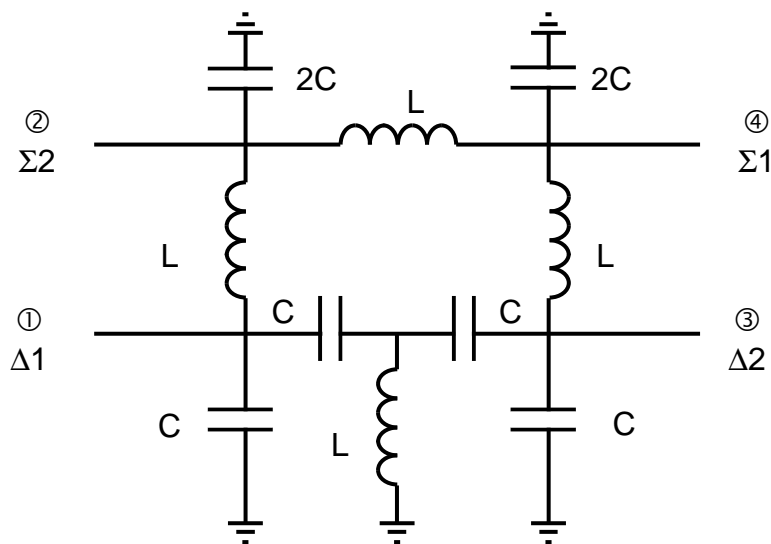


figure III-28 : Schéma d'un coupleur en anneau en éléments localisés

Pour un fonctionnement autour de la fréquence f_0 , la valeur des éléments L et C sont données par :

$$L = \frac{\sqrt{2} R_0}{\omega_0} \quad \text{(III- 19)}$$

$$C = \frac{1}{\sqrt{2} R_0 \omega_0} \quad \text{(III- 20)}$$

avec $\omega_0 = 2\pi f_0$ et R_0 : impédance des accès

En pratique, le coupleur en anneau en éléments localisés permet une intégration compacte et présente souvent en pratique une bande passante de fonctionnement légèrement meilleure que celle du coupleur distribué. Son domaine d'utilisation se limite cependant aux basses fréquences du spectre micro-onde en raison des pertes importantes présentées en haute fréquence par les éléments localisés et des phénomènes de résonance qui restreignent fortement les valeurs utilisables de composants.

Pour augmenter la bande passante du circuit, il est possible d'associer en cascade plusieurs cellules à éléments localisés pour la réalisation des lignes équivalentes. Malheureusement, cette approche introduit des pertes supplémentaires et augmente l'encombrement du circuit dans le cadre d'une réalisation pratique.

III.3.8. COUPLEUR DE WILKINSON

Le coupleur de Wilkinson est un coupleur 0-180° qui est presque toujours utilisé comme diviseur de puissance 3dB. Pour cela, le port 2 du coupleur est terminé par une résistance égale au double de l'impédance de référence du coupleur. La puissance incidente au port 1 est alors divisée de manière égale entre les ports de sortie 3 et 4 qui sont mutuellement isolés. De la même manière, les puissances incidentes aux port 3 et 4 se recombinent en phase au port 1. Le coupleur permet une bonne adaptation des ports avec des pertes faibles et offre une très bonne isolation entre les voies de sortie. Les propriétés de cette structure sont dues à sa symétrie. Il est donc possible d'obtenir aisément une bande de fréquence de fonctionnement assez large.

$$S_{\text{Wilkinson}} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & j \\ j & 0 & 0 \\ j & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

figure III-29 : Matrice S d'un coupleur de Wilkinson idéal

Remarque :

Ainsi que le montre sa matrice S (figure III-29), le coupleur de Wilkinson idéal est un diviseur de puissance idéal mais il présente 3dB de pertes en combineur de puissance.

- **Réalisation d'un coupleur de Wilkinson**

Un coupleur de Wilkinson peut être réalisé à partir de deux lignes de transmission de longueur $\lambda/4$ et d'impédance caractéristique $(\sqrt{2} R_0)$. Il est à noter que la résistance de

terminaison du port 2 ne nécessite pas de connexion à la masse, ce qui est avantageux dans le cas d'une technologie sans via-hole.

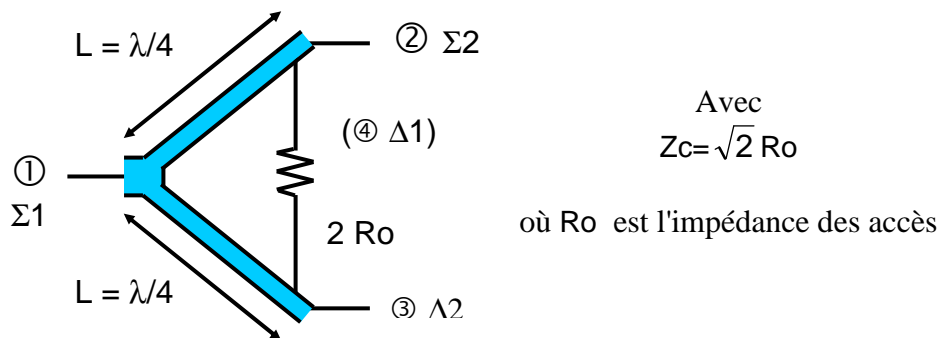


figure III-30 : Diviseur de puissance de Wilkinson

De la même manière que précédemment, la taille du coupleur de Wilkinson peut être réduite par l'utilisation de circuit équivalent en éléments localisés. La bande de fréquence fonctionnement de cette version localisée est alors environ deux fois plus réduite que celle de la version distribuée à lignes de transmission. On notera qu'il est possible de mettre en œuvre une topologie plus perfectionnée du coupleur de Wilkinson qui permet d'élargir la bande de fonctionnement pour un encombrement sensiblement identique [III- 5].

III.4. Baluns passifs planaires

Un des éléments essentiels dans la réalisation des mélangeurs équilibrés est le composant spécifique appelé '*balun*' (**balanced** to **unbalanced**).

Un balun est un composant qui permet de transformer un signal non équilibré en un signal équilibré. Un signal non équilibré (en mode commun) est référencé par rapport au plan de masse comme dans un câble coaxial ou une ligne microstrip. Un signal équilibré (en mode différentiel) se propage sur deux voies et n'est pas référencé par rapport à un plan de masse. Le signal équilibré présente une amplitude identique sur chaque voie mais avec une différence de phase de 180° . Ainsi, il existe une masse virtuelle au point milieu des voies de sortie.

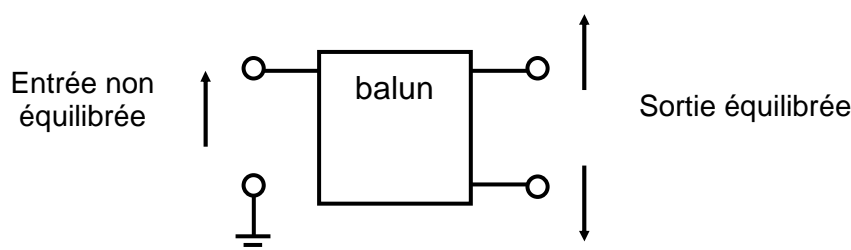
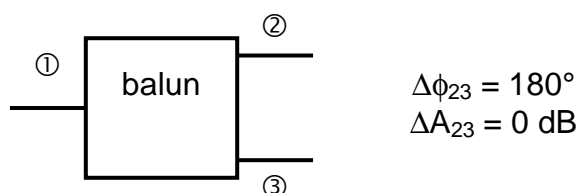


figure III-31 : Schéma de principe d'un balun

Un balun idéal fournit donc des signaux d'amplitude identique mais déphasés de 180° en sortie (figure III-32). Les déséquilibres en amplitude et en phase par rapport à ce fonctionnement idéal doivent être minimisés tout comme les pertes d'insertion du dispositif. On peut donner les spécifications suivantes généralement retenues pour les applications pratiques de balun:

- le déséquilibre en amplitude doit rester inférieur à 1dB
- le déséquilibre en phase ne doit pas dépasser 10° .
- les pertes d'insertion des baluns passifs planaires dépassent fréquemment 1dB

Les autres performances importantes d'un balun sont l'adaptation des accès et l'isolation entre les voies de sortie. L'impédance de référence des ports est généralement 50Ω mais des impédances différentes sont aussi possibles. Certains baluns ont des impédances différentes au port d'entrée et aux ports de sortie. Ils réalisent ainsi la fonction de transformation d'impédance ce qui peut être avantageux pour la réalisation des circuits.



avec $\Delta\phi_{23}$: différence de phase entre les sorties 2 et 3.
 et ΔA_{23} : différence d'amplitude en dB entre les sorties 2 et 3.

figure III-32 : Propriétés d'un balun idéal

III.4.1. BALUN TRANSFORMATEUR

Le balun le plus populaire aux basses fréquences est le transformateur à point milieu qui est réalisé à partir d'un enroulement de fils (figure III-33a). Bien que ce type de balun ne soit pas directement réalisable à des fréquences supérieures à 1GHz, sa représentation schématique (figure III-33b) est souvent utilisé pour représenter un balun.

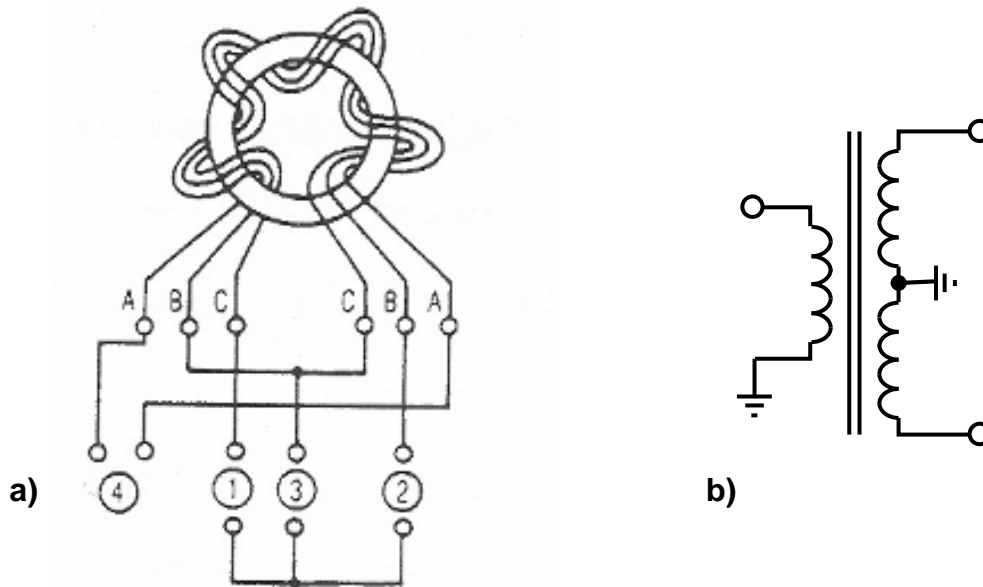


figure III-33 : Transformateur à point milieu

a) Enroulement de fils

b) Schéma équivalent

III.4.2. BALUN $\lambda/2$

Aux fréquences micro-ondes, le moyen le plus simple de réaliser un balun repose sur l'utilisation d'une ligne de longueur $\lambda/2$ à la fréquence de travail souhaitée (figure III-34a). Ce balun ne permet cependant qu'une faible bande passante qui peut cependant être améliorée par la mise en cascade de cellules spécifiques (figure III-34b).

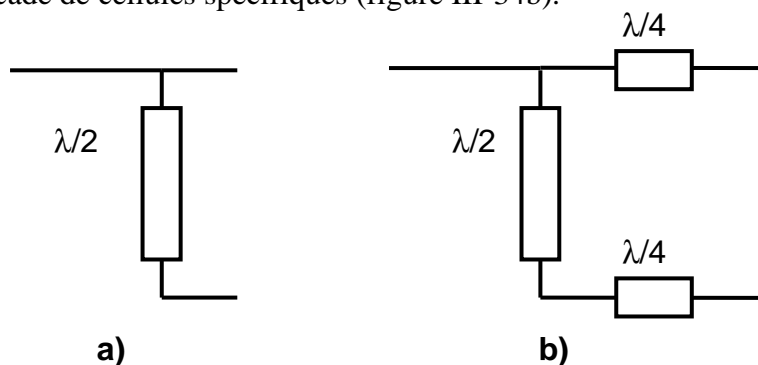


figure III-34 : a) Balun $\lambda/2$

b) Cellule de base d'un balun $\lambda/2$ multisections

III.4.3. BALUN RÉALISÉ À PARTIR D'UN COUPLEUR EN ANNEAU

Un coupleur hybride 0-180° peut constituer un balun dans le cas où son quatrième port est terminé par son impédance de référence. La figure III-35 représente la réalisation d'un balun à partir d'un coupleur 0-180° en anneau.

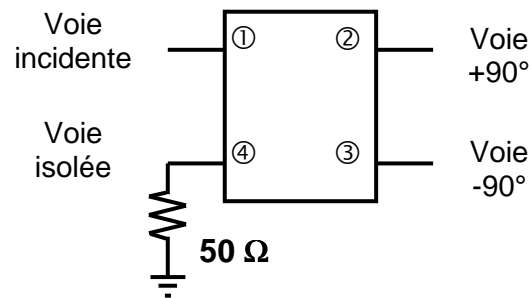


figure III-35 : Réalisation d'un balun par un coupleur 0-180° en anneau

- **Exemple de conception d'un balun par coupleur 0-180° localisé**

Dans le cadre de notre application au mélangeur sous harmonique x2 équilibré, nous avons conçu un coupleur en anneau à éléments localisés en technologie MMIC AsGa de la fonderie Win pour réaliser le balun de la voie FI (2.95GHz) du mélangeur. Les valeurs des éléments localisés (L, C) ont été optimisées pour permettre de satisfaire les contraintes de réalisation de la filière MMIC (valeurs de composants réalisables).

Les caractéristiques du balun pour notre application sont les suivantes:

- Impédance des ports $R_o = 50\Omega$
- Bande de fonctionnement : 2.45 -3.45 GHz
- $L_{\text{optimisé}} = 4.29 \text{ nH}$
- $C_{\text{optimisé}} = 0.71 \text{ pF}$
- Dimensions du balun intégré dans le circuit total = 0.8* 0.7 mm

Dans la bande [2.45-3.45]GHz, les simulations (figure III-36) montrent un déséquilibre en amplitude inférieur à 1dB et un déséquilibre en phase inférieur à 7°. Les pertes varient entre 1.5dB et 1dB (en milieu de bande) alors que les coefficients de réflexion sont inférieurs à -10dB. L'isolation entre les ports de sortie est quant à elle meilleure que 25dB.

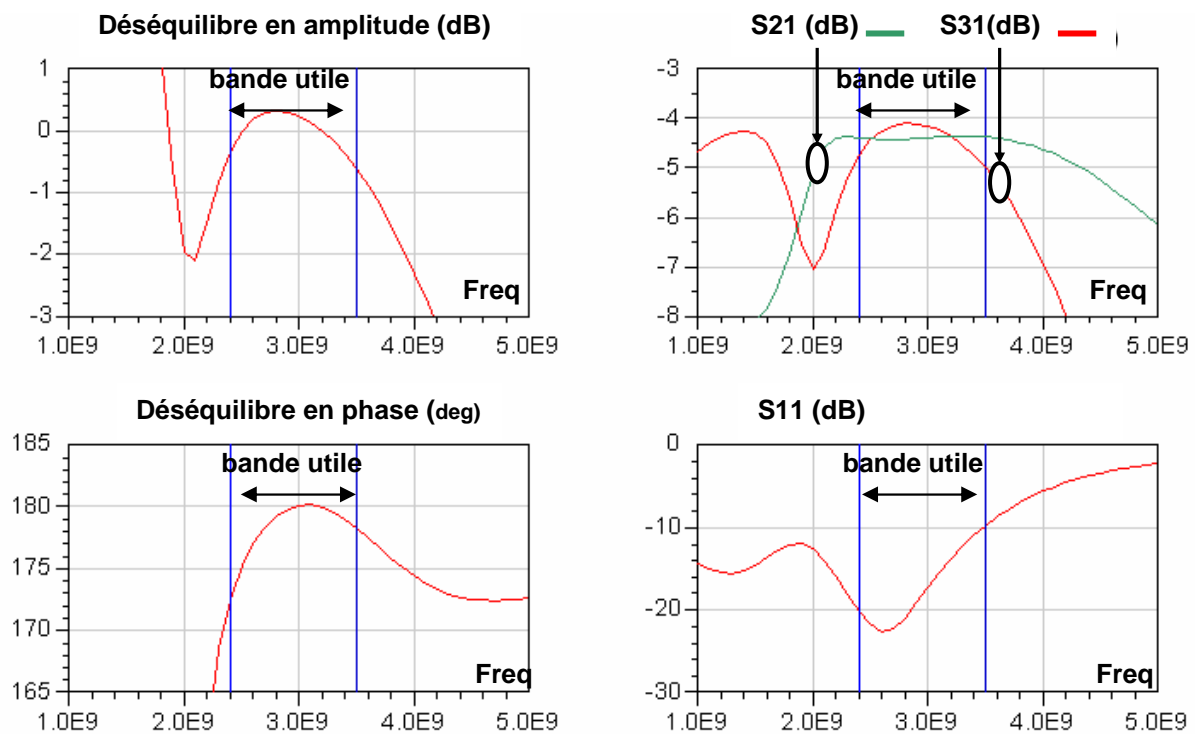


figure III-36 : Simulation de 1 à 5GHz du balun MMIC coupleur en anneau localisé

III.4.4. BALUN À FILTRES PASSE-HAUT/PASSE-BAS

Une autre topologie de balun (figure III-37) utilise la différence de phase en transmission existant entre un filtre passe-haut (PH) et un filtre passe-bas (PB) dans leur bande passante [III- 6]. A titre d'exemple, la figure III-38 présente les résultats de simulation d'un balun à filtres PB/PH conçus avec des éléments MMIC réels pour la même application mélangeur.

Pour des applications aux basses fréquences micro-ondes, les filtres sont typiquement réalisés en utilisant des cellules T ou π à éléments localisés. Les performances obtenues sont légèrement meilleures que celles d'un coupleur en anneau à éléments localisés pour un encombrement légèrement inférieur. Par contre, cette structure ne présente qu'une faible isolation entre les voies de sortie qu'il est cependant possible d'améliorer en ajoutant un coupleur de Wilkinson en entrée.

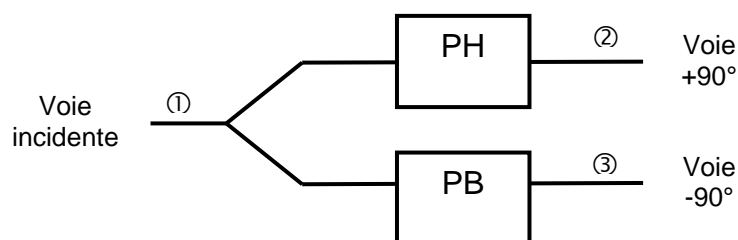


figure III-37 : Balun à filtres passe-haut / passe-bas

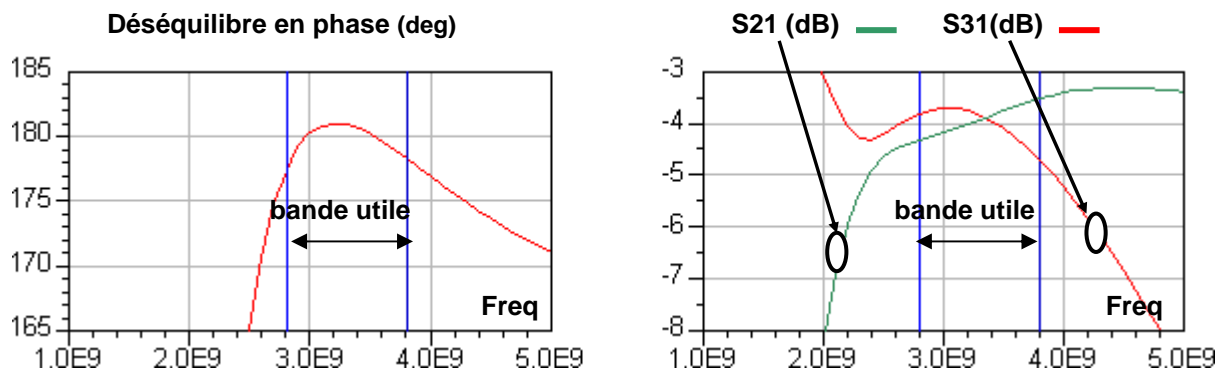


figure III-38 : Illustration des performances d'un balun MMIC à filtres PH / PB

III.4.5. BALUNS À LIGNES COUPLÉES

Les baluns à lignes couplées sont très populaires aux fréquences micro-ondes car ils permettent la réalisation de baluns compacts et large bande. La topologie la plus simple de balun à lignes couplées utilise deux lignes couplées de longueur $\lambda/4$ dont la voie couplée est terminée par un court-circuit (figure III-39a).

Pour obtenir un fonctionnement correct de cette structure, il faut que l'impédance du mode pair soit au moins dix fois supérieure à celle du mode impair (III-21). Idéalement l'impédance du mode pair doit être infinie.

$$Z_{oe} \geq 10 Z_{oo} \quad (\text{III- 21})$$

Avec Z_{oe} = impédance caractéristique du mode pair
 et Z_{oo} = impédance caractéristique du mode impair

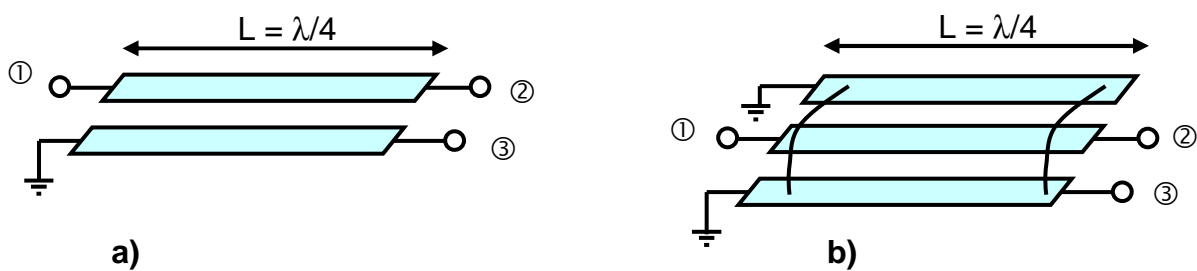


figure III-39 : Balun planaire

a) avec 2 lignes couplées

b) avec 3 lignes couplées et brins mis en parallèle

Ce type de balun peut être réalisé dans une technologie permettant des métallisations sur les deux faces du substrat (parallel plate balun) et on utilise alors le couplage broad-side. En technologie MIC planaire, la réalisation de la condition (III- 21) nécessite d'utiliser un

substrat à faible permittivité et d'épaisseur suffisamment grande. Pour augmenter le couplage entre les lignes, la solution de mise en parallèle des doigts est parfois utilisée (figure III-39b).

En technologie MMIC standard, l'obtention d'une impédance suffisamment forte pour le mode pair s'avère pratiquement impossible. La solution à ce problème est d'utiliser une topologie moins sensible à la valeur de l'impédance du mode pair [III- 11]. La topologie la plus souvent utilisée est alors le balun Marchand (ou balun compensé) dont l'équilibre est bon dès lors que l'impédance du mode pair est 3 à 5 fois supérieure à celle du mode impair. Le balun Marchand [III- 10] fut initialement réalisé en technologie coaxiale. La figure III-40 représente sa mise en œuvre en lignes couplées microruban.

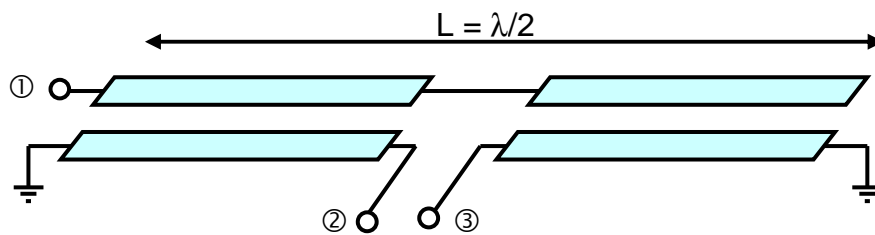


figure III-40 : Balun Marchand

Le balun Marchand a donné lieu à de nombreuses variantes de réalisation, notamment au niveau du type de lignes couplées utilisées. Il peut s'agir de lignes couplées asymétriques [III- 12], de trois lignes couplées [III- 13] ou même de coupleurs de Lange [III- 15] (figure III-41). Il est aussi fréquemment utilisé dans une approche multicouche [III- 14].

A titre d'exemple pour donner une illustration des dimensions et de la topologie, nous présentons le layout d'un balun compensé dont nous avons réalisé l'étude en technologie MMIC pour notre application mélangeur à 40GHz (figure III-42). En pratique, des largeurs de bande de fonctionnement d'une octave peuvent être atteintes et des performances supérieures sont possibles si une valeur très élevée peut être obtenue pour l'impédance du mode pair.

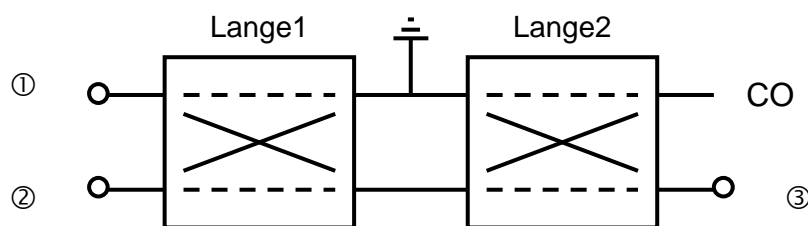


figure III-41 : Balun compensé réalisé à partir de 2 coupleurs de Lange

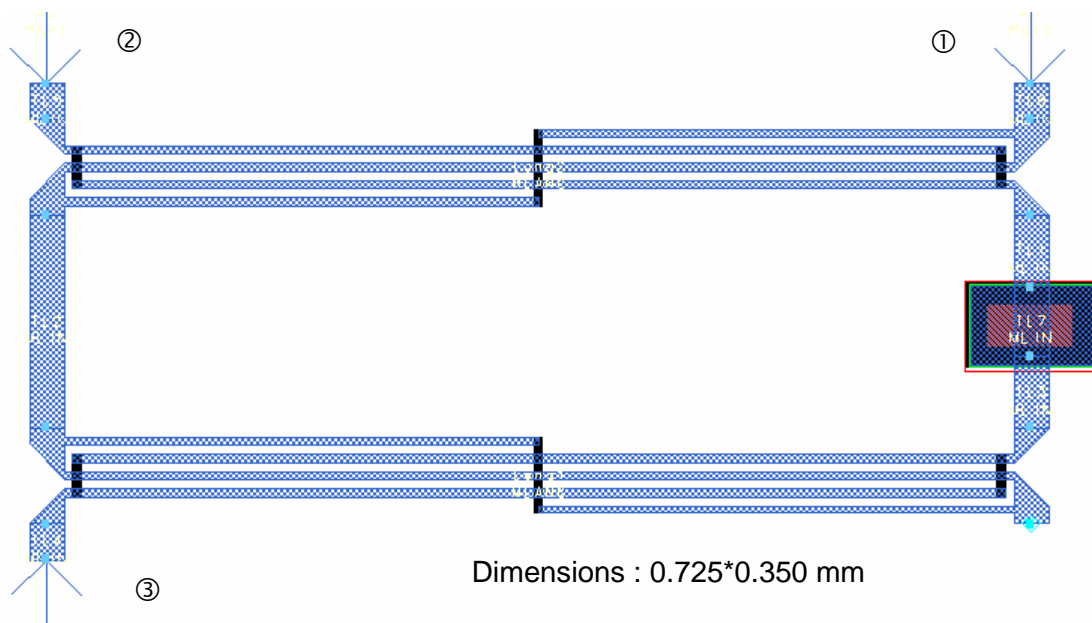


figure III-42 : Layout d'un balun MMIC compensé à 40GHz à double Lange

De nombreuses autres topologies de baluns ont été proposées dans la littérature.

- La topologie suivante (figure III-43) réalise un déphasage de 90° au port 2 grâce à deux lignes couplées $\lambda/4$ en court-circuit et un déphasage de -90° au port 3 grâce à deux lignes couplées $\lambda/4$ en circuit ouvert. Pour mettre en œuvre cette technique, l'auteur [III- 16] utilise 2 coupleurs de Lange combinés par un coupleur de Wilkinson. Réalisé en technologie MIC planaire dans la bande 6-20 GHz, le circuit présente un déséquilibre en amplitude de $\pm 0.6\text{dB}$, un déséquilibre en phase moyen de 7° et des pertes d'insertion maximales de 1.2dB.

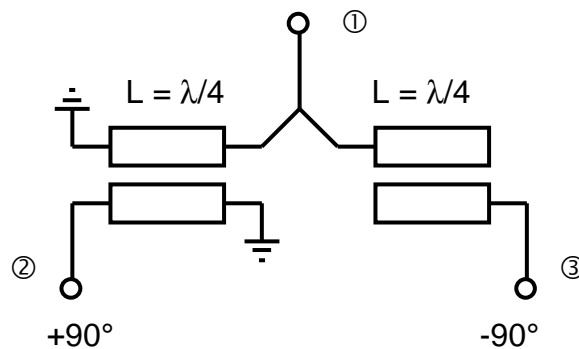


figure III-43 : Balun à lignes couplées en circuit ouvert et court-circuit

- Enfin, une autre topologie de balun (figure III-44) a été utilisée pour la réalisation d'un mélangeur MMIC doublement équilibré à FET froid très compact pour une application spatiale à 14GHz [III- 19]. La surface du mélangeur n'est en effet que légèrement supérieure à 1mm^2 . Ce balun utilise 3 lignes couplées $\lambda/16$ au lieu des

habituelles structures à base de lignes $\lambda/4$. Les impédances du balun sont très différentes de 50Ω , ce qui peut être exploité pour réaliser l'adaptation des transistors du mélangeur.

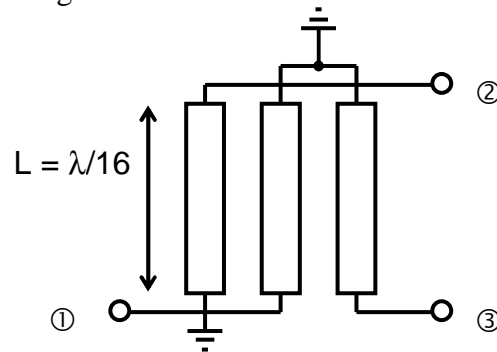


figure III-44 : Balun à trois lignes couplées $\lambda/16$

La simulation des baluns à lignes couplées doit être effectuée avec des simulateurs électromagnétiques. L'approche 2.5D est en général mieux adaptée pour l'analyse des baluns intégrés car ce sont des structures planaires. Malgré l'augmentation de la puissance de calcul des ordinateurs, le temps nécessaire à l'optimisation d'une telle structure reste encore relativement important surtout dans le cas de géométrie à maillage délicat (par exemple des structures en spirale). C'est pourquoi, certaines méthodes permettant l'optimisation directe des paramètres d'une telle structure sans nécessiter d'analyse électromagnétique à chaque itération sont particulièrement intéressantes [III- 20].

Par rapport aux autres types de baluns passifs, les baluns à lignes couplées permettent d'obtenir les meilleures performances en largeur de bande de fréquence. Ces performances sont cependant plus difficiles à obtenir en technologie MMIC du fait des contraintes de réalisation. L'inconvénient majeur des baluns à lignes couplées reste leur surface relativement importante, en particulier aux basses fréquences où les structures de baluns à éléments localisés sont généralement retenues. Leurs performances large bande les rendent toutefois pratiquement incontournables pour la réalisation des mélangeurs résistifs microondes doublement équilibrés.

La filière microruban présente une très grande maturité mais n'offre pas suffisamment de degrés de liberté pour espérer satisfaire efficacement l'ensemble des contraintes pour la réalisation de baluns à très hautes performances. Ainsi, l'approche multicouche paraît très intéressante pour cet objectif.

La solution multicouche permet de réaliser des structures présentant de forts niveaux de couplage par superposition de conducteurs à la condition d'une grande précision d'alignement et de contrôle des épaisseurs et des caractéristiques des différentes couches considérées. Cette solution n'est donc viable que sous la condition de disposer d'une filière technologique adaptée [III- 7].

III.5. Baluns actifs intégrés

Par opposition aux baluns passifs, les baluns actifs utilisent certaines propriétés des éléments actifs pour créer le déphasage entre les deux sorties équilibrées. Contrairement aux baluns passifs, ils peuvent fournir du gain mais nécessitent d'être polarisés. Nous nous intéresserons plus particulièrement ici à l'étude de baluns actifs MMIC à transistor à effet de champ. En effet, les baluns actifs présentent d'excellentes potentialités en terme de largeur de bande de fonctionnement [III- 21].

III.5.1. LES BALUNS ACTIFS DANS LES MÉLANGEURS RÉSISTIFS

Les baluns actifs sont assez rarement utilisés dans les mélangeurs résistifs. Cela s'explique principalement par deux raisons :

- D'une part, la complexité de conception des baluns actifs est supérieure à celle des baluns passifs. Elle doit s'appuyer sur une modélisation fine de l'élément actif et nécessite des études complémentaires de stabilité et de linéarité. De plus, les transistors du balun doivent être polarisés ce qui ajoute les contraintes de réalisation des réseaux de polarisation.
- D'autre part, les performances obtenues ne sont pas fondamentalement meilleures que celles des baluns passifs. Certes, les baluns actifs permettent d'obtenir du gain mais ce gain est en général faible atteignant au plus quelques dB. De plus, ils sont unilatéraux ce qui implique une conception spécifique pour les mélangeurs up-converter ou down-converter. Il faut ajouter que les performances en linéarité des baluns actifs sont généralement assez faibles. C'est un inconvénient sérieux dès lors que la puissance de sortie à fournir est conséquente.

A titre d'exemple, dans le cas d'un balun à l'accès OL [III- 22], la puissance OL nécessaire pour pomper de manière optimale un mélangeur équilibré est souvent élevée (particulièrement dans le cas des mélangeurs à diode). Ainsi, l'utilisation d'un balun actif à l'accès OL permettrait de réduire la puissance à fournir mais ce même balun devra présenter une très forte linéarité afin de fournir la puissance nécessaire sans dégrader les performances du mélangeur. C'est pourquoi dans le cas d'un mélangeur, l'association d'un amplificateur d'OL avec un balun passif est très souvent préférée au balun actif.

Par contre, dans le cas d'un mélangeur up-converter où la puissance FI nécessaire est en général plus faible, il paraît plus réaliste d'utiliser un balun actif à l'accès FI (figure III-45). Dans cette configuration, le gain du balun actif vient compenser les pertes de conversion du mélangeur résistif.

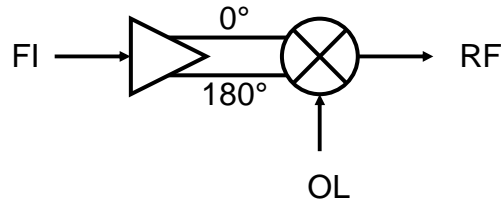


figure III-45 : Mélangeur up-convertir comportant un balun actif sur la voie FI

III.5.2. ÉVALUATION DES POTENTIALITÉS DES BALUNS ACTIFS

Afin d'évaluer les potentialités d'un balun actif sur la voie FI, une étude préliminaire a été menée dans le cadre de notre application sur la technologie PHEMT $0.15\mu\text{m}$ de la fonderie WIN [III- 23]. Les quatre topologies étudiées de balun actif sont représentées ci-dessous (figure III-46 et figure III-47).

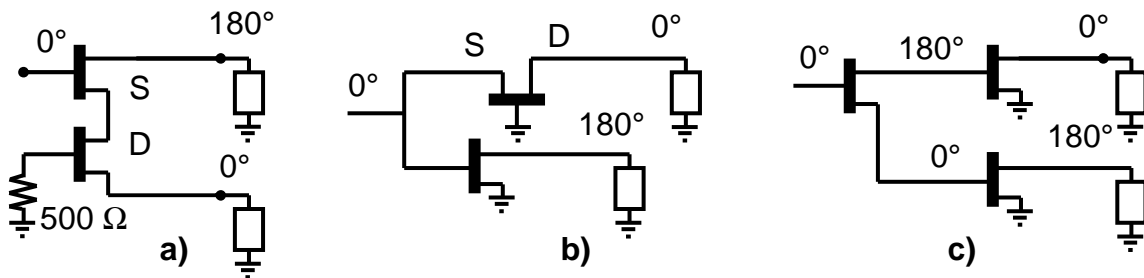


figure III-46 : Topologies de baluns actifs à deux ou trois FETs

a) Long-tail pair

b) Source commune-Grille commune

c) Trois transistors

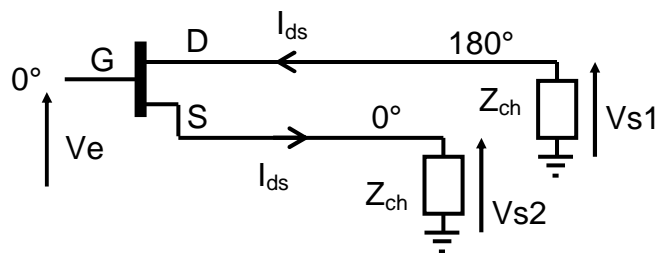


figure III-47 : Déphasage entre les accès d'un FET -Topologie à transistor unique

III.5.2.1. Principe mis en oeuvre

Le principe exploité pour la conception de baluns actifs est le déphasage naturel de 180° existant entre le drain et la source d'un transistor à effet de champ (figure III-47).

En chargeant le drain et la source par des impédances identiques, les modules des tensions V_{S1} et V_{S2} sont égaux :

$$V_{S1} = -V_{S2} = -Z_{ch} \cdot I_{ds} \quad (\text{III- 22})$$

$$\text{d'où } |V_{S1}| = |V_{S2}| \quad (\text{III- 23})$$

$$\text{et } \arg(V_{S1}) - \arg(V_{S2}) = 180^\circ \quad (\text{III- 24})$$

Si on considère uniquement la source de courant du transistor, ces propriétés sont indépendantes de la fréquence. On peut donc espérer obtenir des largeurs très importantes de bande de fonctionnement.

III.5.2.2. Objectifs

Les spécifications souhaitées pour le balun actif sont :

- de faibles déséquilibres en phase et en amplitude,
- une bande de fréquence très large,
- un fonctionnement linéaire au niveau de puissance de sortie nécessaire,
- un gain assez élevé.

Enfin, il est important que le circuit puisse être intégré de manière compacte et qu'il présente si possible une faible consommation DC.

III.5.2.3. Potentialités

Pour l'étude du balun actif FI, nous avons choisi des transistors $2 \times 75 \mu\text{m}$ dont la modélisation non linéaire sera présentée dans le chapitre suivant. Afin de réduire l'encombrement du balun actif FI, on a cherché à limiter l'utilisation d'éléments passifs (lignes et éléments localisés) pour réaliser les adaptations. Cette approche permet ainsi de réduire les effets des dispersions technologiques de fabrication et de limiter l'effet des couplages électromagnétiques. En effet, d'une part, les dispersions de fabrication des composants localisés passifs MMIC sont importantes et d'autre part, ces derniers sont sensibles aux couplages électromagnétiques parasites quand ils sont placés proches les uns des autres. En s'inspirant de ce qui est mis en oeuvre dans les circuits intégrés à plus basse fréquence de type RFIC, on obtient ainsi un très bon niveau d'intégration [III- 24]. Enfin, les baluns actifs

disposent d'un degré de liberté supplémentaire pour un éventuel réglage post-fabrication par le biais des tensions de polarisation.

Les principaux résultats obtenus lors de l'étude en technologie MMIC AsGa (WIN) des 4 topologies choisies de balun actif FI sont présentés dans le tableau suivant (figure III-48) :

On a noté :

- B_dA : la bande passante pour laquelle le déséquilibre en amplitude reste inférieur à 1dB
- B_dP : la bande passante pour laquelle le déséquilibre en phase reste inférieur à 10°
- B_S11 : la bande passante pour laquelle le module de S11 reste inférieur à -10dB

Topologie	B_dA	B_dP	B_S11	S ₂₁	S ₃₁
1 transistor	5 GHz	5 GHz	90 MHz	15.3 dB	15 dB
Long-tail pair	>>10 GHz	>>10 GHz	67 MHz	17 dB	17dB
Source commune - Grille commune	27 GHz	35 GHz	25 GHz	7 dB	7.2 dB
3 transistors	>12 GHz	> 12 GHz	1.5 GHz	30 dB	30 dB

figure III-48 : Tableau récapitulatif des résultats de simulation pour les baluns actifs

Les déséquilibres en phase (d_Phase) et en amplitude (d_Amplitude) obtenus dans le cas d'un balun type "Source_commune/Grille_commune" illustrent les excellentes potentialités en largeur de bande de fonctionnement de ce type de balun actif (bande>20GHz).

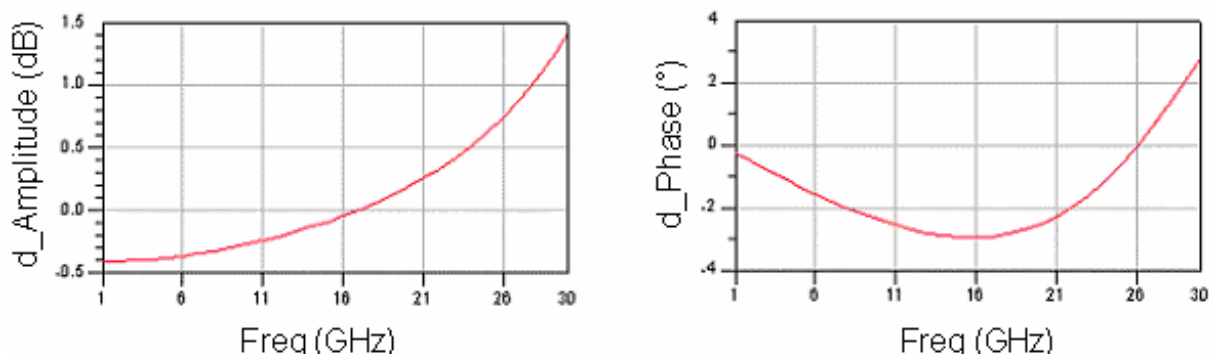


figure III-49 : Simulation des déséquilibres en amplitude et en phase d'un balun MMIC du type "Source_commune/Grille_commune" dans la bande [1-30]GHz

Malgré son gain limité, la topologie "Source_commune/Grille_commune" apparaît comme étant la plus favorable pour la réalisation d'un balun actif en raison de ses excellentes performances en largeur de bande. Pour les trois autres topologies étudiées de balun actif, le problème majeur rencontré concerne l'adaptation large bande de l'entrée du transistor à effet de champ en source commune à une impédance de 50Ω . Des études complémentaires restent néanmoins à mener sur la conception du balun actif pour des applications mélangeur afin de trouver le meilleur compromis sur les performances en linéarité, la stabilité inconditionnelle et la largeur de bande de fonctionnement.

III.6. Bibliographie

[III-1] J. Reed, G. Wheeler,

A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks,
IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 4, pp. 246-252, Oct. 1956.

[III-2] J. Lange,

Interdigitated Stripline Quadrature Hybrid,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 17, p. 1150, 1969.

[III-3] T. Hirota, A. Minakawa, M. Muraguchi,

Reduced-Size Branch-Line and Rat-Race Hybrids for Uniplanar MMIC's,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, No. 3, pp. 270-275,
Mar. 1990.

[III-4] S.J. Parisi,

180° Lumped Element Hybrid,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. III, pp. 1243-1247, MTT-S 1989.

[III-5] P. Vizmuller,

RF Design Guide : Systems, Circuits and Equations, pp. 147-148,
Artech House, 1995.

[III-6] L. Devlin,

The design of integrated switches and phase shifters,
Plextek Inc., 1999.

[III-7] L. Carré,

*Technologie d'intégration 3D pour les Dispositifs et les Systèmes Hyperfréquences :
Application aux Coupleurs à Large Bande Passante,*
Thèse de l'Université de Bretagne Occidentale n° 648, Avr. 1999.

[III-8] R. Sturdivant,

Balun Design for Wireless, ...Mixers, Amplifiers and Antennas,
Applied Microwave, pp. 34, 36, 38, 40, 42, 44, Summer 1993.

[III-9] Mongia, Bahl, Bhartia,

RF and Microwave Coupled-Line Circuits,
Artech House, 1999.

[III-10] N. Marchand,

Transmission Line Conversion Transformers,
Electronics, Vol. 17, No. 12, pp. 142-145, 1944.

[III-11] S. A. Maas, M. Kintis, F. Fong, M. Tan,

A Broadband Planar Monolithic Ring Mixer,
Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium Digest, pp. 51-54, 1996.

[III-12] M. Kimishima, T. Ataka, H. Okabe,

A Family of Q, V and W-Band Monolithic Resistive Mixers,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, MTT-S 2001.

[III-13] J.W. Lee, K.J. Webb,

A Low-Loss Planar Microwave Balun with an Integrated Bias Scheme for Push-Pull Amplifiers,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, MTT-S 2001.

[III-14] T.-H. Chen, K.W. Chang, S.B. Bui, H. Wang, G.S. Dow, L.C.T. Liu, T.S. Lin, W.S. Titus,

Broadband Monolithic Passive Baluns and Monolithic Double-Balanced Mixer,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, No. 12, pp. 1980-1986, Dec. 1991

[III-15] M.C. Tsai,

A New Compact Wideband Balun,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. I, pp. 141-144, MTT-S 1993.

[III-16] J. Rogers, R. Bhatia,

A 6 to 20 GHz Planar Balun Using a Wilkinson Divider and Lange Couplers,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. II, pp. 865-868, MTT-S 1991.

[III-17] B.J. Minnis, M. Healy,

New Broadband Balun Structures for Monolithic Microwave Integrated Circuits,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. II, pp. 425-428, MTT-S 1991.

[III-18] J.F. Villemazet, J. Dubouloy, M. Soulard, J.C. Cayrou, E. Husse, B. Cogo, J.L. Cazaux,

New compact double balanced monolithic down-converter application to a single chip MMIC receiver for satellite equipment,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. II, pp. 853-856, 1998.

[III-19] S.A. Maas,

Harmonic Balance Simulation Speeds RF Mixer Design,
Planet Analog, 20 Mar. 2002.

[III-20] L.M. Devlin, A.W.Dearn, G.A. Pearson, P.D.L. Beasley, G.D. Morgan,
A Monolithic, 2 to 18GHz Upconverter,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 257-260, MTT-S 2002.

[III-21] M.C. Tsai, M.J. Schindler, W. Struble, M. Ventresca, R. Binder, R. Waterman, D. Danzilio,
A Compact Wideband Balanced Mixer,
Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium Digest, Vol. 1, pp. 135-138, 1994.

[III-22] V. Ducourtieux, J. Lhortolary, C. Tilhac,
Simulation de Baluns Passifs et Actifs Intégrés en Technologie MMIC GaAs,
Rapport de projet de DESS, DESS Communications Radiofréquences et Optiques de Limoges, Mar. 2003.

[III-23] C.F. Campbell, J.M. Beall,
Design and Performance of a Highly Integrated Wideband Active Downconverter MMIC,
IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium Digest, pp. 245-248, RFIC 2001.

CHAPITRE IV :
Méthodes de conception des
mélangeurs.
Application à la réalisation
MMIC d'un mélangeur sous-
harmonique équilibré à FET
froid

IV.1. Introduction

Les applications télécoms dans le domaine millimétrique sont un domaine à haute technicité dont les coûts de recherche et de développement restent très importants. Si l'intégration en technologie MMIC permet de diminuer le coût de fabrication des grandes séries pour les marchés grand public, leur conception repose sur des simulations très précises car aucun ajustage majeur ne peut être effectué a posteriori sur un circuit défaillant. En conséquence, il est nécessaire de mener des simulations aussi complètes que possible dont l'exactitude ne pourra jamais être supérieure à la précision des modèles disponibles. De plus, les impératifs économiques de réduction de la durée des cycles de conception (Time to Market) font qu'il est aujourd'hui indispensable d'utiliser des méthodologies de conception à la fois simples et efficaces.

Après avoir présenté la démarche de modélisation des transistors que nous avons mise en œuvre pour les applications mélangeur (FET froid) et amplificateur de puissance (FET chaud), nous décrirons les principales méthodes de conception des mélangeurs et nous appliquerons la méthodologie que nous avons développée à la conception d'un nouveau type de mélangeur à forte linéarité « le mélangeur sous-harmonique x2 équilibré à FETs froids ». La méthodologie de conception de l'amplificateur d'OL intégré sera également détaillée avec une présentation plus approfondie des problèmes de stabilité linéaire et non linéaire. Enfin, les résultats de simulation et les premières mesures effectuées sur les circuits mélangeurs MMIC réalisés dans le cadre du projet de recherche européen LOTTO seront présentés.

IV.2. Démarche de modélisation

IV.2.1. OUTILS DE CARACTÉRISATION EN IMPULSION

En premier lieu, une caractérisation adaptée à la modélisation fort signal doit principalement respecter les deux conditions suivantes :

- Le transistor doit être caractérisé dans toutes les régions de fonctionnement. Cela inclut souvent des régions à haut risque pour la survie du composant telles que la zone d'avalanche ou la zone de conduction des diodes.
- La caractérisation doit être cohérente avec l'état thermique et l'état des pièges correspondant au fonctionnement du transistor dans l'application visée.

Ces deux conditions ne sont pas respectées par les techniques classiques de mesure statique utilisant des tensions DC car l'état thermique et l'état des pièges sont alors modifiés à chaque point de mesure et la mesure des régions à risque est impossible sous peine de destruction du composant.

C'est pourquoi, l'IRCOM a développé une caractérisation complètement réalisée en conditions pulsées [IV- 1]. Cette approche permet d'extraire le modèle dans toutes les régions de fonctionnement (même à risque) et d'assurer une cohérence complète avec l'état thermique et l'état des pièges du composant en fonctionnement normal.

Cette approche repose sur :

- des mesures I-V en impulsion permettant de caractériser les sources non-linéaires de courant,
- des mesures de paramètres (S) en impulsion permettant d'extraire les éléments non-linéaires réactifs (capacités) ainsi que les dérivées des sources non-linéaires de courant.

Le principe de la mesure en impulsion (figure IV-1) consiste à explorer les réseaux entrée/sortie du composant par de brèves impulsions synchrones appliquées autour du point de polarisation choisi (V_{ds0} , V_{gs0} , I_{d0}) qui fixe l'état thermique et l'état des pièges. Pendant l'état établi de l'impulsion, on superpose une onde RF faible signal afin d'acquérir simultanément les paramètres convectifs et les paramètres (S) pulsés. Ainsi, à chaque point de mesure convectif instantané (I_{di} , V_{dsi} , V_{gsi}) correspond un fichier de paramètres (S_i) mesurés dans la bande de fréquence. La durée et la récurrence des impulsions doivent remplir les spécifications suivantes :

- La durée de l'impulsion doit être très inférieure à la constante de temps thermique du composant afin d'interdire toute modification de température du composant quelle que soit la puissance de l'impulsion,
- La durée du cycle hors impulsion doit être suffisamment grande pour assurer un retour à l'équilibre thermique défini par le point de polarisation,

- La durée de l'impulsion doit être suffisamment grande pour atteindre un état établi permettant une acquisition précise des grandeurs mesurées,
- Le temps de montée et la durée des impulsions doivent être suffisamment courts pour garantir que les pièges n'auront pas le temps de réagir à l'impulsion et de modifier leur état.

Pour satisfaire aux contraintes précédentes, les mesures sont généralement réalisées avec des durées d'impulsion de l'ordre de 300ns pour un cycle d'une durée de 10 à 100µs.

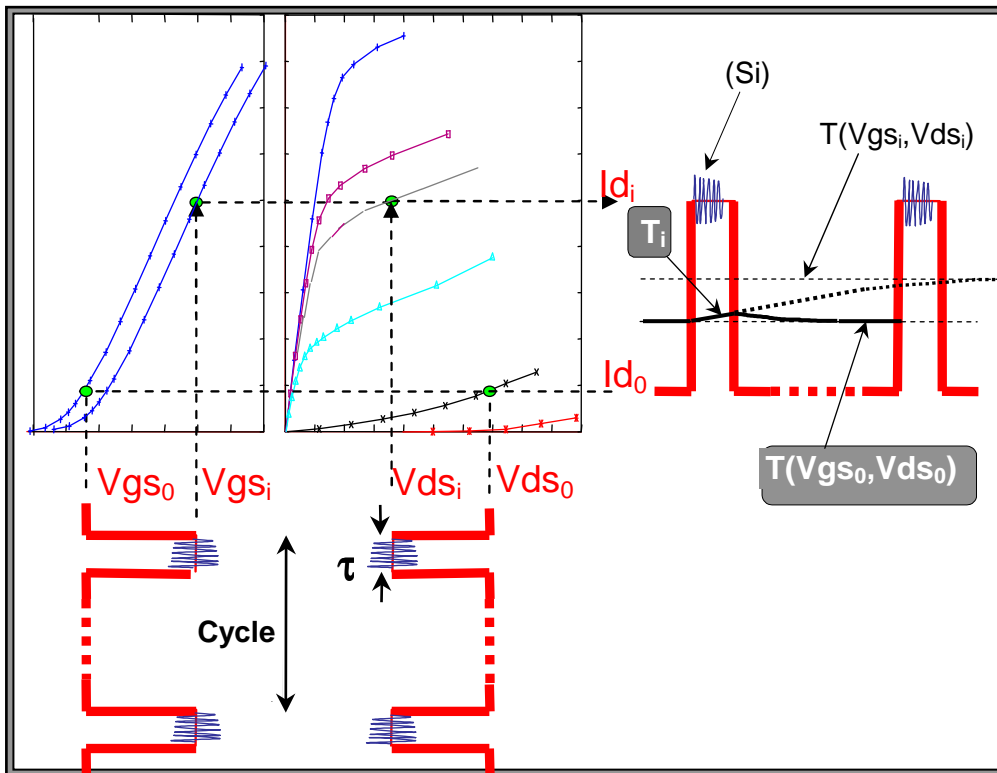


figure IV-1 : Principe des mesures I-V et (S) en impulsion

La réalisation et l'automatisation d'un banc de caractérisation en impulsion sous pointes permet l'élaboration de modèles non-linéaires performants et fiables de transistors pour la conception CAO des différents types de circuits (signal et puissance) utilisés dans les systèmes de communications.

IV.2.2. MODÈLES ÉLECTRIQUES

L'approche d'un schéma équivalent électrique repose sur le choix d'une topologie de circuit équivalent dont la disposition et la nature des éléments répondent à une vision simplifiée des phénomènes physiques mis en jeu. Cette approche est la plus adaptée en terme

de temps de simulation, de facilité de paramétrage et d'implémentation dans les outils actuels de CAO. La topologie classique d'un modèle non-linéaire de FET est représentée dans le paragraphe IV-2-6 sur la figure IV-5 .

IV.2.3. OUTILS DE TRAITEMENT DES DONNÉES MESURÉES

À partir d'une topologie électrique (figure IV-5), l'extraction des éléments électriques peut être scindée en deux parties entre d'une part, les éléments extrinsèques d'accès considérés constants et d'autre part, les éléments intrinsèques considérés non-linéaires. Plusieurs techniques d'extraction existent comme la méthode 'brutale' optimisant simultanément l'ensemble des éléments ou la méthode 'analytique' utilisant une extraction analytique des intrinsèques à partir d'une détermination expérimentale des extrinsèques.

La méthode mise en œuvre dans notre travail consiste en une combinaison de ces deux méthodes. Tout d'abord, une mesure des paramètres (S) à froid en conduction de grille et au pincement permet de déterminer les éléments extrinsèques [IV-1]. À partir de ces valeurs extrinsèques initiales et des paramètres (S) mesurés en impulsion dans tout le domaine de fonctionnement, une méthode classique de 'de-embedding' permet de déterminer analytiquement l'évolution des éléments intrinsèques en fonction des tensions de commande. Il est à noter qu'on ne doit pas observer de dispersion fréquentielle de ces éléments.

À partir des mesures I-V et (S) en impulsion, nous connaissons alors l'évolution de l'ensemble des courants et des éléments intrinsèques réactifs en fonction des tensions de commande. À ce stade se pose le problème de représenter l'évolution non-linéaire de ces éléments (par des équations analytiques ou des splines) et d'ajuster les paramètres du modèle choisi aux valeurs mesurées grâce à des outils d'optimisation.

IV.2.4. OUTILS DE MODÉLISATION MATHÉMATIQUE

D'une part, la modélisation par équations analytiques [IV- 5] est parfaitement adaptée aux simulateurs de circuits et présente l'intérêt de représenter les non-linéarités par un nombre limité de paramètres. Cette démarche nécessite une phase d'ajustage qui est loin d'être triviale malgré le développement de méthodes robustes d'optimisation. Cependant, cette approche reste la plus utilisée pour sa facilité d'implémentation dans les simulateurs de circuits et la possibilité de paramétrer le modèle selon la taille des transistors.

D'autre part, une approche très générale de modélisation par tables d'interpolation est possible [IV- 3]. La modélisation des mesures est alors quasi immédiate et permet par exemple d'obtenir directement les dérivées des caractéristiques I-V mesurées ($gm_I = \delta I_d / \delta V_{gs}$, gd_I) qu'il est ainsi possible de comparer à leurs grandeurs mesurées en paramètres S (gm_S , gd_S) pour vérifier la cohérence des mesures I-V et (S). Ce modèle tabulaire est facilement implantable dans les simulateurs de circuit et supprime la phase longue et délicate d'optimisation mais ne permet pas un paramétrage facile du modèle en fonction de la taille du composant actif.

IV.2.5. OUTILS D'OPTIMISATION

Dans le cas d'un modèle par équation analytique, l'ajustage de ses paramètres constitue une étape essentielle qui est particulièrement délicate. On doit donc utiliser des méthodes d'optimisation suffisamment robustes pour éviter les problèmes de minima locaux. Un outil spécialisé a donc été développé à l'IRCOM en utilisant des méthodes modernes de recherche des solutions optimales telles que le 'recuit simulé auto adaptatif' ou la 'diffusion simulée'. Une étude et une présentation approfondies de ces outils d'optimisation appliqués à la modélisation non-linéaire peuvent être trouvés dans les références [IV-1] [IV- 4].

IV.2.6. MODÉLISATION DES TRANSISTORS PP15_2x75 À CHAUD ET À FROID

La filière commerciale MMIC PP15 de la fonderie WIN [IV- 20] est la filière choisie par TMW pour notre application dans le cadre du projet européen LOTTO. C'est une filière PHEMT AsGa de longueur de grille $0.15\mu\text{m}$ qui est généralement destinée à des applications de moyenne puissance aux fréquences millimétriques. Deux dimensionnements de transistor ont été mesurés sur le banc de mesure en impulsion de l'IRCOM : des transistors à 2 doigts de $75\mu\text{m}$ (PP15_2x75) et 4 doigts de $75\mu\text{m}$ (PP15_4x75). Nous présentons ici les principaux résultats de modélisation non-linéaire relatifs aux transistors PP15_2x75, car ces derniers ont été utilisés pour la réalisation du mélangeur qui sera présenté dans la suite de ce chapitre. Les transistors ont été mesurés à chaud et à froid pour permettre la modélisation non-linéaire pour nos deux applications en fonctionnement amplificateur d'OL et mélangeur FET froid. Les paramètres S pulsés ont été mesurés dans la bande 2-40 GHz et une procédure de de-embedding des mesures a été mise en œuvre pour se ramener dans les plans d'accès des transistors (figure IV-2).

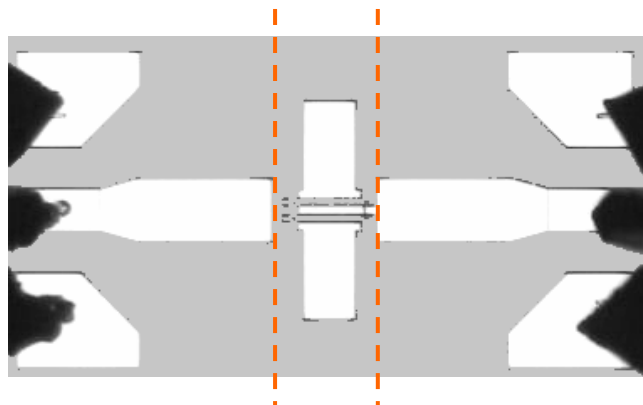


figure IV-2 : Photographie du PHEMT Win 2x75 μm mesuré sous pointe

Les mesures « à chaud » ont été effectuées pour un point de repos ($V_{gso}=-0.44\text{V}$, $V_{dso}=4\text{V}$) correspondant au point de transconductance maximale (soit environ 430ms/mm). L'avalanche drain-grille et la conduction de la diode d'entrée ont été caractérisées (figure IV-3) et montrent l'apparition d'un courant d'avalanche lorsque V_{dg} atteint 8V . La mesure présentée sur la figure IV-4 montre les zones de conduction directe et inverse de la diode

d'entrée du transistor pour un fonctionnement « à froid ».

La figure IV-5 montre l'implémentation CAO du modèle électrique non-linéaire « chaud » extrait pour le transistor 2x75 μ m. Le modèle de la source de courant à effet de champ est du type 'Tajima modifiée' et la figure IV-6 montre l'accord obtenu entre les réseaux I-V mesuré et modélisé.

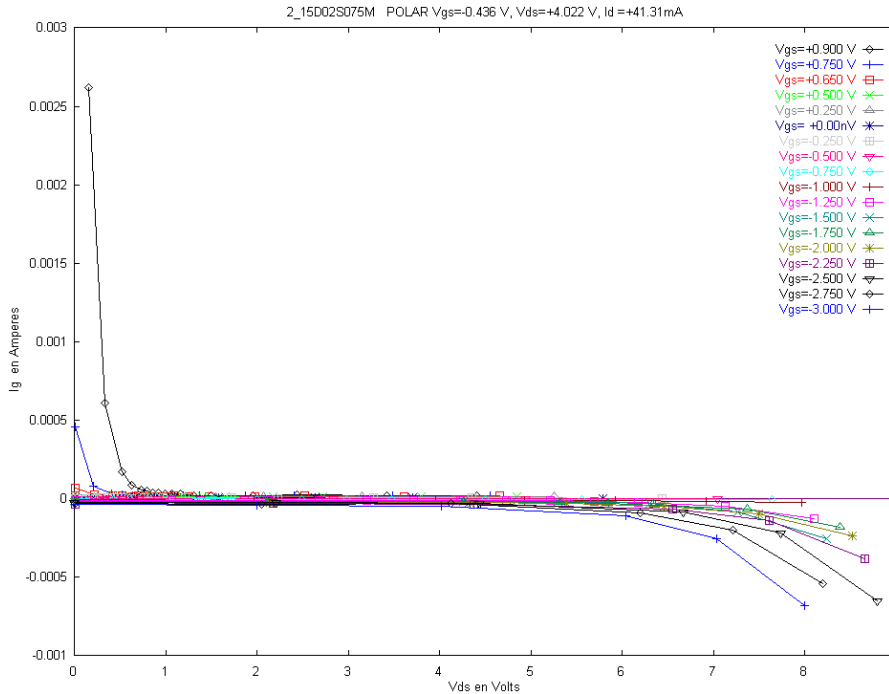


figure IV-3 : Mesure du courant $I_g(V_{gs})$, polarisation à chaud ($V_{gso} = -0.44V$, $V_{dso}=4V$)

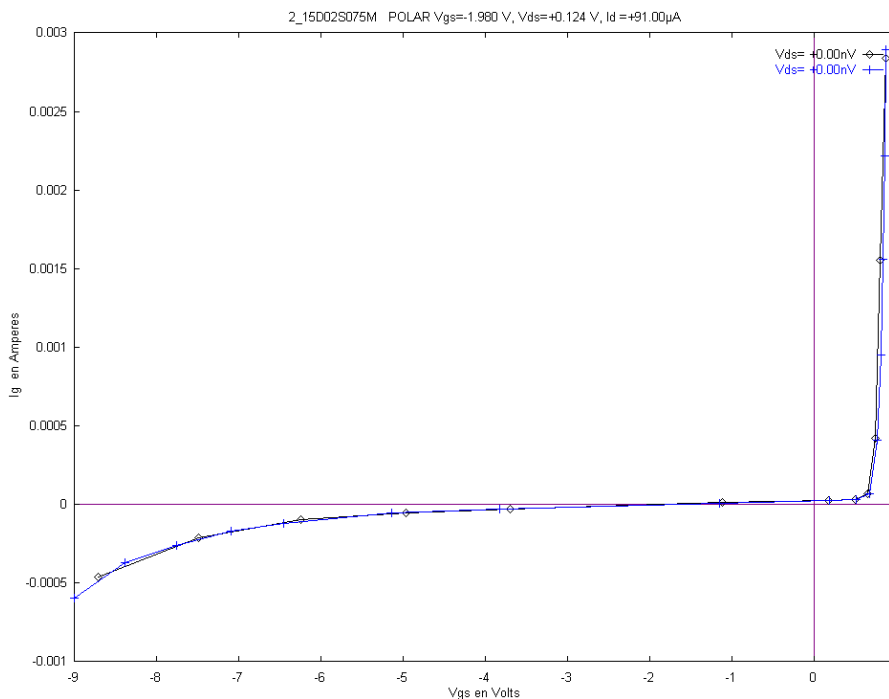


figure IV-4 : Mesure de $I_g (V_{gs})$ en polarisation à froid pincée, ($V_{gso}=-2V$, $V_{dso}=0V$)

Le FET froid est un composant plus complexe que la diode Schottky généralement utilisée pour la conception des mélangeurs et sa modélisation non-linéaire est assez différente de celle du FET chaud. Sa méthode de modélisation reste encore relativement mal connue et s'avère très délicate en particulier en ce qui concerne l'intermodulation [IV- 7], [IV- 8]. On peut énumérer ci-dessous les principales caractéristiques du modèle FET froid mis en œuvre :

- La topologie électrique utilisée est peu différente de celle du modèle à chaud. Elle est représentée sur la figure IV-7 :
- Les valeurs des éléments extrinsèques extraits pour le modèle à chaud restent valides pour le modèle à froid.
- La valeur de la capacité C_{ds} est du même ordre de grandeur que dans le cas du FET chaud (environ 230pF/mm).
- Les capacités C_{gs} et C_{gd} ont des formes et des valeurs différentes de celles du FET chaud (figure IV-9). Contrairement au cas du FET chaud, la valeur de C_{gd} est du même ordre que celle de C_{gs} .

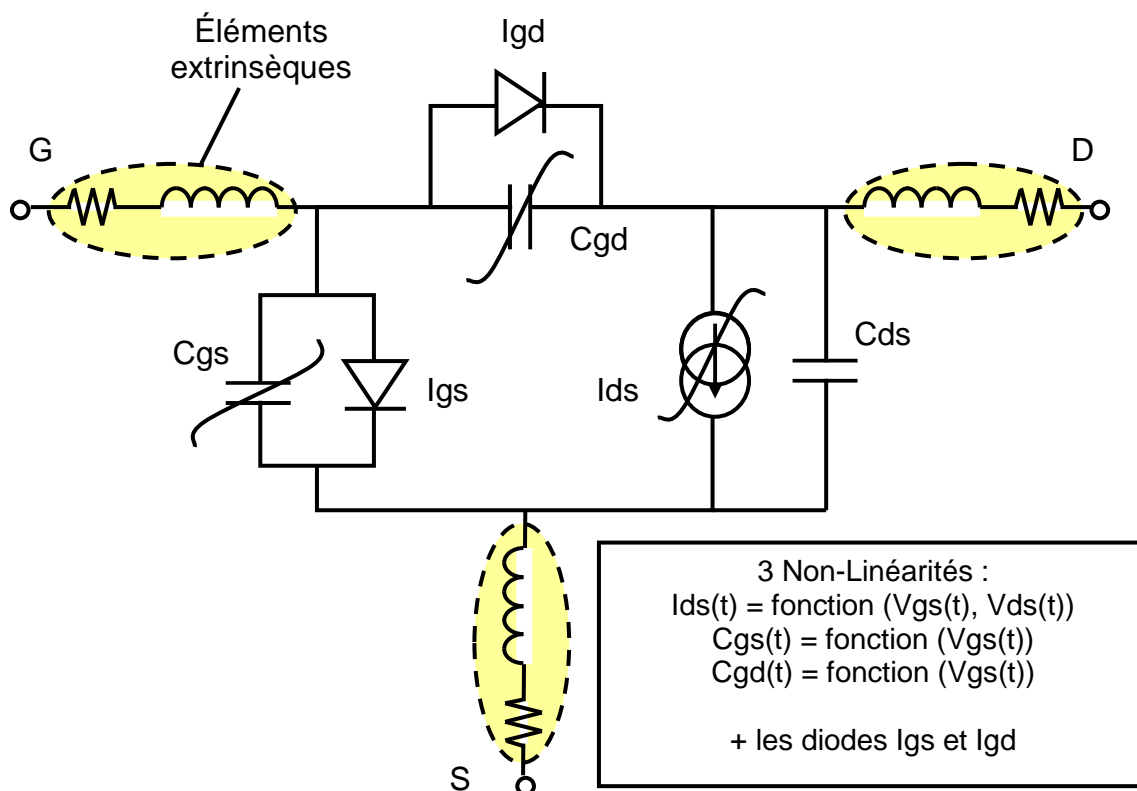


figure IV-7 : Modèle non-linéaire de FET froid

- Le modèle utilisé pour la source de courant I_{ds} du FET froid possède 8 paramètres : I_{DSS} , α , V_t , V_a , V_b , Δ , N et GD_0 . Les relations définissant le modèle sont les suivantes :

$$V = \max(V_{gs}, V_{gd}) \quad (IV-1)$$

$$v_{eff} = \frac{1}{2} * (\sqrt{(\sqrt{V - V_t} + \Delta)^2 - \sqrt{(V - V_b)^2 + \Delta^2}} + (V_t + V_b)) \quad (IV-2)$$

$$g_{d_i} = GD0. \frac{V_{ds}}{1 + \exp(\frac{V_t - V}{V_a})} \quad (IV-3)$$

$$I_{ds} = I_{DSS} * \left| 1 - \frac{v_{eff}}{V_t} \right|^N * \tanh(\alpha * V_{ds}) + g_{d_i} \quad (IV-4)$$

Le modèle possède un nombre suffisant de paramètres pour permettre l'ajustage dans la zone ohmique et la zone à tensions V_{ds} négatives qui sont primordiales pour la conception des mélangeurs. Il montre néanmoins des limites pour un fonctionnement en zone saturée.

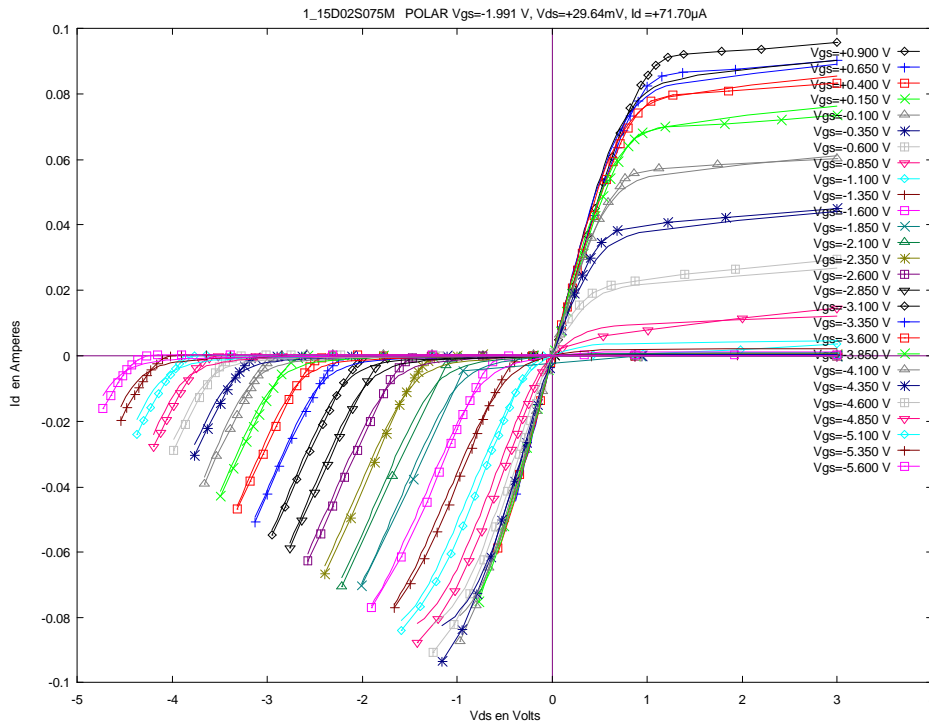


figure IV-8 : Comparaison Mesure/Modèle du réseau statique de sortie $I_d(V_{ds})$ en polarisation à froid ($V_{gso}=-2V$, $V_{dso}=0V$) du PP15 2x75µm

IV.2.6.1. Modélisation des capacités non-linéaires C_{gd} et C_{gs}

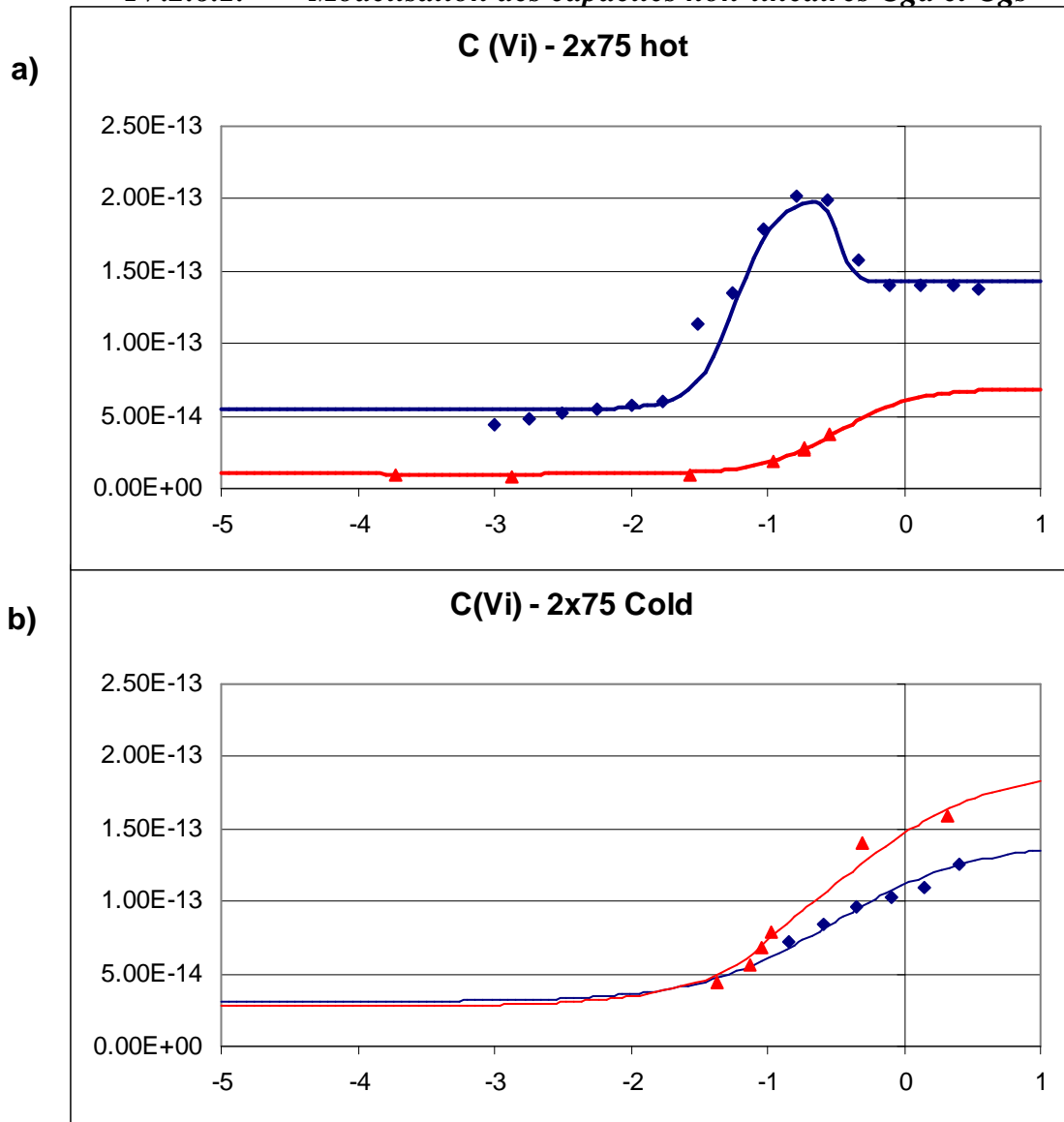


figure IV-9 : Modèles de capacité non-linéaire (comparaison mesure/modèle)

C_{gs} : (◆ bleu), C_{gd} : (▲ rouge)

a) PP15 2x75µm « chaud »**b) PP15 2x75µm « froid »**

Le modèle utilisé pour les capacités non-linéaires C_{gs} et C_{gd} possède 7 paramètres (C_0 , C_1 , C_2 , a , b , V_m , V_p). Ce modèle est simple à ajuster et présente l'avantage d'avoir un prolongement asymptotique pour les valeurs extrêmes de la tension de commande qui réduit les problèmes de convergence rencontrés en simulation. Le modèle est donné respectivement sous forme de capacité et de charge dans les équations suivantes :

$$C_{gs} = C_0 + (C_1 - C_0) \cdot (0.5 + 0.5 \cdot \tanh(a \cdot (V_{gs} + V_m))) - C_2 \cdot (0.5 + 0.5 \cdot \tanh(b \cdot (V_{gs} + V_p))) \quad (IV- 5)$$

$$Q_{gs} = 0.5 \cdot V_{gs} \cdot (C_0 + C_1 - C_2) + 0.5 \cdot (C_1 - C_0) \cdot \ln(\cosh(a \cdot (V_{gs} + V_m))) / a - 0.5 \cdot C_2 \cdot \ln(\cosh(b \cdot (V_{gs} + V_p))) / b \quad (IV- 6)$$

IV-2-6-2 Conclusions concernant la modélisation du FET froid

Ajuster correctement un modèle à équations analytiques pose certains problèmes spécifiques dans le cas du FET froid.

D'une part, le domaine de fonctionnement du FET froid dans un mélangeur est moins bien défini que celui du FET chaud dans un amplificateur pour lequel le fonctionnement typique se situe autour d'une droite de charge. Pour définir le domaine de modélisation, il est nécessaire de fixer une limite d'excursion maximale en V_{ds} . Si le fonctionnement classique du FET froid est proche de $V_{ds}=0V$, un fonctionnement à fort niveau entraîne des valeurs instantanées beaucoup plus grandes. C'est pourquoi, nous avons aussi cherché à obtenir un ajustage aussi correct que possible pour une forte excursion autour de la tension V_{ds} nulle.

D'autre part, à tension drain source nulle, le courant de drain est nul, ce qui rend délicat un ajustage visuel précis sur la caractéristique I-V. Pour résoudre ce problème, il faut plutôt chercher à ajuster la valeur des dérivées du courant I_{ds} par rapport à V_{ds} . Un ajustage insuffisant des dérivées se traduit par un décalage constant en fonction de la fréquence sur le paramètre S_{22} . Compte tenu de l'importance d'une bonne modélisation de g_d au voisinage de $V_{ds}=0V$ pour le fonctionnement d'un mélangeur, nous avons mis en œuvre un second modèle à base de splines pour la source de courant du FET froid. Ainsi, sur certains points du réseau où l'ajustage des paramètres (S) s'avère faible pour le modèle à équation analytique, on obtient de bien meilleures performances pour le modèle à splines (figure IV-10b). Cependant, lors des phases de simulation non-linéaire du mélangeur, les résultats obtenus avec le modèle à splines étaient en général très proches de ceux obtenus avec le modèle à équations analytiques, ce qui nous a conduit à privilégier ce dernier dans la mesure où ses propriétés de convergence et de rapidité de simulation sont plus favorables.

Le tableau de la figure IV-11 résume les paramètres obtenus pour le modèle non-linéaire à froid du transistor 2x75µm de la filière PP15 de WIN.

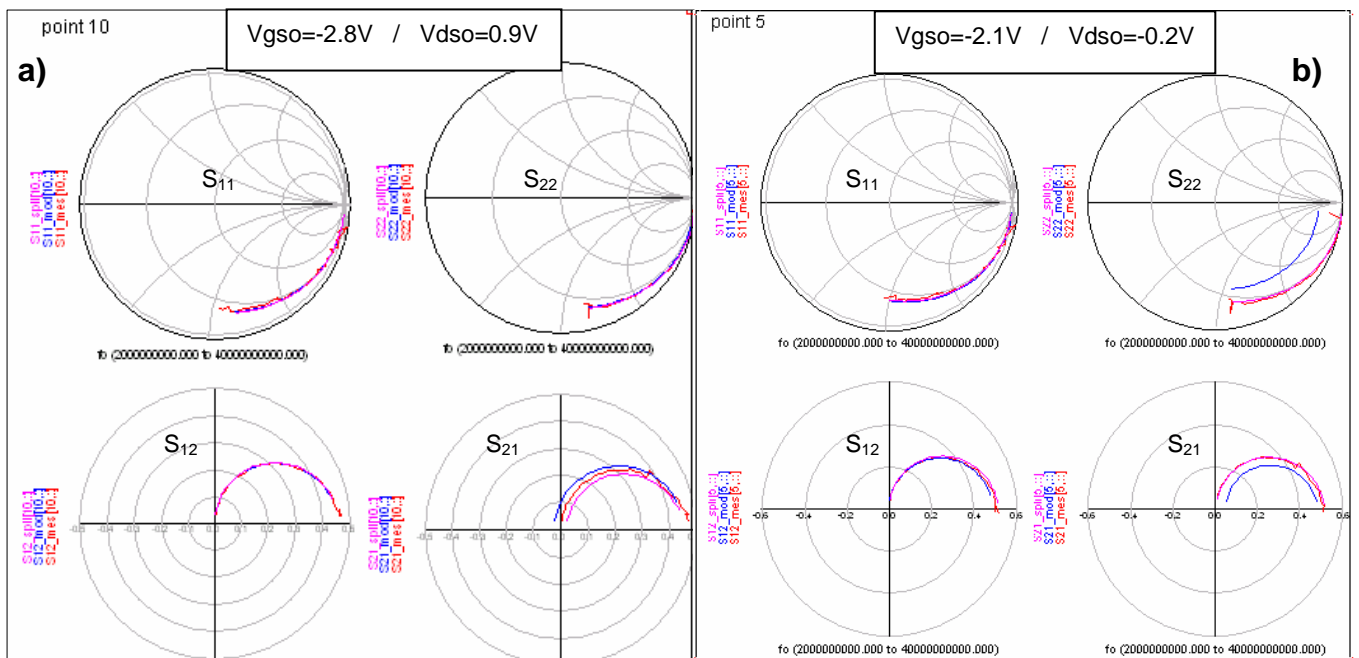


figure IV-10 : Paramètres S [2-40 GHz] à froid

Comparaison Mesure(rouge) / Modèle à équation analytique(bleu) / Modèle par spline(rose)

Éléments Extrinsèques							
Rg (Ω)	Rd (Ω)	Rs (Ω)	Lg (pH)	Ld (pH)	Ls (pH)	Cpg (fF)	Cpd (fF)
2.00	2.83	1.68	42.83	12.22	9.36	0	0
Éléments Intrinsèques							
Cgs (fF)	Ri (Ω)	Cgd (fF)	Rgd (Ω)	Cds (fF)	Gm (mS)	Gd (mS)	τ (ps)

37.64	0	44.30	0	34.83	-	-	-
Paramètres de la source de courant							
Idss	Alpha	Vt	Vb	Delta	N	Gd0	Va
7.437E-2	3.002	-0.8	0.1	0.304	1.027	3.25e-3	0.132

figure IV-11 : Principaux paramètres du modèle FET froid du transistor PP15 2x75 μ m

IV.3. Simulation des mélangeurs

Les principales méthodes permettant l'analyse des mélangeurs où coexistent fort signal OL et faibles signaux (FI, RF) sont l'équilibrage harmonique à deux fréquences fondamentales (HB2tone) et le formalisme des matrices de conversion. Historiquement, les analyses par matrices de conversion étaient plus utilisées car elles sont plus rapides en terme de temps de simulation et de précision sur les performances faible signal du mélangeur. Néanmoins, du fait des perfectionnements apportés aux algorithmes et à l'augmentation des ressources informatiques disponibles, les méthodes par équilibrage harmonique sont devenues très compétitives. Elles présentent de plus l'avantage de permettre la simulation en mode fort signal pour les analyses de linéarité. Enfin, il faut noter que si les analyses par matrice de conversion sont disponibles dans la plupart des logiciels de CAO non-linéaires (mode mixer), elles ne sont en général pas applicables au cas des mélangeurs sous-harmoniques.

FORMALISME DES MATRICES DE CONVERSION

Contrairement à l'équilibrage spectral qui analyse de façon générale le comportement des circuits non-linéaires soumis à une excitation multi-fréquentielle, le formalisme des matrices de conversion n'est applicable qu'aux circuits non-linéaires excités à 2 fréquences fondamentales distinctes correspondant respectivement au signal de pompe de forte amplitude f_p auquel se superpose le signal utile f_s de faible amplitude. Ces conditions, bien que restrictives, correspondent en fait au fonctionnement des mélangeurs. Le formalisme des matrices de conversion s'avère également particulièrement bien adapté à la simulation du comportement en bruit de tout circuit non-linéaire permettant la prise en compte de sources de bruit linéaires et non-linéaires [IV- 10].

La condition bas niveau du signal utile à la fréquence f_s permet de négliger toute distorsion aux harmoniques de ce signal. Le spectre analysé par cette méthode se limite donc aux combinaisons de fréquence :

$$mf_p \pm f_s \quad (IV- 7)$$

avec f_p : fréquence fondamentale du signal fort niveau dit de pompe
 f_s : fréquence fondamentale du signal bas niveau

Afin d'expliquer simplement l'établissement de la matrice de conversion d'une non-linéarité, nous reprendrons le cas du dipôle non-linéaire résistif évoqué au paragraphe I.2.

Dans le cadre de l'hypothèse fort niveau - bas niveau, le paragraphe I.2.1.3 a montré que la non-linéarité pouvait être décrite comme une conductance linéaire variant dans le temps périodiquement au rythme de la pompe, vis à vis des courants et tensions bas-niveau issus du mélange.

$$\delta i(t) = g(t) \cdot \delta v(t) \quad (IV- 8)$$

La matrice de conversion prend alors la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} I_{-NH}^* \\ \dots \\ I_{-n}^* \\ \dots \\ I_0 \\ \dots \\ I_{+n} \\ \dots \\ I_{+NH} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_0 & g_{*1} & g_{*2} & \dots & g_{*NH} & \dots & g_{*2NH} \\ g_1 & g_0 & g_{*1} & & & & \\ g_2 & g_1 & g_0 & & & & \\ \dots & & & & & & \\ g_{NH} & & & & g_0 & & g_{*NH} \\ & & & & & & \\ & & & & & & \\ & & & & & & \\ & & & & & & \\ g_{2NH} & & & & g_{NH} & & g_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{-NH}^* \\ \dots \\ V_{-n}^* \\ \dots \\ V_0 \\ \dots \\ V_{+n} \\ \dots \\ V_{+NH} \end{bmatrix}$$

[G] est appelée matrice de conversion de l'élément non-linéaire pompé. Elle relie les courants bas-niveau aux tensions bas-niveau aux bornes de la non-linéarité aux différentes fréquences de mélange considérées. Cette matrice dépend de la caractéristique courant/tension de l'élément non-linéaire et du signal fort niveau de pompe qui lui est appliqué. Elle est constituée des coefficients de la série de Fourier de la conductance pompée $g(t)$. [G] est une matrice carrée de dimension $(2.NH+1)$ pour laquelle NH est le nombre d'harmoniques de la fréquence de pompe autour desquels sont calculées les raies de mélange.

Il est également possible de définir la matrice de conversion d'une non-linéarité réactive ou d'une non-linéarité dépendant de plusieurs variables

IV.4. Méthodes de conception des mélangeurs

Une des principales difficultés rencontrées lors de la conception des mélangeurs, particulièrement dans le cas des mélangeurs sous-harmoniques, est que de très nombreuses fréquences interviennent de manière complexe sur les performances. De plus, dans le cadre d'une réalisation pratique, on ne pourra pas contrôler l'impédance ramenée à chacune de ces fréquences. Il est donc critique pour le concepteur de disposer de méthodologies adaptées qui prennent en compte cette spécificité pour permettre la conception optimale des mélangeurs.

IV.4.1. OPTIMISATION DES PERTES DE CONVERSION

Les pertes de conversion d'un mélangeur résistif dépendent de la forme d'onde de sa conductance pompée et des charges qui lui sont présentées à toutes les fréquences de mélange ($\pm mF_{OL} \pm nF_{RF}$). Les principaux paramètres qui influent sur les pertes de conversion d'un mélangeur résistif sont :

- La technologie du composant non-linéaire utilisé (Filière).
- La taille de composant (dans le cas d'un FET son développement de grille).
- Les tensions de polarisation.
- Le niveau de puissance de pompe de l'OL.
- Les impédances présentées aux fréquences F_{RF} et F_{FI} .
- Les impédances présentées aux fréquences $m.F_{OL}$.
- Les impédances présentées aux fréquences de mélanges non désirées.

Il est toutefois important de noter que toutes les fréquences de mélange n'ont pas la même incidence sur les performances. Les charges à la fréquence OL et à ses harmoniques en sortie sont de loin les plus critiques car elles déterminent les conditions de pompe du mélangeur. Les charges aux fréquences RF et FI doivent quant à elles être optimisées pour minimiser les pertes de conversion. Ainsi, le problème de détermination de la charge de sortie optimale se pose de la même manière que dans le cas d'un amplificateur. Enfin, les fréquences de mélange non désirées ($\pm mF_{OL} \pm nF_{RF}$) autour des premiers harmoniques de l'OL ont en général aussi une incidence non négligeable sur les performances.

IV.4.2. DÉTERMINATION DES CONDITIONS CONDUISANT AUX PERTES DE CONVERSION OPTIMALES

Même si, comme nous l'avons déjà souligné, l'ensemble des paramètres optima conduisant aux pertes de conversion minimales ne sera sans doute pas réalisable en pratique, il n'en reste pas moins intéressant de connaître les directions optimales et de pouvoir évaluer les potentialités maximales d'un composant vis-à-vis de l'application mélange. Compte tenu du nombre important de variables intervenant sur les performances, l'approche consistant à procéder par balayages successifs des différentes variables (figure IV-12) s'avère fastidieuse et relativement inefficace.

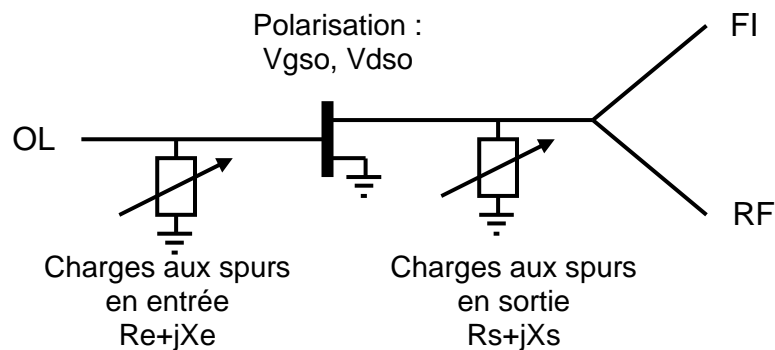


figure IV-12 : Évaluation des potentialités de l'élément non-linéaire pour l'application mélange

Une méthode alternative a été proposée par MADJAR [IV- 12], [IV- 13] pour des mélangeurs sous-harmoniques x2 et x4 à diode. En utilisant le postulat que les charges optimales aux fréquences parasites 'spurs' sont réactives, la méthode proposée consiste en l'optimisation de stubs en court-circuit à chacune des spurs les plus critiques. Il est ainsi possible de déterminer les charges les plus favorables aux spurs en terme de pertes de conversion et d'adaptation des accès.

IV.4.3. SIMULATION STATISTIQUE

Le principe de la simulation statistique des mélangeurs [IV- 19] est d'affecter des distributions statistiques aux charges à chacune des fréquences de mélange, puis de procéder à un nombre suffisant d'itérations de simulation pour obtenir un résultat significatif et enfin d'analyser les différentes performances obtenues grâce à des grandeurs statistiques.

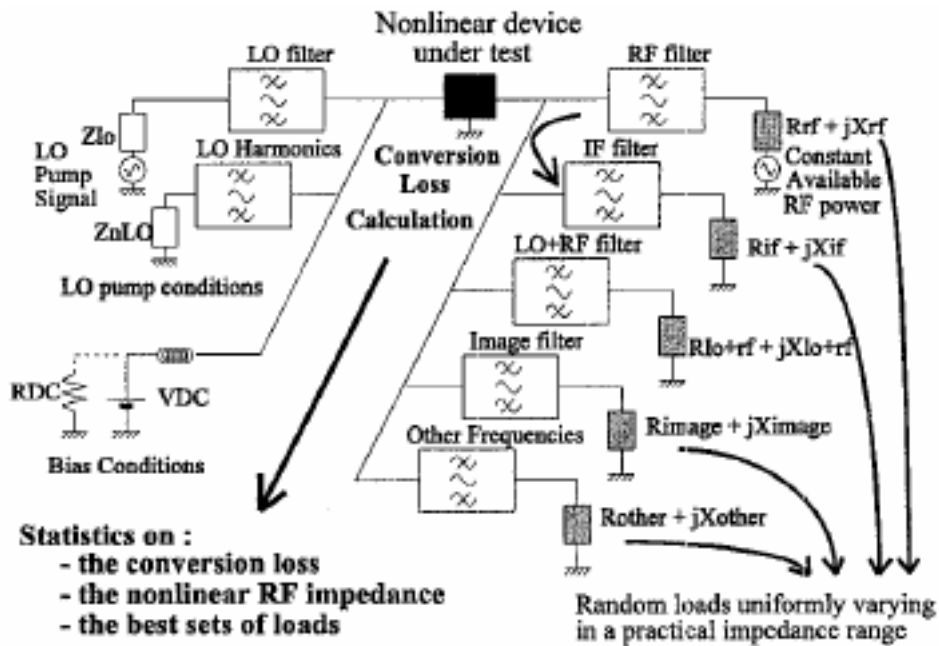


figure IV-13 : Principe de la simulation statistique illustré dans la référence [IV- 19]

L'approche statistique peut être menée avec deux types d'objectifs distincts mais complémentaires : un objectif de compréhension des phénomènes mis en jeu et un objectif d'optimisation des performances. Dans la mesure où les phénomènes de mélange font intervenir un grand nombre de variables aléatoires (les charges aux spurs en entrée et en sortie en partie réelle et en partie imaginaire), l'analyse statistique s'avère particulièrement précieuse pour appréhender les phénomènes de mélange généralement très complexes. Dans la référence [IV- 18], VILLEMAZET met en évidence les corrélations fortes existant entre certaines charges aux spurs et la population de tirages conduisant aux pertes de conversion optimales. Ceci lui permet de dériver un certain nombre de règles de conception pour la réalisation d'un mélangeur à très faibles pertes de conversion.

L'analyse statistique est disponible dans la plupart des environnements de CAO sous une forme plus ou moins développée. Ses caractéristiques sont les suivantes :

- Les simulations statistiques sont simples à lancer.
- Les résultats fournis sont rigoureux à condition de procéder à un nombre suffisant d'itérations.
- Dans bien des cas, l'interprétation des résultats est simple. Cela suppose néanmoins de disposer d'outils bien adaptés pour le traitement des données.

La méthode est applicable à l'évaluation des potentialités des composants actifs pour le fonctionnement en mélangeur. Son principal inconvénient est certainement qu'il s'agit d'une méthode lourde. En effet, le nombre d'itérations de simulation nécessaire à l'obtention d'un résultat fiable conduit à des temps de simulation importants. De plus, une condition nécessaire pour pouvoir mener à bien une simulation statistique est de ne jamais avoir de

problèmes de convergence quelles que soient les charges présentées aux spurs dans le domaine défini. Cette dernière limitation, qui d'après notre expérience s'avère très handicapante, pourrait être levée simplement si les simulateurs envisageait le traitement automatique du cas de la non-convergence pour chaque itération sans bloquer l'analyse statistique.

IV.4.4. DÉTERMINATION DES IMPÉDANCES RF ET FI OPTIMALES

Un mélangeur est par principe un dispositif non-linéaire à trois accès. Néanmoins, pour un faible signal d'entrée, il est possible de considérer qu'à un niveau OL donné, le mélangeur 'pompe' se comporte comme un système quasi-linéaire entre ses ports d'entrée et de sortie (figure IV-14) [IV- 14]. A un niveau OL donné, la méthode que nous avons développée consiste à déterminer par simulation du mélangeur 'pompe', la matrice admittance [Y] reliant les accès FI et RF aux fréquences correspondantes. Ce principe proposé est mis en œuvre grâce à deux simulations non-linéaires successives à un niveau OL donné, l'une en mode up et l'autre en mode down. On peut alors appliquer les équations caractéristiques des systèmes linéaires à 2 accès [IV- 16] pour déterminer les impédances optimales FI et RF du mélangeur ainsi que les pertes de conversion associées.

Les conditions d'adaptation réciproque sont données par les charges optimales RF et FI qui sont obtenues en appliquant les relations suivantes :

$$Y_{FIopt} = G_{FIopt} + j.B_{FIopt} \quad (IV- 9)$$

$$Y_{RFOpt} = G_{RFOpt} + j.B_{RFOpt} \quad (IV- 10)$$

avec

$$G_{FIopt} = \frac{1}{2 G_{11}} \sqrt{(2 G_{11}.G_{22} - |Y_{12}.Y_{21}| \cos \theta)^2 - |Y_{12}.Y_{21}|^2} \quad (IV- 11)$$

$$G_{RFOpt} = \frac{1}{2 G_{22}} \sqrt{(2 G_{11}.G_{22} - |Y_{12}.Y_{21}| \cos \theta)^2 - |Y_{12}.Y_{21}|^2} \quad (IV- 12)$$

$$B_{FIopt} = \frac{G_{12}.B_{21} + G_{21}.B_{12}}{2 G_{11}} - B_{22} \quad (IV- 13)$$

$$B_{RFOpt} = \frac{G_{12}.B_{21} + G_{21}.B_{12}}{2 G_{22}} - B_{11} \quad (IV- 14)$$

et

$$\theta = \text{Phase}(Y_{12}.Y_{21})$$

$$G_{ij} = \text{partie réelle de } Y_{ij} \quad \text{et} \quad B_{ij} = \text{partie imaginaire de } Y_{ij}$$

Les pertes de conversion correspondantes en mode up sont données par :

$$L_{c21opt} = \frac{2 |Y_{12}|^2}{(\sqrt{A} + \sqrt{B})^2} \quad (IV- 15)$$

avec $A = 2 G_{11}.G_{22} - \text{Re}(Y_{12}.Y_{21}) + |Y_{12}.Y_{21}|$ (IV- 16)

et $B = 2 G_{11}.G_{22} - \text{Re}(Y_{12}.Y_{21}) - |Y_{12}.Y_{21}|$ (IV- 17)

On montre également que l'impédance d'entrée et les pertes de conversion dépendent uniquement de la matrice [Y] pompée et de la charge (figure IV-14). En mode upconverter, le gain de conversion (G_{p21_ch}) et l'admittance d'entrée (Y_{in}) sont données par :

$$G_{p21_ch} = \text{Re}(Y_{ch}) / \text{Re}(Y_{in_ch}) * |v_{out_vin}|^2 \quad (IV- 18)$$

$$Y_{in} = Y_{11} + Y_{12} * v_{out_vin} \quad (IV- 19)$$

avec $v_{out_vin} = -Y_{21} / (Y_{22} + Y_{ch})$ (IV- 20)

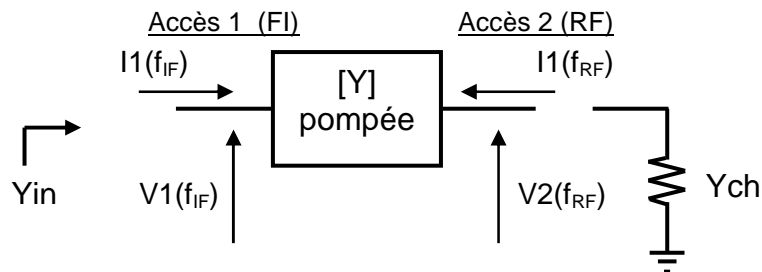


figure IV-14 : Matrice [Y] pompée du mélangeur linéarisé à un niveau d'OL donné

D'autre part, le logiciel Agilent-ADS permet la simulation des paramètres S d'un mélangeur grâce à une simulation paramètres S où les ports d'entrée et de sortie ne sont pas à la même fréquence (figure IV-15). On obtient ainsi directement la matrice S pompée du mélangeur qui permet la détermination des impédances optimales FI et RF. Par rapport à la méthode par la matrice [Y] pompée, la méthode par simulation des paramètres S de mélangeur est d'implémentation beaucoup plus directe. Toutefois, la méthode par la matrice [Y] conserve un certain intérêt dans la mesure où ses conditions de fermeture sont différentes de celles de la matrice S ce qui conduit dans certains cas à une meilleure convergence.

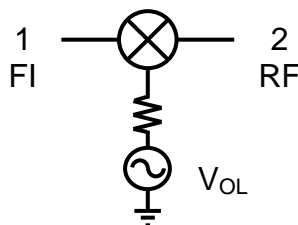


figure IV-15 : Simulation (S) de mélangeur sous le logiciel Agilent-ADS

IV.5. Mélangeur MMIC sous-harmonique équilibré à FET froid

IV.5.1. PRÉSENTATION DU PROJET DE RECHERCHE EUROPÉEN LOTTO

Le projet de recherche LOTTO [IV-23] labellisé PIDEA a été initié en Juillet 2001 par TMW (Thales Microwave). Ce projet a pour objectif le développement d'émetteurs-récepteurs bas coût pour des applications commerciales de boucles locales radio autour des fréquences 28GHz et 42GHz. Ce projet concerne aussi les techniques d'interconnexion et de packaging pour la production de masse des circuits millimétriques grand public. Pour satisfaire au contraintes d'intégration et de reproductibilité des performances, le projet nécessite le développement de circuits MMIC hautes performances et en particulier pour la bande 40.5-43.5 GHz. En effet, les applications radio haut-débit émergentes MVDS (Multipoint Video Delivery System) et MWS (Multimedia Wireless System) qui opèrent en Europe dans cette bande, imposent des contraintes sévères en terme de masque du spectre d'émission et de linéarité des émetteurs. Le mélangeur d'émission constitue ainsi un des composants critiques vis à vis des performances du système.

Les spécifications clés du mélangeur d'émission sont les suivantes :

- une forte linéarité associée à de faibles pertes de conversion. On peut ainsi faire fonctionner le mélangeur à fort niveau ce qui diminue les contraintes sur le gain de l'amplificateur de puissance d'émission.
- une bonne réjection en sortie des raies aux fréquences parasites de mélange.

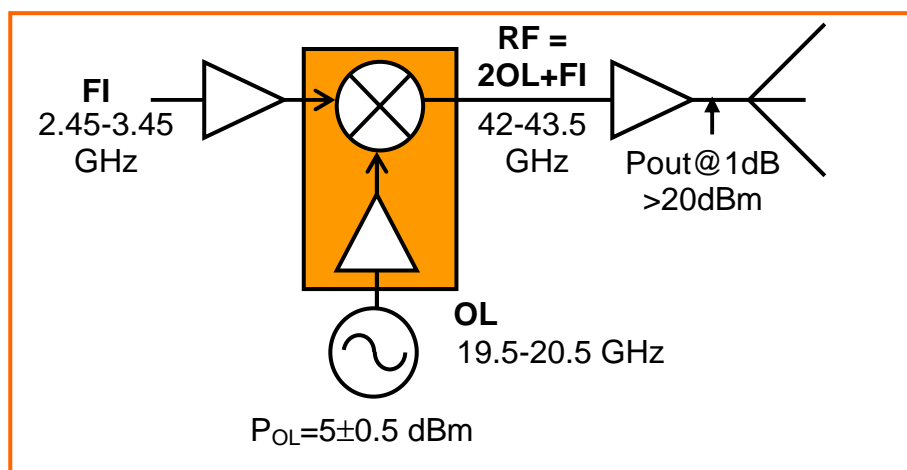


figure IV-16 : Schéma simplifié de l'émetteur 42- 43.5GHz

IV.5.2. PRÉSENTATION DU MÉLANGEUR

Le travail que nous présentons ici, porte sur la conception d'un mélangeur sous-harmonique x2 à FET froid en technologie MMIC mettant en oeuvre une topologie équilibrée originale. Dans cette étude, l'amplificateur d'OL nécessaire pour assurer un niveau suffisant de pompe du mélangeur est intégré sur la même puce MMIC que le mélangeur pour éviter l'effet néfaste des interconnexions et pour assurer une intégration maximale de la fonction dont le synoptique est présenté sur la figure IV-16. Le circuit MMIC a été réalisé dans la filière PHEMT PP15 de la fonderie WIN pour laquelle nous avons présenté nos travaux de modélisation au paragraphe IV.2.6. Le mélangeur a été conçu en mode up pour une bande RF [42-43.5]GHz, une bande FI [2.45-3.45] GHz et une bande OL [19.5-20.5]GHz.

Les mélangeurs sous-harmoniques qui réalisent le mélange à partir de l'harmonique 2 de l'oscillateur local présentent des isolations généralement supérieures à celles des mélangeurs fondamentaux, tout en ne nécessitant qu'une fréquence OL moitié. Pour réaliser ce type de mélangeur aux fréquences millimétriques, on utilise classiquement une paire de diodes anti-parallèles. La principale limitation des mélangeurs résistifs à diodes provient de leur linéarité relativement faible. Il est bien connu que les mélangeurs résistifs à FETs froids bénéficient de meilleures performances dans ce domaine (cf. paragraphe II.2. et II.3.). Dans cette configuration, le transistor est pompé sur la grille par l'OL et la conductance paramétrique du FET en zone ohmique assure la conversion des fréquences FI et RF respectivement appliquées et extraites sur le drain du transistor source commune.

IV.5.3. ARCHITECTURE DU MÉLANGEUR SOUS-HARMONIQUE X2 ÉQUILIBRÉ À FET FROID

Nous avons vu au paragraphe II.3 qu'il était possible de mettre en oeuvre un mélangeur sous-harmonique x2 à FET froid mais que celui-ci ne fournissait pas de réjection inhérente de l'harmonique 2 de la fréquence OL (2OL) en sortie alors que cette fréquence est trop proche de la bande passante pour pouvoir être supprimée par filtrage. Afin de surmonter cette limitation, nous présentons ici une topologie équilibrée appliquée à ce cas.

Le principe général d'une structure équilibrée est d'utiliser le déphasage existant entre deux dispositifs actifs identiques fonctionnant dans les mêmes conditions pour assurer la recombinaison en phase ou la suppression en sortie des fréquences non désirées. Dans le cas de notre étude de mélangeur sous-harmonique d'ordre 2, la structure proposée intègre deux transistors FET froids, un coupleur de Lange à l'entrée OL et un balun 180° à l'entrée FI (figure IV-17). Nous allons montrer par la suite que les conditions nécessaires et suffisantes de fonctionnement de la structure peuvent être remplies moyennant la mise en oeuvre d'une architecture spécifique en sortie.

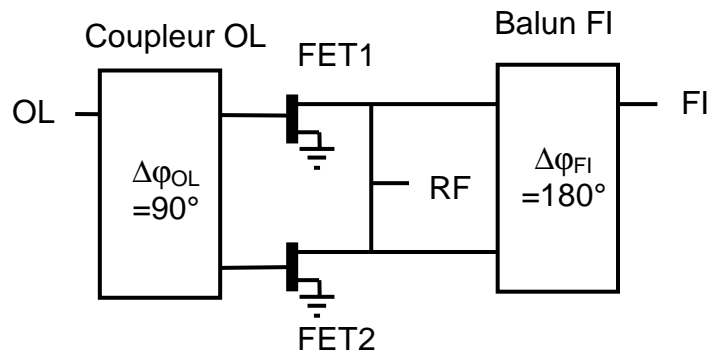


figure IV-17 : Architecture proposée pour un mélangeur sous-harmonique d'ordre 2 équilibré à FET froid

L'étude de l'équilibrage sera menée à la fois pour le cas d'un mélangeur fondamental et celui d'un mélangeur sous-harmonique d'ordre 2 pour mettre en évidence la différence fondamentale qui existe entre ces deux fonctionnements. L'étude est traitée dans le cas d'un up-converter USB mais reste valide réciproquement dans le cas d'un up-converter LSB ou d'un down-converter.

- **Conditions nécessaires**

Les conditions nécessaires pour un mélangeur équilibré up-converter USB sont :

- Ajouter en phase les signaux de sortie à la fréquence RF définie par $RF=OL+FI$ pour un mélangeur fondamental et $RF=2OL+FI$ pour un mélangeur sous-harmonique d'ordre 2
- Supprimer en sortie l'harmonique ($x.OL$) de l'OL assurant le mélange, c'est à dire la fréquence OL pour un mélangeur fondamental ou la fréquence $2OL$ pour un mélangeur sous-harmonique d'ordre 2.
- Les coupleurs OL et FI divisent la puissance de manière égale entre les deux voies d'entrée et de sortie. Ils introduisent de plus un déphasage qui est respectivement $\Delta\phi_{OL}$ et $\Delta\phi_{FI}$ entre les voies de sortie OL et FI.

IV.5.3.1. Détermination des déphasages nécessaires des coupleurs

Le principe de la structure équilibrée est de créer une masse virtuelle au point M (figure IV-18) de la paire de transistors froids à la fréquence que l'on désire supprimer.

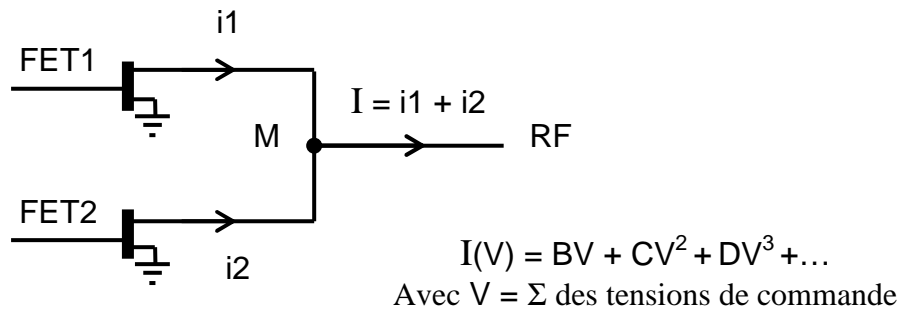


figure IV-18 : Courant de sortie du mélangeur équilibré

Le FET froid est un dispositif non-linéaire à 2 tensions de commande V_{gs} et V_{ds} . Pour étudier le phénomène de recombinaison de phase en sortie, nous utilisons un modèle non-linéaire de base qui rend compte du spectre de mélange.

$$I(V) = BV + CV^2 + DV^3 + \dots \quad (IV- 21)$$

avec $V = \Sigma$ des tensions de commande

Pour assurer une bonne réjection xOL/RF , on souhaite avoir une masse virtuelle à la fréquence xOL au niveau du point M. En reprenant la décomposition du signal de sortie d'un mélangeur donnée à la figure I-6, on voit que les phases des courants à la fréquence $(mF_{OL} \pm nF_{FI})$ valent pour chaque transistor:

- pour i_1 (FET1)

$$\varphi_1 = m(\omega_{OL}t + \varphi_{OL1}) \pm n(\omega_{FI}t + \varphi_{FI1}) \quad (IV- 22)$$

- pour i_2 (FET2)

$$\varphi_2 = m(\omega_{OL}t + \varphi_{OL2}) \pm n(\omega_{FI}t + \varphi_{FI2}) \quad (IV- 23)$$

On peut en conclure que :

- Si l'on souhaite ajouter en phase i_1 et i_2 à la fréquence $(mF_{OL} \pm nF_{FI})$, il faut que la relation suivante soit respectée :

$$\varphi_1 - \varphi_2 = m(\varphi_{OL1} - \varphi_{OL2}) + n(\varphi_{FI1} - \varphi_{FI2}) = 2p * 180^\circ \quad \text{avec } p \text{ entier} \quad (IV- 24)$$

- Si l'on souhaite créer une masse virtuelle à la fréquence $(mF_{OL} \pm nF_{FI})$, il faut que les courants i_1 et i_2 soient en opposition de phase :

$$\varphi_1 - \varphi_2 = m(\varphi_{OL1} - \varphi_{OL2}) + n(\varphi_{FI1} - \varphi_{FI2}) = (2q+1) * 180^\circ \quad \text{avec } q \text{ entier} \quad (IV- 25)$$

IV.5.3.2. Cas du mélangeur fondamental

- On souhaite supprimer la fréquence f_{OL} ($m=1$ et $n=0$) de telle sorte qu'il faut donc remplir la condition suivante :

$$\varphi_{OL1} - \varphi_{OL2} = (2q+1) * 180^\circ \quad \text{avec } q \text{ entier} \quad (IV- 26)$$

Il est donc nécessaire d'avoir un coupleur assurant un déphasage de 180° à l'accès OL

- On souhaite recombinaison en phase la fréquence $f_{RF} = f_{OL} + f_{FI}$ ($m=1$ et $n=1$) de telle sorte qu'il faut donc remplir la condition suivante :

$$\varphi_{OL1} - \varphi_{OL2} + \varphi_{FI1} - \varphi_{FI2} = 2p * 180^\circ \quad \text{avec } p \text{ entier} \quad (IV- 27)$$

$$\text{d'où} \quad \varphi_{FI1} - \varphi_{FI2} = (2r+1) * 180^\circ \quad \text{avec } r \text{ entier} \quad (IV- 28)$$

Il est donc nécessaire d'avoir un coupleur assurant un déphasage de 180° à l'accès FI

Le mélangeur fondamental équilibré supprime en sortie toutes les fréquences ($m.f_{OL} + n.f_{RF}$) telles que :

$$180.m + 180.n = (2q+1) * 180 \quad (IV- 29)$$

c'est à dire toutes les fréquences telles que $(m+n)$ soit impair.

IV.5.3.3. Cas du mélangeur sous-harmonique

- On souhaite supprimer la fréquence $2f_{OL}$ ($m=2$ et $n=0$) de telle sorte qu'il faut donc remplir la condition suivante :

$$2(\varphi_{OL1} - \varphi_{OL2}) = (2q+1) * 180^\circ \quad \text{avec } q \text{ entier} \quad (IV- 30)$$

ce qui équivaut à :

$$\varphi_{OL1} - \varphi_{OL2} = (2q+1) * 90^\circ \quad (IV- 31)$$

Il est donc nécessaire d'avoir un coupleur assurant un déphasage de 90° à l'accès OL

- On souhaite recombinaison en phase la fréquence $f_{RF} = 2 f_{OL} + f_{FI}$ ($m=2$ et $n=1$) de telle sorte qu'il faut donc remplir la condition suivante :

$$2(\varphi_{OL1} - \varphi_{OL2}) + \varphi_{FI1} - \varphi_{FI2} = 2p * 180^\circ \quad \text{avec } p \text{ entier} \quad (IV- 32)$$

$$\text{d'où} \quad \varphi_{FI1} - \varphi_{FI2} = (2r+1) * 180^\circ \quad \text{avec } r \text{ entier} \quad (IV- 33)$$

Il est donc nécessaire d'avoir un coupleur assurant un déphasage de 180° à l'accès FI

Le mélangeur sous-harmonique équilibré supprime en sortie toutes les fréquences telles que :

$$90.m + 180.n = (2q+1)*180 \quad \text{avec } q \text{ entier} \quad (\text{IV- 34})$$

ce qui représente les fréquences telles que $(m/2+n)$ soit impair

Les fréquences supprimées sont donc: FI, 2OL, 2OL+2FI, 2OL+4FI, 4OL+FI, 4OL+3FI, 6OL, etc.

IV.5.3.4. Limites de l'étude

- Cette étude détermine donc les conditions nécessaires à la réalisation d'un mélangeur équilibré. Comme nous le montrerons par la suite, ces conditions ne sont pas suffisantes dans le cas d'un mélangeur sous-harmonique.
- Les coupleurs réels ont une largeur de bande de fréquence qui reste limitée. Typiquement, les coupleurs fonctionnent uniquement autour de la fréquence d'utilisation. Cela limite le domaine d'application des relations obtenues.
- Les coupleurs réels ne sont pas parfaitement équilibrés en amplitude et en phase. Il en résulte une dégradation des performances du mélangeur réel qui est quantifiée dans le paragraphe suivant.

IV.5.3.5. Étude de l'influence du déséquilibre en phase et en amplitude des baluns pour un mélangeur équilibré fondamental [IV- 22]

Les résultats de cette étude s'appuient sur les hypothèses suivantes:

- Les deux transistors utilisés sont identiques.
- Le déséquilibre introduit par les baluns OL et FI est identique.
- Le déséquilibre est introduit au niveau des signaux OL et FI du transistor 2. Il est constitué par un déséquilibre en amplitude α et par un déséquilibre en phase β .
- Une non-linéarité d'ordre 2 est utilisée pour les transistors. Pour simplifier le calcul, l'influence des non-linéarités d'ordre supérieur est négligée :

$$I(V) = BV + CV^2 \quad \text{avec } V = \Sigma \text{ des tensions de commande} \quad (\text{IV- 35})$$

- Avec des baluns idéaux ($\alpha=0$ et $\beta=0$):

On peut écrire pour le transistor 1 :

$$V1 = \cos a + \cos b \quad (IV- 36)$$

On peut écrire pour le transistor 2 :

$$V2 = \cos(a + \pi) + \cos(b + \pi) = - (\cos a + \cos b) \quad (IV- 37)$$

$$\text{où} \quad a = \omega_{OL} t \quad \text{et} \quad b = \omega_{FI} t$$

- Avec des baluns présentant un déséquilibre ($\alpha \neq 0$ et $\beta \neq 0$):

$$V1 = \cos a + \cos b \quad (IV- 38)$$

$$V2 = - (1 + \alpha) [\cos(a + \beta) + \cos(b + \beta)] \quad (IV- 39)$$

On exprime les courants $i1$ et $i2$ pour calculer I .

$$i1 = B (\cos a + \cos b) + C (\cos a + \cos b)^2 \quad (IV- 40)$$

$$i1 = B (\cos a + \cos b) + \frac{1}{2} C [2 + \cos(2a) + \cos(2b) + 2 \cos(a+b) + 2 \cos(a-b)] \quad (IV- 41)$$

$$i2 = -B (1 + \alpha) [\cos(a + \beta) + \cos(b + \beta)] + C (1 + \alpha)^2 [\cos(a + \beta) + \cos(b + \beta)]^2 \quad (IV- 42)$$

$$i2 = -B (1 + \alpha) [\cos(a + \beta) + \cos(b + \beta)] + \frac{1}{2} C (1 + \alpha)^2 [2 + \cos[2(a + \beta)] + \cos[2(b + \beta)] + 2 \cos(a+b+2\beta) + 2 \cos(a-b)] \quad (IV- 43)$$

$$I = i1 + i2 \quad (IV- 44)$$

On identifie alors les composantes du courant I à la fréquence fondamentale de l'OL et à la fréquence RF.

- À la fréquence F_{OL} :

$$I_{OL} = B \cos a - B (1 + \alpha) \cos(a + \beta) = B \cos a [1 - (1 + \alpha) \cos \beta] + B \sin a \sin \beta (1 + \alpha) \quad (IV- 45)$$

À la fréquence $F_{RF} = F_{OL} + F_{FI}$:

$$\begin{aligned} I_{RF} &= C \cos(a+b) + C (1+\alpha)^2 \cos(a+b+2\beta) = C \cos(a+b) + C (1+\alpha)^2 \cos(a+b) \\ &\quad \cos(2\beta) - C (1+\alpha)^2 \sin(a+b) \sin(2\beta) = C \cos(a+b) [1+(1+\alpha)^2 \cos(2\beta)] - C \\ &\quad \sin(a+b) [(1+\alpha)^2 \sin(2\beta)] \end{aligned} \quad (IV- 46)$$

Nous allons mettre ces expressions sous la forme d'une amplitude et d'un déphasage afin de montrer l'influence des paramètres α et β sur le signal de sortie. Pour cela, on utilisera la formule suivante :

$$\cos(x) + \alpha \cos(x+\beta) = \cos(x) [1+\alpha \cos(\beta)] - \sin(x) \alpha \sin(\beta) = \sqrt{z^2+y^2} \cos(x+Q) \quad (IV- 47)$$

avec $Q = \arctan(z/y) = \arctan[(1 + \alpha \cos(\beta))/\alpha \sin(\beta)]$

d'où

$$I_{OL} = B \sqrt{1 + (1 + \alpha)^2 - 2(1 + \alpha) \cos \beta} \cdot \cos(x-P) \quad (IV- 48)$$

avec $P = \arctan\left(\frac{(1+\alpha)\sin\beta}{1-(1+\alpha)\cos\beta}\right) \quad (IV- 49)$

et

$$I_{RF} = C \sqrt{1 + (1 + \alpha)^4 + 2(1 + \alpha)^2 \cos 2\beta} \cdot \cos(a+b-R) \quad (IV- 50)$$

avec $R = \arctan\left(\frac{-(1 + \alpha)^2 \sin 2\beta}{1 + (1 + \alpha)^2 \cos 2\beta}\right) \quad (IV- 51)$

De manière idéale on aurait :

$$I_{OL} = 0 \quad (IV- 52)$$

$$I_{RF} = 2 C \cos(a+b) \quad (IV- 53)$$

Par identification, on en déduit les pertes RF et le facteur d'annulation de l'OL :

$$\text{Pertes RF} = \frac{2}{\sqrt{1 + (1 + \alpha)^4 + 2(1 + \alpha)^2 \cos 2\beta}} \quad (IV- 54)$$

$$\text{Facteur d'annulation de l'OL} = \sqrt{1 + (1 + \alpha)^2 - 2(1 + \alpha) \cos \beta} \quad (IV- 55)$$

Ces deux grandeurs sont respectivement tracées sur la figure IV-19 et la figure IV-20 en fonction des déséquilibres en amplitude α et en phase β . On peut constater que pour assurer un bon niveau de performance du mélangeur, il faut que le déséquilibre en amplitude des baluns soit inférieur ou égal à 1dB et que le déséquilibre en phase reste inférieur à 10 degrés.

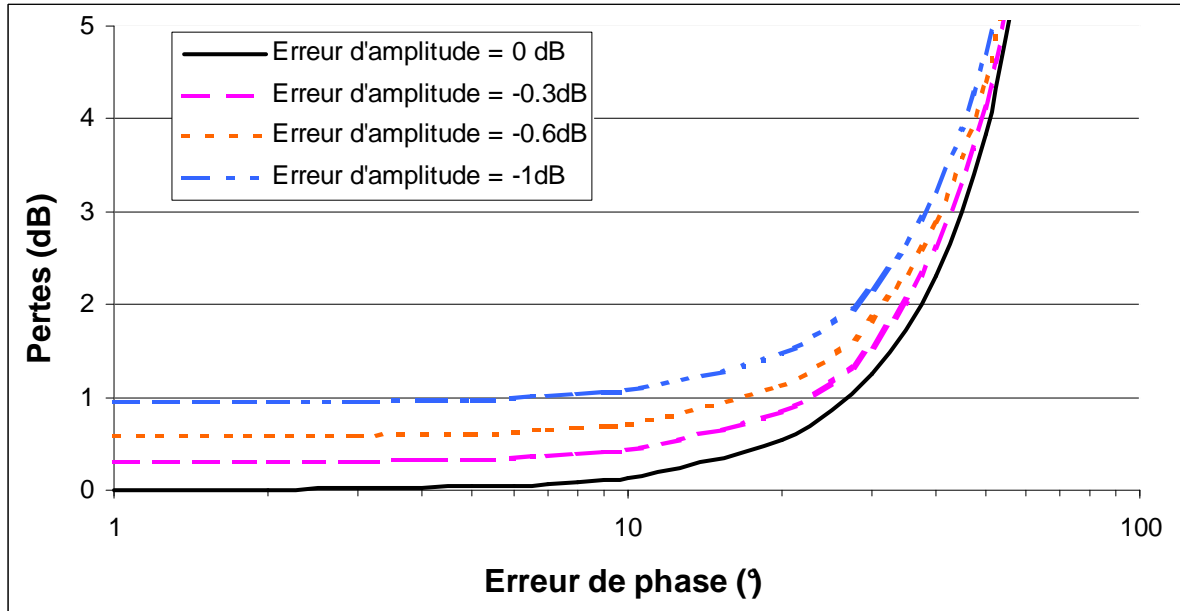


figure IV-19 : Pertes additionnelles introduites à F_{RF} en fonction des déséquilibres en phase et en amplitude des baluns réels

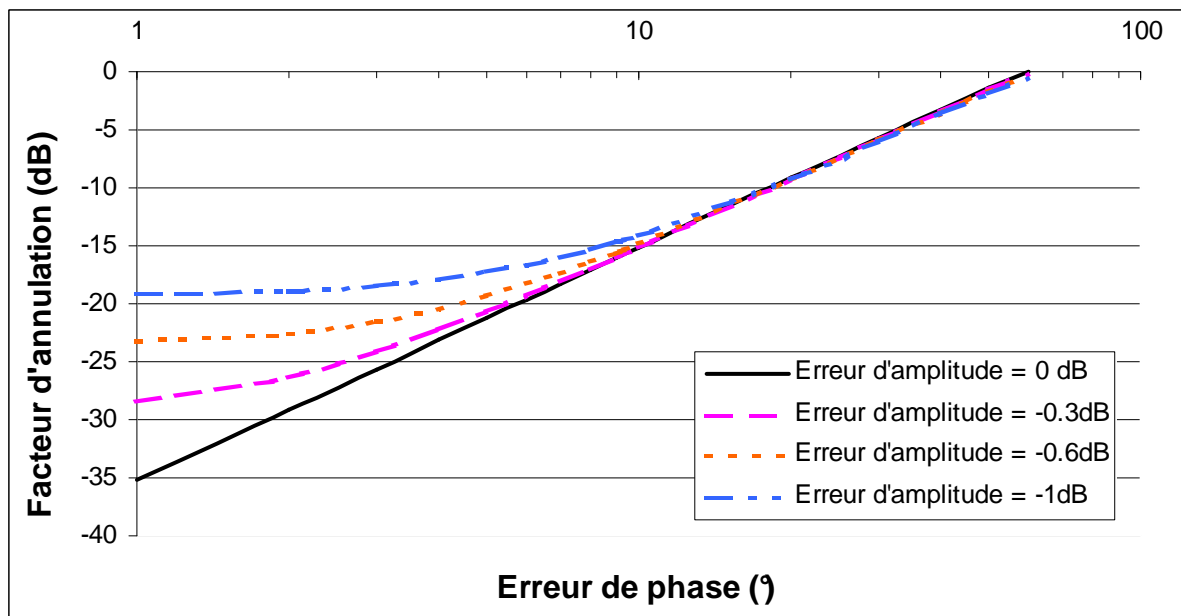


figure IV-20 : Facteur d'annulation de la fréquence f_{OL} en fonction des déséquilibres en phase et en amplitude des baluns réels

L'annulation de la fréquence OL qui est réalisée de manière parfaite dans le cas de baluns idéaux atteint au mieux 35dB avec des baluns réels. Un facteur d'annulation de 15 à 20dB étant plus courant en pratique.

IV.5.3.6. Défaut d'équilibrage du mélangeur sous-harmonique

En fixant arbitrairement à une valeur nulle de référence, la phase en entrée et en sortie du transistor 1, on obtient la figure IV-21 qui représente la phase des courants de sortie à la fréquence $(m.F_{OL} \pm n.F_{FI})$ dans le cas du mélangeur sous-harmonique équilibré avec la topologie de la figure IV-17.

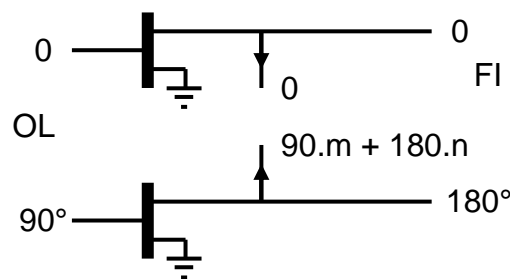


figure IV-21 : Schéma simplifié représentant la phase des courants de sortie à la fréquence $mF_{OL} \pm nF_{FI}$

Une fréquence qui a une importance particulièrement critique vis à vis du fonctionnement du mélangeur est la fréquence fondamentale de l'OL ($m=1, n=0$). Or, il se trouve que les courants à cette fréquence sont en quadrature. Le schéma de la figure IV-22 représente deux générateurs de même puissance en quadrature connectés en parallèle sur une même charge. Les impédances $Z1$ et $Z2$ vues par les deux générateurs sont alors différentes.

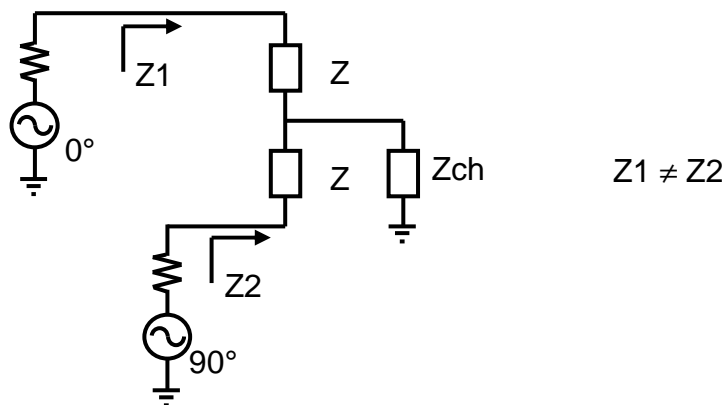


figure IV-22 : Charge vue par les 2 générateurs en quadrature connectés sur une même charge

Pour le mélangeur sous-harmonique x2 équilibré, cela signifie que les 2 transistors voient des charges différentes en sortie à un grand nombre de fréquences. En particulier, ceci est vrai à la fréquence fondamentale de l'OL qui a une influence critique sur le fonctionnement des transistors. Les deux transistors ont donc des fonctionnements différents y compris aux fréquences RF et 2OL. On peut en conclure que la structure n'est donc pas réellement équilibrée par les seuls baluns OL et FI.

Nous avons montré précédemment que pour réaliser un mélangeur sous harmonique (d'ordre n) équilibré à FET froid rejetant l'harmonique n.OL effectuant le mélange, les conditions nécessaires pouvaient être remplies en choisissant de manière adéquate les baluns FI et OL. Ces conditions sont suffisantes dans le cas où les deux transistors fonctionnent dans les mêmes conditions. Pour cela, il est essentiel de leur présenter des charges de sortie identiques à la fréquence fondamentale de l'OL. Nous montrons ici que c'est naturellement le cas pour le mélangeur fondamental et qu'il existe des solutions pour atteindre cet objectif dans le cas du mélangeur sous-harmonique d'ordre 2.

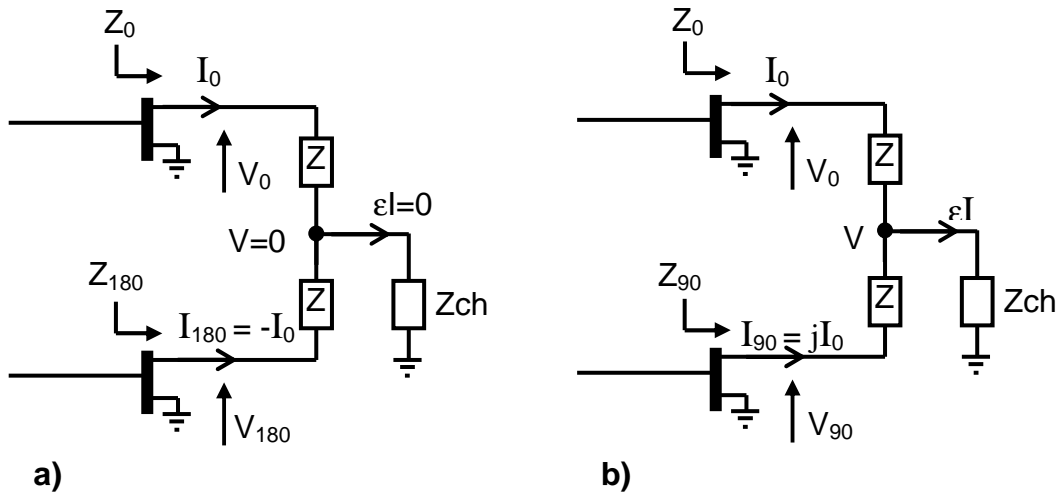


figure IV-23 : Schéma de sortie à la fréquence F_{OL}

a) Mélangeur fondamental équilibré

b) Mélangeur sous-harmonique équilibré

a) Cas du mélangeur fondamental équilibré

On pose l'hypothèse initiale suivante pour le schéma de la figure IV-23-a :

Les courants I_0 et I_{180} ont la même amplitude et sont en opposition de phase.

On en déduit qu'il ne circule aucun courant dans la charge et donc que V est une masse virtuelle ($V=0$). D'où $V_0 = Z \cdot I_0$ et $V_{180} = -Z \cdot I_0$ avec $V_{180} = -V_0$

On en conclut que $Z_0 = Z_{180}$. L'impédance présentée en sortie des transistors à la fréquence fondamentale de l'OL est la même pour les deux transistors, ce qui justifie l'hypothèse effectuée initialement concernant les courants I_0 et I_{180} .

b) Cas du mélangeur sous-harmonique équilibré

On pose l'hypothèse initiale suivante pour le schéma de la figure IV-23-b :

Les courants I_0 et I_{90} ont même amplitude et sont en quadrature de phase.

On constate qu'un courant ϵI circule dans la charge et crée donc une tension V non nulle.

On cherche alors les conditions pour avoir $Z_0 = Z_{90}$:

$$Z_0 = V_0/I_0 \quad \text{et} \quad Z_{90} = V_{90}/jI_0$$

Deux solutions existent :

- 1^{ère} Solution :

Par identification, on voit que $V_{90} = jV_0$ est solution

$$\text{Or} \quad V = -Z \cdot I_0 + V_0 \quad \text{et} \quad V = -jZ \cdot I_0 + V_{90}$$

$$\text{On aura donc} \quad V_{90} = jV_0 \quad \Leftrightarrow \quad V = -Z \cdot I_0 + V_0 \quad \text{et} \quad V = j(-Z \cdot I_0 + V_0)$$

Cela n'est possible que si V est nulle. Il faut donc pour cela court-circuiter V à la fréquence OL.

- 2^{ème} Solution :

$$V_0 = V_{90} = 0$$

Cela est possible en court-circuitant le drain de chaque transistor à la fréquence OL

En résumé, les deux solutions sont représentées sur la figure IV-24 :

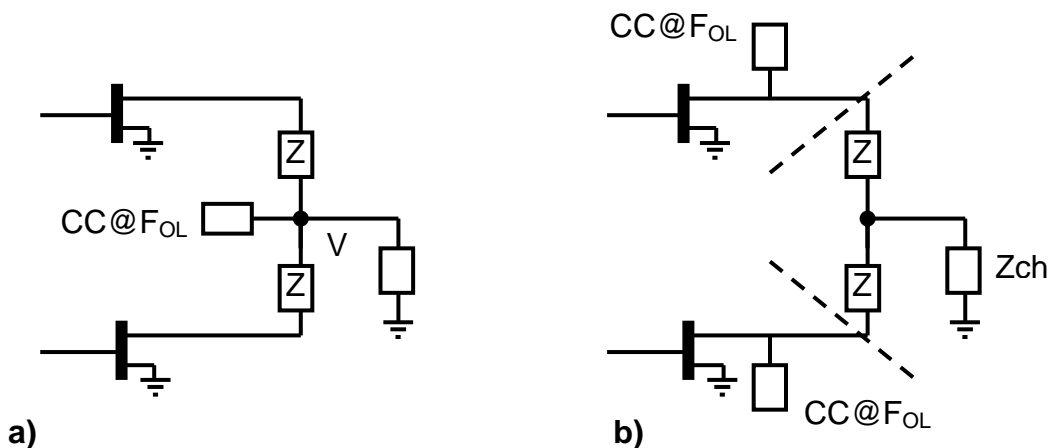


figure IV-24 : Solutions possibles pour équilibrer le circuit de sortie d'un mélangeur sous-harmonique à FET froid par l'utilisation de court-circuits à F_{OL}

a) CC à F_{OL} au point V

b) CC à F_{OL} sur les drains des transistors

IV.5.4. MÉTHODOLOGIE DE CONCEPTION DU MÉLANGEUR SOUS - HARMONIQUE X2 ÉQUILIBRÉ

IV.5.4.1. *Choix des conditions de fonctionnement*

Au cours de l'évaluation des potentialités de différentes filières MMIC assez proches en performances, nous avons pu vérifier que les performances en mélangeur pouvaient être malgré tout très différentes selon la filière utilisée. Ainsi, le choix du composant actif est essentiel pour la fonction mélange. La conception initiale du mélangeur a été effectuée en utilisant la filière PH25 de la fonderie UMS [IV- 21] (filière PHEMT 0.25 μ m dédiée aux applications moyenne puissance) avant que la filière MMIC WIN PP15 (filière PHEMT 0.15 μ m dédiée aux applications de puissance) ne soit choisie par TMW pour le run final. Lors de l'évaluation de ces deux filières, de meilleures performances en pertes de conversion ont été obtenues avec la filière PH25 au prix toutefois d'une linéarité inférieure. Il apparaît cependant assez difficile de relier directement ces différences de performance aux courbes caractéristiques des composants.

Concernant le dimensionnement du transistor, si celui-ci a bien une certaine influence sur les pertes de conversion, le choix s'effectuera surtout en fonction de ses niveaux d'impédances d'entrée et de sortie afin de faciliter la réalisation des réseaux d'adaptation. L'étude de compromis entre les pertes de conversion et les valeurs d'impédance nous a conduit à sélectionner un transistor de dimensionnement de grille 2x75 μ m pour le mélangeur.

D'autre part, la tension de polarisation a une influence importante sur les pertes de conversion et les performances en linéarité du mélangeur.

- La polarisation de drain est normalement imposée à $V_{dso}=0V$ pour le FET froid, même si une faible polarisation de drain n'a pas nécessairement une influence néfaste sur les performances [IV- 27].
- Une polarisation de grille en dessous du pincement est typiquement recommandée dans la littérature pour le fonctionnement FET froid. En effet, même si ce n'est pas la zone de polarisation qui conduit aux pertes de conversions minimales, c'est celle qui s'avère la plus favorable du point de vue des performances en linéarité. En effet, les distortions d'intermodulation se produisent lorsque le transistor commute de la valeur minimale de G_d à sa valeur maximale. Minimiser les distortions d'intermodulation revient donc à minimiser le temps pendant lequel le transistor commute en polarisant le transistor de manière très négative. Il faut toutefois éviter toute excursion jusqu'à la zone destructrice d'avalanche inverse de la diode d'entrée du transistor (figure IV-4).

Pour déterminer les conditions optimales de polarisation pour le fonctionnement en mélangeur sous-harmonique d'ordre 2, nous avons procédé à une étude spécifique de la source de courant du FET froid dont les résultats sont représentés ci-dessous (figure IV-26 et figure IV-27). La démarche de cette étude utilise la simulation de la source de courant du FET froid, pompée par un signal OL sinusoïdal, qui permet la détermination de la conductance intrinsèque pompée du mélangeur $G_d(t)$ dont on réalise la décomposition en série de Fourier. Pour un mélangeur sous-harmonique d'ordre 2, il est souhaitable de maximiser le terme G_{d2}

et de minimiser les autres termes du développement en série de Fourier. On voit alors sur la figure IV-27 que les conditions les plus favorables sur G_{d2} sont obtenues dans notre cas pour une tension V_{gso} très négative ($V_{gso} < -2V$).

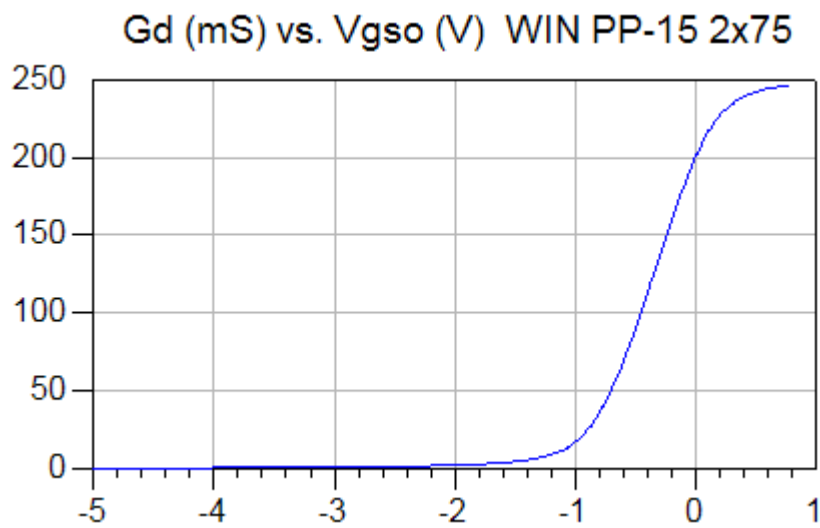


figure IV-25 : Conductance de sortie intrinsèque du transistor en fonction de V_{gso}

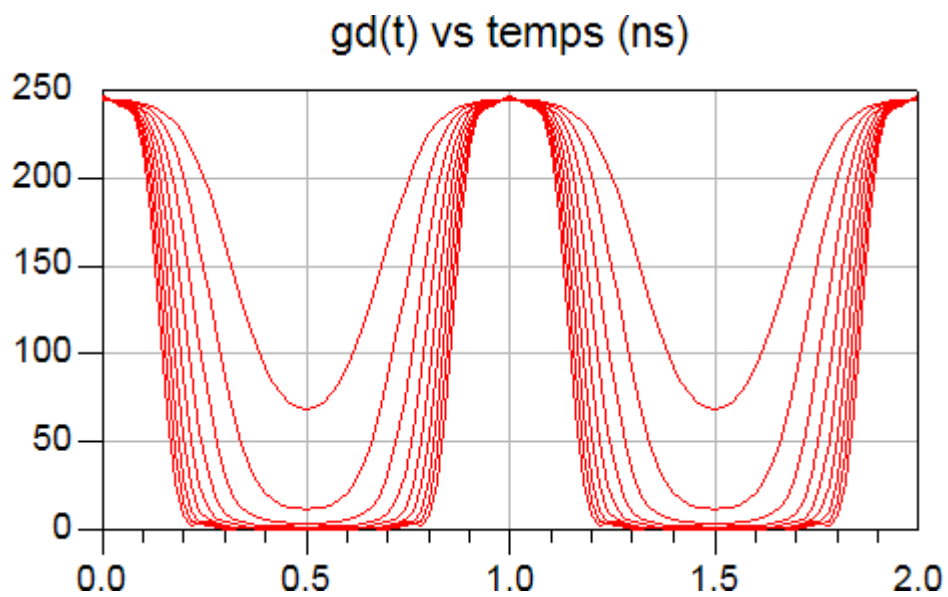


figure IV-26 : Conductance de sortie intrinsèque pompée par un signal OL sinusoïdal paramétrée par V_{gso} ($V_{dso}=0V$)

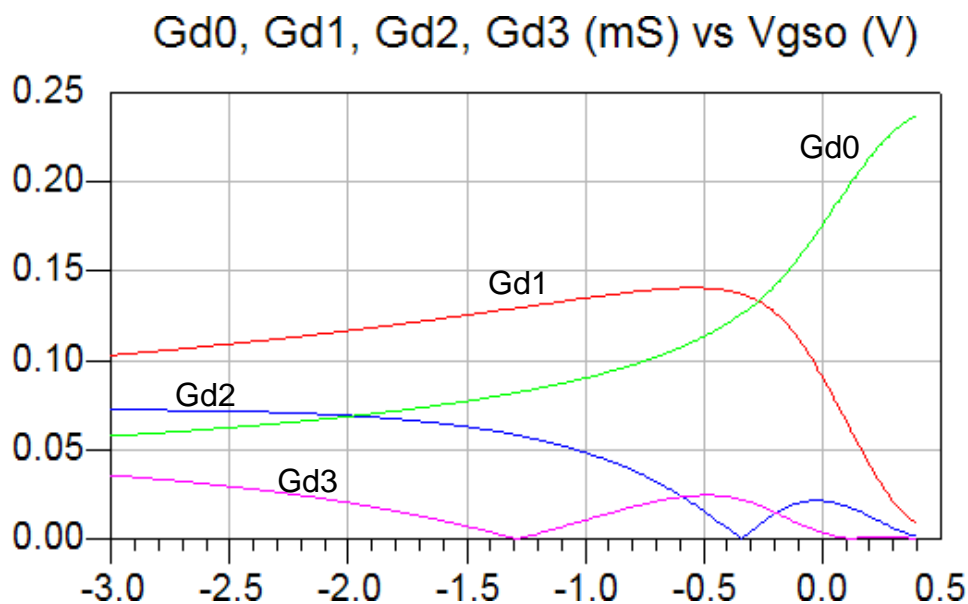


figure IV-27 : Décomposition en série de Fourier de la conductance de sortie intrinsèque pompée en fonction de V_{gso}

IV.5.4.2. Principes de simulation

La méthodologie de simulation mise en œuvre s'appuie sur la méthode de détermination des impédances RF et FI optimales que nous avons développée (cf. paragraphe IV.4.4) pour explorer et optimiser les performances du mélangeur.

- Les premières simulations de cette méthodologie incluent un seul transistor et des filtres idéaux aux fréquences parasites et aux fréquences utiles (figure IV-29). D'une part, cette première phase d'analyse quasi-idéale permet d'évaluer rapidement la valeur des pertes de conversion que l'on peut espérer atteindre. Dans le cas du transistor WIN PP15, cette étude a montré que les pertes de conversion avaient une valeur minimale élevée de l'ordre de 10dB. D'autre part, ces simulations fournissent également des valeurs de départ pour la synthèse des réseaux d'adaptation aux accès du transistor. Il est inutile de mettre en œuvre une phase d'analyse plus détaillée au niveau de l'adaptation du composant seul car la structure équilibrée et les circuits d'adaptation mis en œuvre par la suite détermineront largement les charges présentées aux spurs et ainsi les performances du circuit.
- L'optimisation des performances est alors effectuée sur un premier circuit équilibré en utilisant la méthode de détermination des impédances RF et FI

optimales (figure IV-30) à partir desquelles est effectuée la synthèse des réseaux d'adaptation, de filtrage et de couplage du mélangeur.

- Facile à mettre en œuvre, cette méthode prend en compte les conditions de polarisation, le niveau de pompe et les charges présentées aux spurs. Dès lors qu'elle s'applique au transistor avec ses premiers réseaux d'adaptation entrée-sortie, les charges aux fréquences de mélange non désirées s'approchent de leur valeur réelle de telle sorte que les résultats obtenus tendent vers les valeurs et les performances finales. Elle permet donc d'obtenir les conditions précises permettant d'optimiser simplement les performances du circuit.

IV.5.4.3. Mise en œuvre du circuit

Comme il a été décrit au paragraphe IV.5.3, le réseau d'équilibrage en sortie est un point critique de la réalisation du circuit. La topologie mise en œuvre est schématisée sur la figure IV-28. En pratique, il s'avère nécessaire de court-circuiter la fréquence OL à la fois au niveau du drain des transistors (T1 et T2) ainsi qu'au milieu de la structure (RF1) pour l'équilibrer. Ainsi la topologie intègre trois stubs $\lambda/4$ en circuit ouvert à la fréquence OL.

La séparation entre les chemins RF et FI est obtenue en utilisant un filtre stop bande RF double $\lambda/4$ sur les chemins menant aux accès de connexion du balun FI (F11 et F12) et en intégrant des capacités MIM très faibles sur le chemin RF avant l'adaptation sur l'impédance optimale RF. Une valeur de capacité égale à 0.3pF est la seule réellement utilisable à 43GHz compte tenu des phénomènes de résonance.

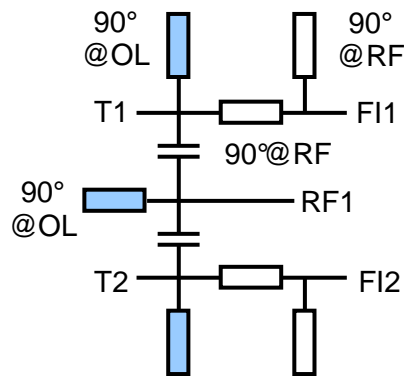


figure IV-28 : Topologie du réseau de sortie du mélangeur sous-harmonique équilibré

Nous avons choisi d'intégrer le balun FI sur la puce. La topologie retenue est celle d'un balun rat-race en éléments localisés, dont les performances sont présentées figure III-36 et dont un avantage est d'être relativement compact. Contrairement au cas d'un mélangeur équilibré fondamental, l'utilisation d'un balun idéal ne conduit pas à des performances optimales en terme de pertes de conversion et de réjection de la fréquence $2OL$ car le circuit n'est pas équilibré naturellement. Une optimisation spécifique du balun FI a permis de compenser les déséquilibres qui apparaissaient dans la structure.

Aucune véritable adaptation d'impédance n'est possible à l'accès FI compte tenu de la

fréquence basse et des valeurs réalisables d'éléments localisés. Une contrainte supplémentaire de la conception est donc que l'impédance FI optimale doit se rapprocher de 50Ω . Réaliser une adaptation RF est par contre possible. Enfin, l'adaptation de grille des transistors à la fréquence OL s'avère relativement difficile compte tenu de l'impédance d'entrée peu favorable des transistors liée à la tension de polarisation fortement pincée sur la grille (en conséquence les pertes sont importantes et la largeur de bande OL faible).

Le simulateur électromagnétique MOMENTUM a été utilisé à la fois pour simuler le coupleur de Lange sur l'accès OL à 20GHz (le principe et les résultats de ce coupleur sont présentés au paragraphe III.3.3.3.) et aussi pour prendre en compte les effets des discontinuités des lignes dans le circuit. Les propriétés du coupleur de Lange 50Ω assurent une bonne isolation entre le mélangeur et l'amplificateur d'OL permettant ainsi la conception séparée des deux circuits.

On notera qu'il existe une différence importante entre la simulation des modèles circuit et la simulation électromagnétique à 43GHz notamment pour les stubs en circuit ouvert. Ceci est problématique car les longueurs des différentes lignes en sortie des transistors doivent être ajustées précisément pour assurer le fonctionnement équilibré du mélangeur pour les bandes OL et RF souhaitées.

En conclusion, l'obtention du mélangeur final (figure IV-31) s'est effectuée à partir de la détermination des impédances RF et FI optimales et de la synthèse progressive des réseaux d'adaptation et de filtrage [IV-24] [IV-25]. Comme ce sont les circuits de sortie (au niveau du drain du transistor) ainsi que les coupleur OL et balun FI qui ont l'influence la plus critique sur les performances, ce sont par conséquent les premiers éléments à synthétiser.

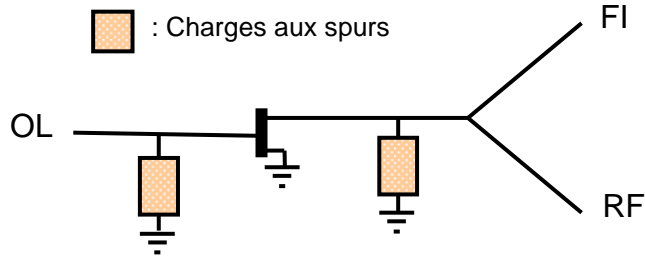


figure IV-29 : Évaluation rapide des potentialités du transistor pour la fonction mélange par des simulations avec des charges fixées arbitrairement aux spurs

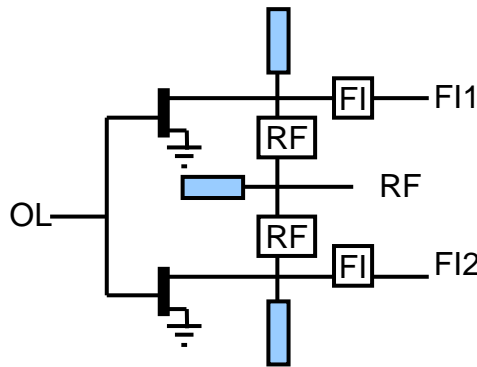
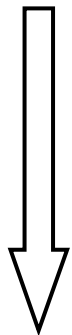


figure IV-30 : Simulation initiale du mélangeur équilibré avec filtres idéaux permettant d'obtenir les valeurs des impédances RF et FI à présenter au transistor



Synthèse des réseaux d'adaptation-filtrage et optimisation conjointe des performances du mélangeur

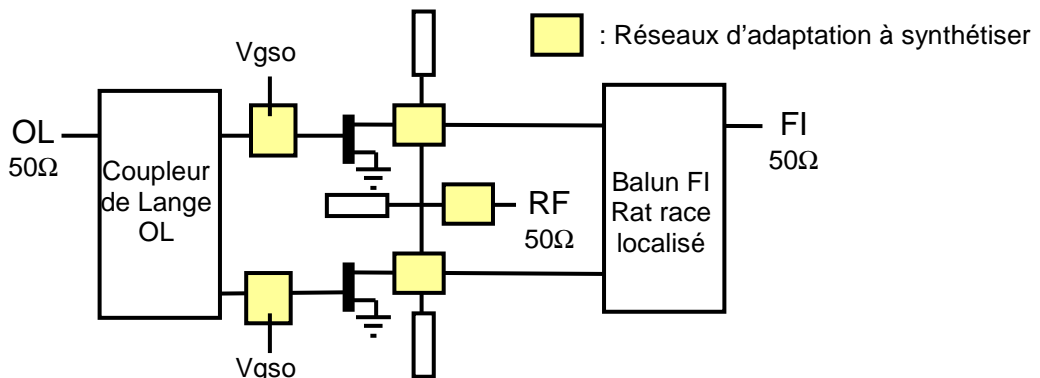


figure IV-31 : Mélangeur final

IV.6. Conception de l'amplificateur d'OL intégré

La méthodologie de conception adoptée pour l'amplificateur d'OL est basée sur la méthode de simulation des générateurs de substitution. Grâce à la simulation intrinsèque du modèle non-linéaire, cette méthode permet tout d'abord l'évaluation des potentialités du transistor pour l'amplification de puissance. À partir de ces données et en fonction des objectifs du cahier des charges, elle constitue ensuite la première étape de l'optimisation des performances de l'amplificateur.

Un point critique pour la réalisation des amplificateurs de puissance est l'analyse de stabilité. C'est pourquoi, nous nous intéresserons aux différentes méthodes de CAO permettant l'analyse de la stabilité linéaire mais aussi non-linéaire.

IV.6.1. MÉTHODE DE SIMULATION DES GÉNÉRATEURS DE SUBSTITUTION

Nous avons utilisé la méthode des générateurs de substitution pour évaluer les potentialités du transistor PP15_2x75 de la fonderie WIN en amplification de puissance.

Le principe de cette méthode consiste à remplacer les charges aux accès du transistor par des générateurs dits de substitution. A partir de la connaissance des limites du réseau de caractéristiques statiques, les générateurs définis aux différentes fréquences harmoniques permettent de fixer les tensions de commande aux accès et ainsi de contrôler le fonctionnement du transistor. L'optimisation des performances de ce dernier se fait par optimisation visuelle de l'aspect du cycle de charge intrinsèque superposé sur les caractéristiques statiques intrinsèques.

Dans notre cas, nous avons choisi de n'optimiser que la fréquence fondamentale f_0 car il est difficile en pratique de contrôler les impédances aux harmoniques dans les circuits haute fréquence. De plus, s'agissant d'un circuit en classe A, les harmoniques ont une influence relativement faible sur les performances. C'est pourquoi, nous nous contentons de placer une charge fixe de 50Ω aux harmoniques en entrée et en sortie (figure IV-32).

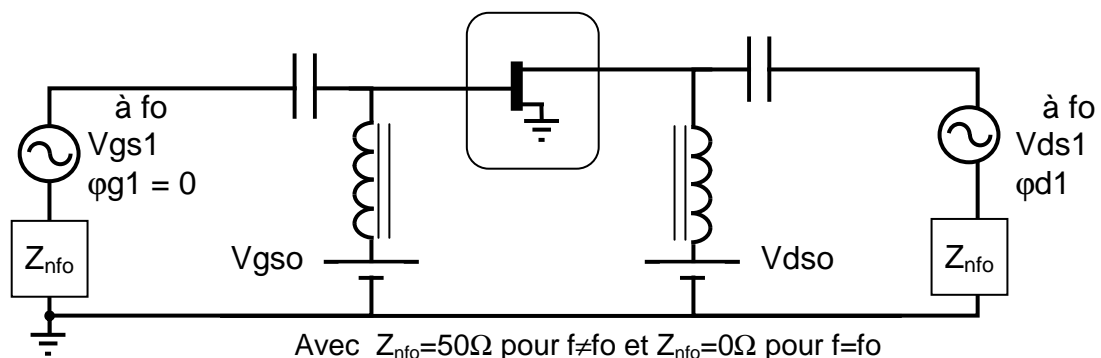


figure IV-32 : Simulation des générateurs de substitution avec charge aux harmoniques

Les tensions de polarisation (V_{gso} , V_{dso}) et le niveau des générateurs de tension à la fréquence fondamentale f_0 en entrée et en sortie sont optimisés selon des critères graphiques [IV-38] de telle sorte à obtenir le cycle de charge intrinsèque optimal. A l'optimum, les sondes de tension et de courant aux accès permettent de déterminer les charges présentées au fondamental en entrée et en sortie du transistor.

Il est à noter qu'en millimétrique, les grandeurs extrinsèques du transistor ne sont pas du tout équivalentes à ses grandeurs intrinsèques en raison de l'influence très importante des éléments extrinsèques parasites. Observer le cycle de charge extrinsèque ne présente donc pas d'intérêt car celui-ci n'apporte pas d'informations utiles concernant le fonctionnement plus ou moins optimal de la source de courant commandée.

IV.6.2. POTENTIALITÉS EN PUISSANCE DE SORTIE DU TRANSISTOR PP15_2x75

Dans le cas particulier de notre étude, nous avons cherché à optimiser la puissance de sortie au dB de compression d'un transistor WIN PP15_2x75 sans rétroaction résistive pour une polarisation classe A ($V_{gso}=-0.45V$, $V_{dso}=4V$) à une fréquence f_0 de 20GHz avec les fréquences harmoniques chargées en entrée et en sortie par 50Ω .

Lors de la phase de simulation par générateurs de substitution, nous avons obtenu une puissance de sortie au dB de compression de 19.5dBm pour une puissance d'entrée de 5dBm et pour des impédances d'entrée et de sortie du transistor respectivement égales à $Z_{in}=(5.4 - j 27.5)\Omega$ et $Z_{out} = (51.2 + j 19.6)\Omega$.

A partir de ce résultat intrinsèque optimal, nous avons conçu un premier circuit intégrant les circuits réels d'adaptation et de polarisation. Il est apparu qu'il était facile d'obtenir une bonne adaptation de sortie mais que l'adaptation d'entrée restait très délicate à réaliser. En effet, l'impédance d'entrée fortement réactive du FET n'a pu être adaptée que sur une faible largeur de bande autour de 20GHz.

IV.6.3. CAHIER DES CHARGES DE L'AMPLIFICATEUR D'OL

Dans le cadre de notre application mélangeur sous-harmonique x2, l'amplificateur d'OL doit fournir une puissance de sortie suffisante pour atteindre le niveau de pompe optimal (12dBm) du mélangeur à partir d'une puissance OL d'entrée de 5dBm. La puissance de sortie de l'amplificateur d'OL doit être très peu sensible aux dispersions technologiques de fabrication, aux effets thermiques ainsi qu'aux variations de la puissance OL d'entrée. Pour cela, un fonctionnement saturé de l'amplificateur a été choisi. La puissance de sortie restera néanmoins ajustable par la tension de polarisation de drain V_{dso} .

D'autre part, l'amplificateur doit assurer une bonne réjection de l'harmonique 2OL en sortie de telle sorte à ne pas perturber le fonctionnement du mélangeur sous-harmonique x2.

Vis à vis des spécifications demandées et compte tenu de la marge de gain dont

dispose le transistor utilisé, la topologie d'un amplificateur à contre-réaction résistive a été choisie pour plusieurs raisons dont les performances en stabilité électrique et thermique.

IV.6.4. AMPLIFICATEUR AVEC RÉTROACTION RÉSISTIVE

Pour optimiser l'amplificateur à rétroaction résistive, nous avons commencé par effectuer une analyse par la méthode des générateurs de substitution. Cette étude a été appliquée à la cellule active associant le transistor et sa cellule de rétroaction constituée d'une capacité et d'une résistance (figure IV-33).

La puissance d'entrée P_{IN} se divise entre la puissance d'entrée du transistor P_G et la puissance de contre-réaction P_{CR} (figure IV-33). La puissance P_G est amplifiée par le transistor alors que la puissance P_{CR} est atténuée par le passage dans la contre-réaction résistive.

- Le premier effet de la contre-réaction est une diminution de gain liée aux pertes dans la contre-réaction. Celle-ci sera d'autant plus forte que la puissance traversant la contre-réaction sera importante.
- Le second effet est une modification des impédances d'entrée et de sortie par rapport au cas du transistor seul. La partie réelle de l'impédance d'entrée augmente ce qui facilite l'adaptation large bande du dispositif.
- Enfin, le dernier effet concerne la stabilisation en température de la contre-réaction. Lorsque la température augmente, le gain G_{PI} du transistor diminue. La puissance P_{OUT} tend donc à diminuer. Cependant la résistance de contre-réaction étant réalisée dans un matériau à coefficient thermique positif, sa valeur augmente de telle sorte qu'il y a simultanément moins de puissance qui traverse la contre-réaction, plus de puissance en entrée du transistor et donc une puissance de sortie qui augmente. Ces deux tendances sur la puissance de sortie sont contradictoires. Leurs effets vont donc se compenser de telle sorte que la variation de puissance de sortie due à une variation de température est atténuée par la contre-réaction.

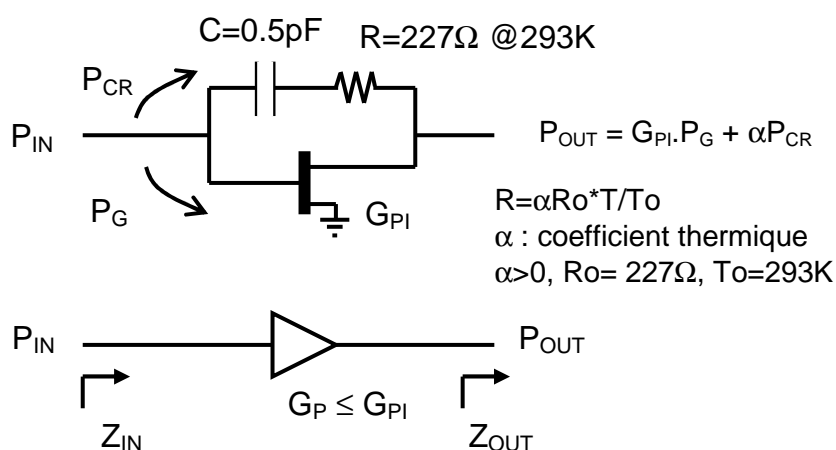


figure IV-33 : Principe de fonctionnement de la contre-réaction

Pour réaliser la contre-réaction, nous avons utilisé une capacité MIM et une résistance métallique en Nitrure de Tantale (TaN). La capacité bloque le passage du continu entre la grille et le drain du transistor. Les valeurs de R et C ont été optimisées car la capacité détermine le fonctionnement en fréquence de la contre-réaction et la résistance fixe le niveau des pertes introduites.

D'autre part, l'instabilité est le problème récurrent des amplificateurs de puissance. Nous décrivons par la suite des outils de conception permettant l'analyse rigoureuse de la stabilité linéaire et non-linéaire d'un circuit dans un environnement CAO.

IV.6.5. ANALYSE DE STABILITÉ LINÉAIRE PAR LE FACTEUR K

Le facteur K ou facteur de Rollet est calculé à partir des paramètres S et permet de mettre en évidence les instabilités vis à vis des impédances de charge d'entrée et de sortie.

Un quadripôle est dit inconditionnellement stable si pour toutes les fréquences, on a :

$$K > 1 \text{ et } |\Delta_S| < 1 \quad (\text{IV- 56})$$

$$\text{avec } K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta_S|^2}{2 * |S_{12} * S_{21}|} \quad (\text{IV- 57})$$

$$\text{et } \Delta_S = S_{11} * S_{22} - S_{12} * S_{21} \quad (\text{IV- 58})$$

Dans le cas contraire, le quadripôle est dit conditionnellement stable. Il conviendra alors de déterminer les impédances d'entrée et de sortie pour lesquelles le quadripôle est instable. Malheureusement, le critère de stabilité du facteur K ne tient pas compte de l'état intrinsèque du quadripôle étudié. Il s'agit donc d'un critère nécessaire mais non suffisant de stabilité linéaire [IV- 31]. Le fonctionnement inconditionnellement stable est souhaitable, car les instabilités peuvent apparaître à n'importe quelle fréquence et il est très difficile voire impossible de contrôler les impédances présentées au circuit à toutes les fréquences.

IV.6.6. OSCILLATIONS BASSE-FRÉQUENCE

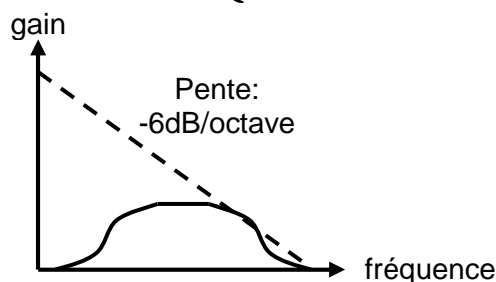


figure IV-34 : Gain du transistor et de l'amplificateur en fonction de la fréquence

Le gain d'un transistor à effet de champ diminue avec la fréquence de 6dB par octave. Pour les transistors destinés à fonctionner aux fréquences millimétriques, ils possèdent un gain basse fréquence très grand qui est d'autant plus susceptible de provoquer des oscillations basse fréquence. On a donc intérêt à diminuer le gain du transistor aux basses fréquences en introduisant des pertes à ces fréquences.

Les impédances basse fréquence présentées par les circuits de polarisation ont une influence significative sur les instabilités basse fréquence. Dans notre cas, le circuit de polarisation de grille de l'amplificateur est constitué d'une résistance active A_{sGa} de forte valeur (800 Ω à 20GHz) alors que le circuit de polarisation de drain est constitué d'une ligne $\lambda/4$ à 20GHz découplée par une capacité reliée à la masse (Figure IV-35).

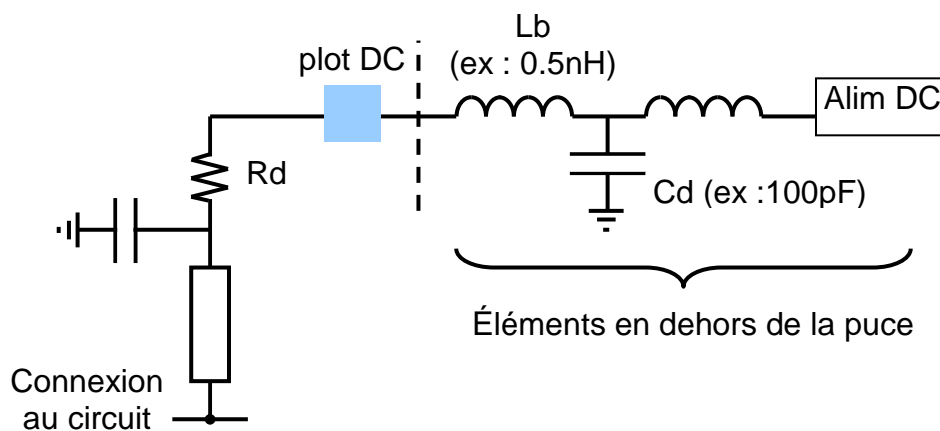


figure IV-35 : Schéma du circuit de polarisation de drain

L'impédance ramenée par les éléments en dehors de la puce ne peut être maîtrisée avec précision, particulièrement aux basses fréquences. La capacité de découplage C_d de forte valeur ($\sim 100\text{pF}$) assure que l'impédance ramenée par la source DC est un quasi court-circuit. L'impédance présentée au circuit dépend donc essentiellement de la valeur de l'inductance du bonding qui relie C_d au plot DC du circuit.

Nous avons procédé à des analyses de stabilité par la méthode du facteur K pour le transistor seul. Comme on pouvait s'y attendre, celles-ci ont montré que le transistor n'était pas inconditionnellement stable aux basses fréquences. L'ajout de la contre-réaction résistive rend l'amplificateur inconditionnellement stable dans les conditions nominales. Mais si la partie imaginaire de l'impédance présentée par le circuit de polarisation de drain augmente (self de bonding importante), la condition $K > 1$ n'est plus vérifiée. La solution adoptée pour rendre l'amplificateur inconditionnellement stable est alors de rajouter une résistance R_d après la capacité de découplage (figure IV-35) pour introduire des pertes aux basses fréquences. Cette méthode qui s'avère efficace dans notre cas (figure IV-36) pour obtenir une stabilité inconditionnelle indépendante des dispersions dues au montage et à la fabrication du circuit n'est en général pas utilisée pour les amplificateurs de forte puissance. En effet, la résistance R_d augmente la consommation DC du circuit et dégrade d'autant le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur qui est un paramètre critique de ce type de circuit.

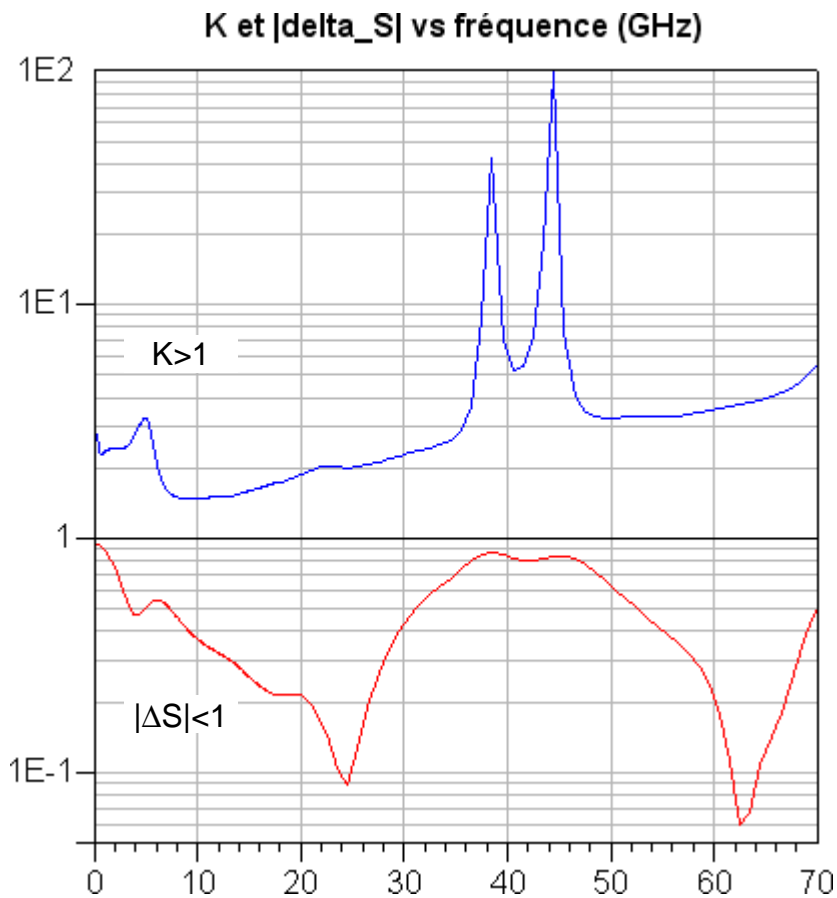


figure IV-36 : Fonctionnement stable obtenu par ajout de $R_d=15\Omega$ sur la polarisation de drain

IV.6.7. ANALYSE DE STABILITÉ LINÉAIRE PAR LE NDF

L'analyse de stabilité par la méthode du facteur K est une condition nécessaire mais non suffisante de stabilité linéaire. Pour prendre en compte les instabilités intrinsèques du transistor, il est nécessaire de procéder à une analyse complémentaire de la fonction normalisée du déterminant (NDF). Cette méthode s'appuie sur la théorie de stabilité de Bode et la notion de retour de niveau (Return Ratio). Elle s'implémente facilement dans les logiciels de CAO en utilisant un modèle de transistor à 4 accès (figure IV-37).

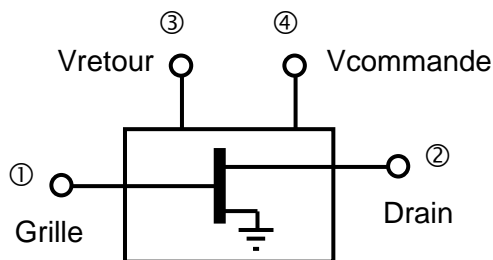


figure IV-37 : Modèle 4 accès du transistor pour le calcul du NDF

Dans le cas d'un amplificateur à un seul transistor, le NDF est donné par :

$$\text{NDF} = 1 - \frac{S34}{2} \tag{IV- 59}$$

La figure IV-38 montre le tracé de Nyquist du NDF linéaire pour une fréquence variant du DC à 70GHz dans le cas de l'amplificateur d'OL. La stabilité est assurée car le tracé du NDF sur le diagramme de Nyquist de $\omega = 0 \rightarrow \infty$ n'entoure pas le point critique (0,0) dans le sens horaire.

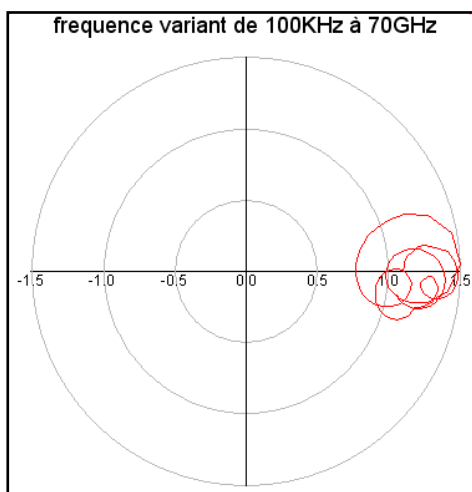


figure IV-38 : Diagramme du NDF linéaire pour une polarisation (-0.45V, 2.3 V)

IV.6.8. ANALYSE DE STABILITÉ NON-LINÉAIRE PAR LE NDO

Le phénomène d'instabilité non-linéaire peut apparaître lorsqu'on augmente le niveau de puissance d'entrée d'un amplificateur. Le spectre de sortie de l'amplificateur présente alors soit un grand nombre de raies parasites, soit une oscillation à $f_{IN}/2$ (où f_{IN} est la fréquence d'entrée). Pour étudier ce phénomène, la formulation du NDF a été étendue au domaine non-

linéaire [IV- 34] mais cette méthode s'avère lourde à mettre en œuvre car elle nécessite le calcul du déterminant de la matrice de retour de niveau. Pour permettre l'intégration de l'étude de la stabilité non-linéaire dans la phase de conception des circuits, une nouvelle méthode simplifiée a été développée [IV-35]. Cette méthode s'appuie sur une analyse en boucle ouverte simple basée sur la fonction NDo suivante :

$$NDo = 1 + RRo \quad (IV- 60)$$

où RRo est l'élément central de la matrice de retour de niveau.

Le NDo est calculé par une simulation d'équilibrage harmonique en mode mixer avec f_{IN} comme fréquence fondamentale et Ω comme fréquence de perturbation en balayant Ω sur l'intervalle]DC, $f_{IN}/2$ [. La configuration de filtres représentée figure IV-39 est mise en œuvre. Pour le calcul de RRo à la fréquence Ω , une faible tension d'excitation δe est appliquée à l'accès de commande (accès 4) et on mesure la tension de retour (accès 3) alors qu'aux autres fréquences, les accès 3 et 4 sont simplement reliés.

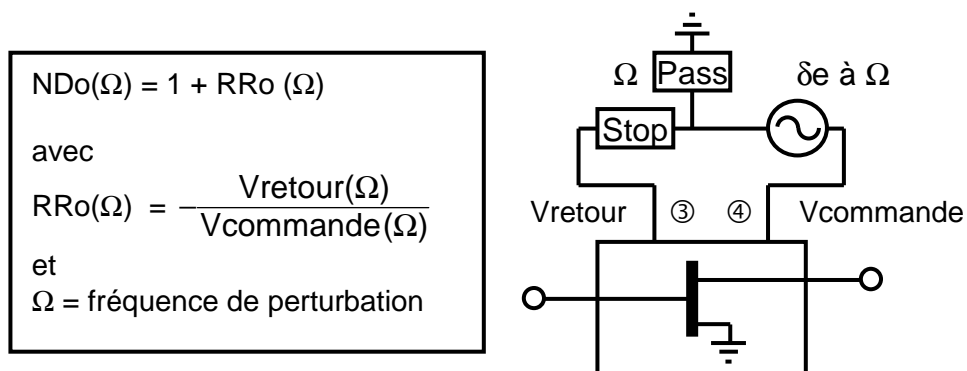


figure IV-39 : Mise en œuvre du calcul du NDo

Le désavantage de cette méthode par rapport à l'analyse du NDF est que le NDo peut contenir des pôles PRP (Partie Réelle Positive) susceptibles de masquer les zéros PRP qui contiennent l'information sur la stabilité. Afin de contourner ce problème, la fonction doit être analysée en diagramme de Bode plutôt qu'en Nyquist car la notion d'encerclement en présence de pôles PRP est ardue (les encerclements sont alors partiels) :

- L'apparition d'un zéro PRP se traduit par une cassure du gain associée à une décroissance de la phase de 0 à $-\pi$ et de π à 0. La fréquence de la résonance fixe la fréquence d'oscillation.
- L'apparition d'un pôle PRP se traduit par un pic du gain associée à une croissance de la phase de 0 à π et de $-\pi$ à 0. La résonance permet alors de déterminer facilement la fréquence associée à un pole ou à un zéro.

La figure IV-40 représente le tracé du NDo de l'amplificateur d'OL pour différents

niveaux de puissance. On constate sur la figure suivante que le tracé du NDo ne présente ni zéros, ni pôles PRP. Il n'y a donc pas de problèmes d'instabilité non-linéaire sur l'amplificateur d'OL.

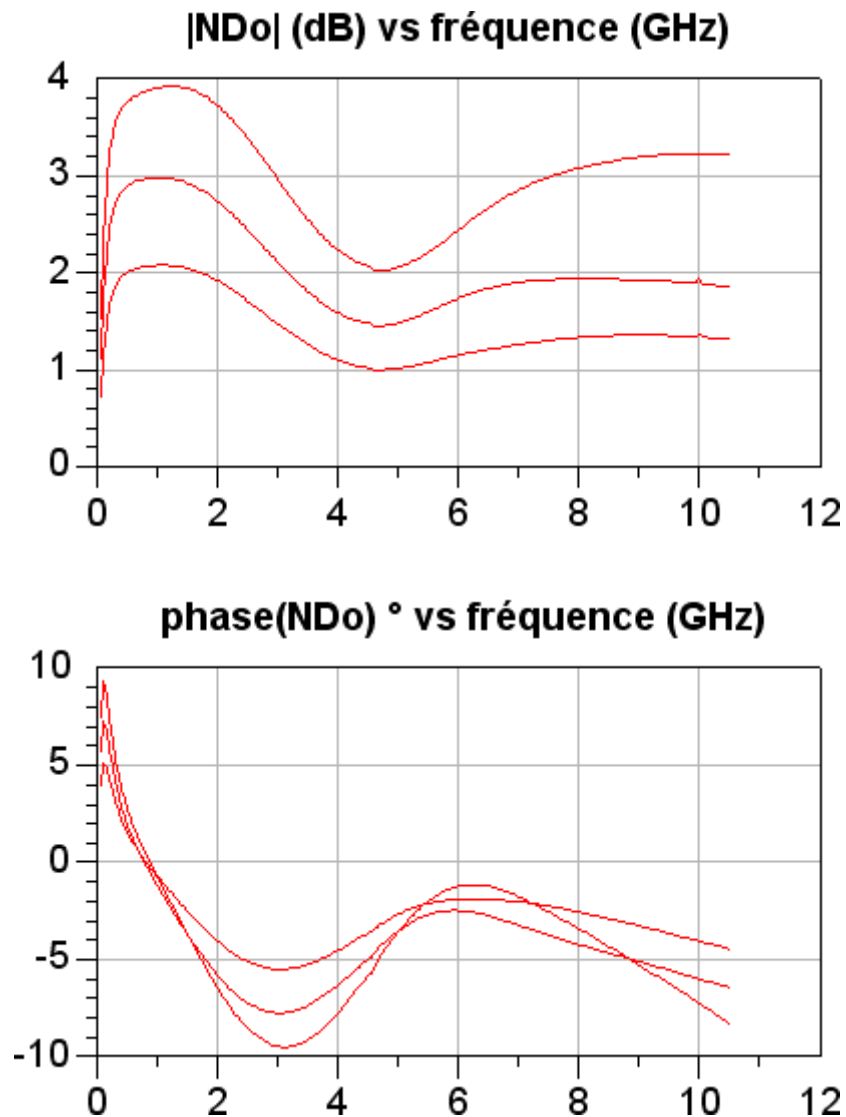


figure IV-40 : Tracé du NDo pour $P_e = -10, 5$ et 8 dBm à une polarisation $(-0.45V, 2.3 V)$

IV.6.9. RÉALISATION DE L'AMPLIFICATEUR D'OL

L'amplificateur d'OL a été réalisé en deux versions. La première version présentée ici (Figure IV-41) intègre l'amplificateur d'OL seul, adapté sur 50Ω en entrée et en sortie, tandis que la deuxième version est intégrée sur la même puce que le mélangeur sous-harmonique x2.

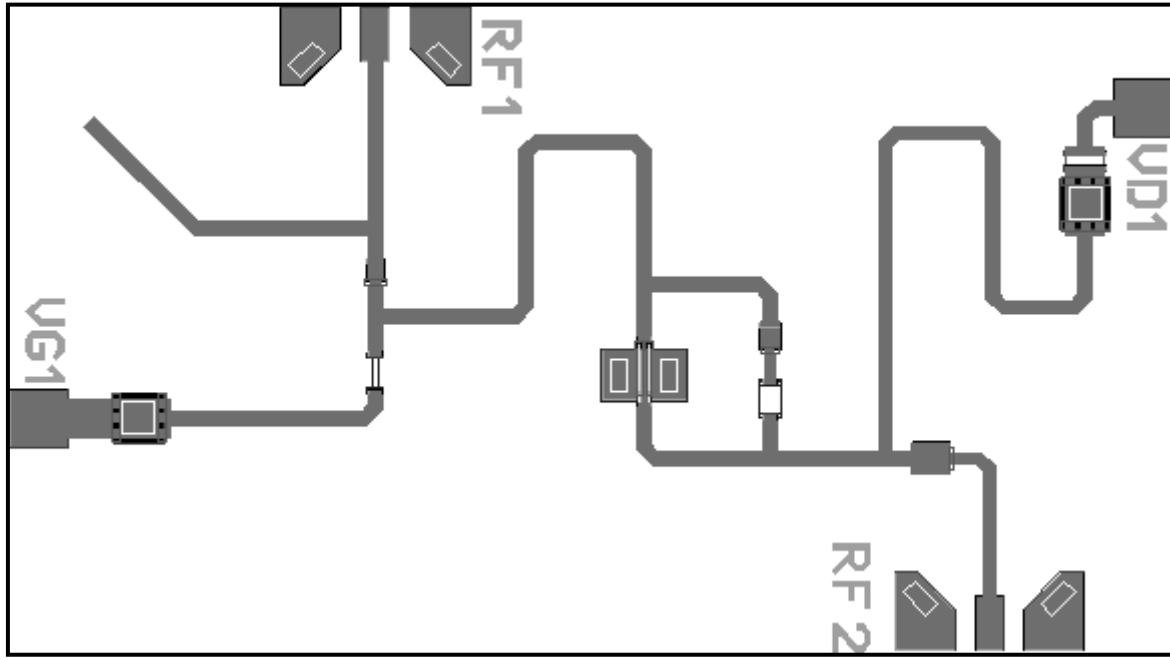


figure IV-41 : Layout du motif de test de l'amplificateur d'OL (1.2mmx2.1mm)

Les résultats de simulation des coefficients de réflexion entrée-sortie et du gain de l'amplificateur d'OL sont donnés en petit et fort signal sur la figure IV-42. Entre 19 et 21GHz, les coefficients de réflexion d'entrée et de sortie sont meilleurs que -10dB alors que le gain est proche de 7dB.

Le cycle de charge est volontairement limité par la zone ohmique plutôt que par le pincement du transistor (figure IV-43) ce qui permet d'éviter de générer du courant de grille qui pourrait affecter la fiabilité du circuit. Un inconvénient de ce fonctionnement est le niveau de génération d'harmonique 2 qui s'avère relativement important. Le circuit de polarisation de drain est constitué d'une ligne $\lambda/4$ à f_0 qui présente un quasi court-circuit. L'amplificateur fournit 35dB de réjection de l'harmonique 2 de l'OL. Nous avons pu vérifier que cette valeur était suffisante dans notre cas pour ne pas entraîner de dégradation sensible des performances du mélangeur.

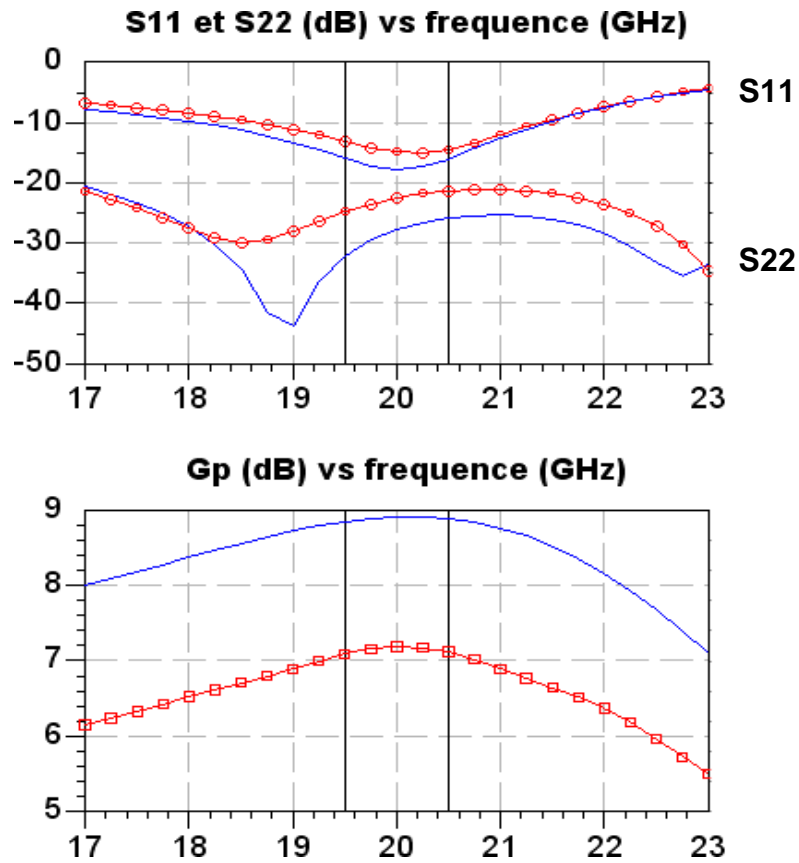


figure IV-42 : Performances simulées de l'amplificateur de puissance

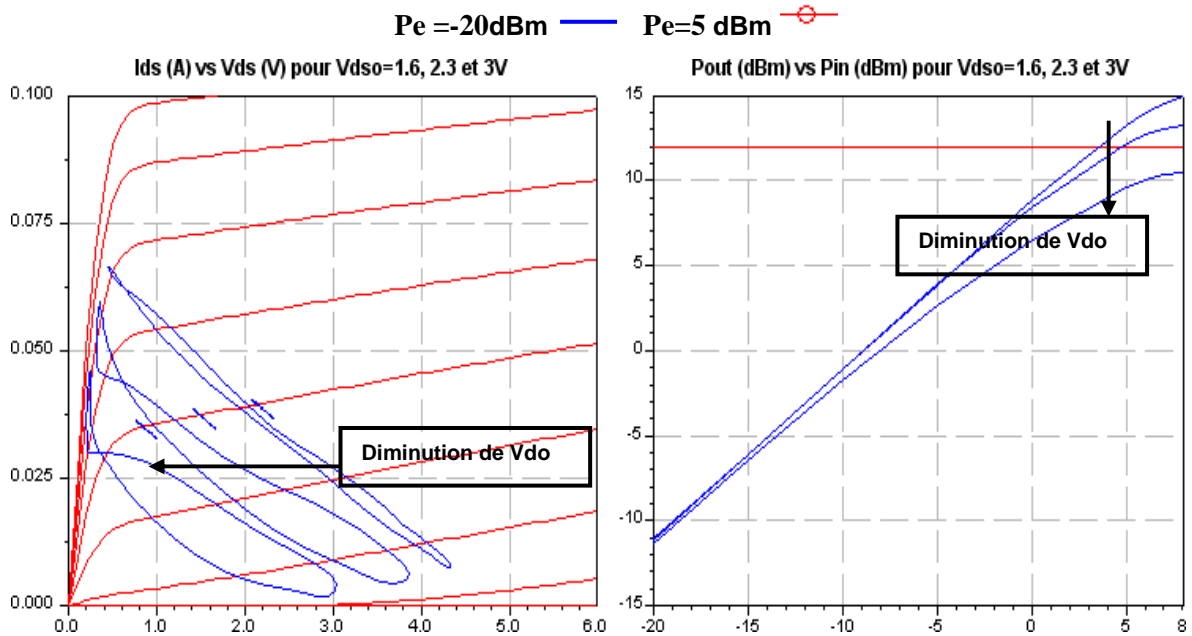


figure IV-43 :

Ajustement du fonctionnement de l'amplificateur par sa tension de polarisation de drain

IV.7. Résultats de simulation

Les simulations du mélangeur sous-harmonique x2 équilibré ont été réalisées sous AGILENT-ADS2001 en utilisant principalement la méthode d'équilibrage harmonique multiporteuse. Les conditions nominales de simulation du mélangeur sont les suivantes :

- Polarisation : $V_{gso}=-2.6V$, $V_{dso}=0V$
- Fréquence OL : $F_{OL}=20GHz$,
- Puissance OL d'entrée du mélangeur : $P_{OL}=12dBm$ (sans l'amplificateur d'OL) ou $P_{OL}=5dBm$ (avec l'amplificateur d'OL)
- Fréquences FI et RF: $F_{FI}=3GHz$ $F_{RF}=43GHz$
- Puissance FI d'entrée du mélangeur : $P_{FI}=-15dBm$,
- Bondings d'accès entrée-sortie : $L_{bonding}=0.15nH$.

Les performances obtenues pour le mélangeur équilibré sous-harmonique x2 sont des pertes de conversion inférieures à 13.5dB pour une bande FI égale à [2.5-5]GHz ainsi que le montre la figure IV-44. Dans la bande OL [19-21]GHz, les pertes de conversion varient de $\pm 0.5dB$ autour de la valeur 13.5dB (figure IV-45).

L'étude des pertes de conversion en fonction de la puissance OL (figure IV-46) montrent qu'elles diminuent avec le niveau de pompe OL jusqu'à $P_{OL}=10dBm$. Les pertes de conversion restent alors relativement constantes variant de moins de 0.5dB pour une puissance P_{OL} comprise entre 10 et 12dBm (dans le cas du circuit sans amplificateur d'OL intégré) puis remontent pour des puissances P_{OL} supérieures à 12 dBm. La valeur nominale de puissance P_{OL} a donc été fixée à 12dBm pour éviter tout problème potentiel de sous-pompage du mélangeur et en raison de performances légèrement supérieures en linéarité. Il est à noter que pour $P_{OL}=12dBm$, la puissance de pompe en entrée des deux transistors est seulement de 5dBm. En effet, l'impédance de grille fortement réactive ($Z=5.7-j87\Omega$) du FET froid pour une polarisation de grille très négative conduit à des pertes importantes d'adaptation d'impédance sur la largeur de bande OL.

Par ailleurs, la puissance d'entrée simulée à 1dB de compression est de l'ordre de 17dBm (figure IV-47). Pour une puissance d'entrée de 4dBm, on atteint en sortie une réjection de la fréquence 2OL de l'ordre de 20dB (figure IV-49) alors que la réjection d'OL est supérieure à 10dB (figure IV-48). En outre, les coefficients de réflexion aux accès sont meilleurs que -10dB.

Les figures suivantes (figure IV-46 et figure IV-47) montrent les pertes de conversion L_{c1} et L_{c2} de chacun des transistors qui constituent un indicateur du fonctionnement plus ou moins optimal de la paire. Dans le cas d'un fonctionnement parfaitement équilibré, les pertes de conversion des deux transistors sont égales. Comme le montre la figure IV-46, les pertes de conversion des deux transistors sont pratiquement égales et tendent vers la valeur optimale que l'on a estimé (10dB) par contre les pertes dues aux adaptations FI et RF sont relativement importantes (>2dB) et sont dues en majeure partie aux pertes du balun FI (supérieures à 1.5dB

cf. paragraphe III.4.3.1.). La figure IV-47 montre que le déséquilibre entre L_{c1} et L_{c2} va croissant avec le niveau de signal d'entrée FI.

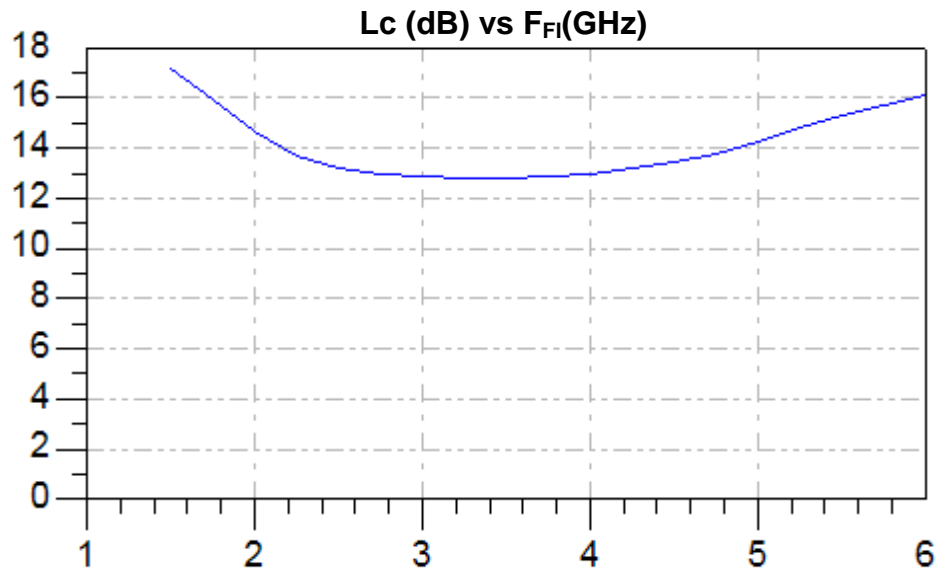


figure IV-44 : Simulation des pertes de conversion en fonction de la fréquence FI

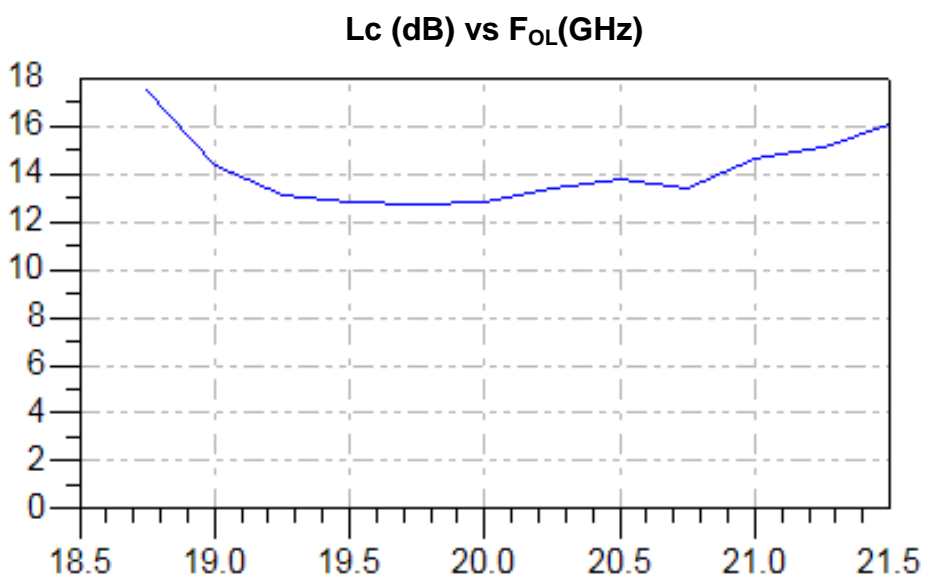


figure IV-45 : Simulation des pertes de conversion en fonction de la fréquence OL

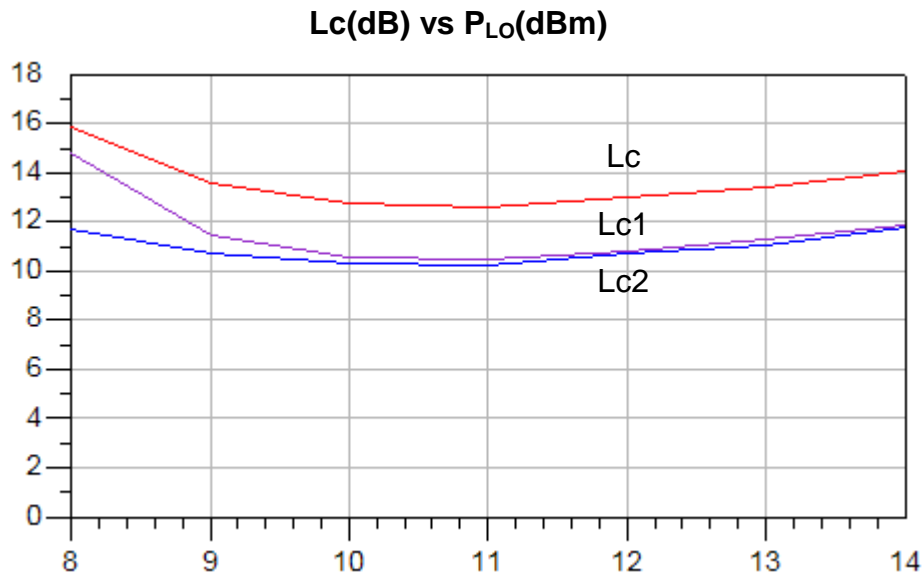


figure IV-46 : Simulation des pertes de conversion globales Lc et des pertes de conversion intrinsèques des transistors (Lc1, Lc2) en fonction de la puissance OL

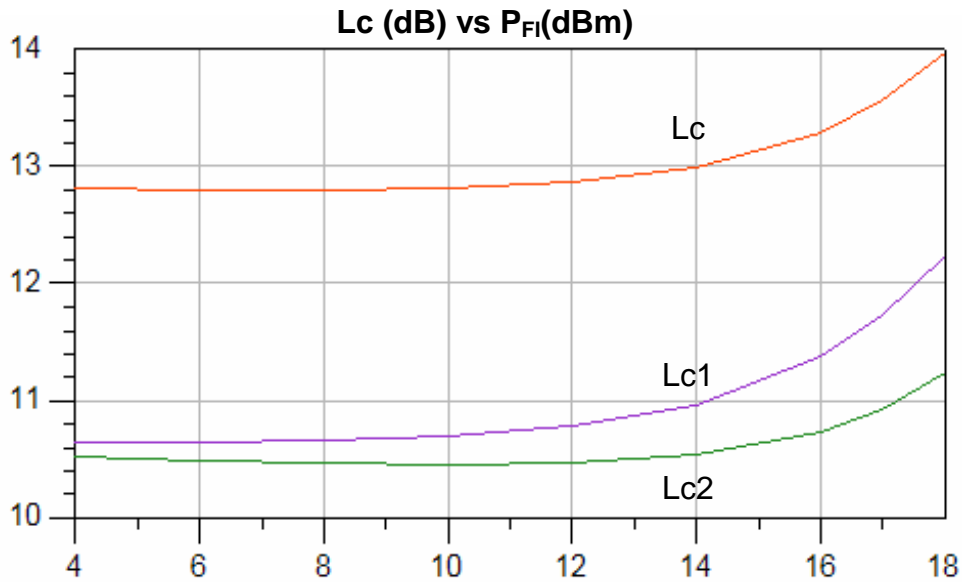


figure IV-47 : Simulation des pertes de conversion globales Lc et des pertes de conversion intrinsèques des transistors (Lc1, Lc2) en fonction de la puissance FI

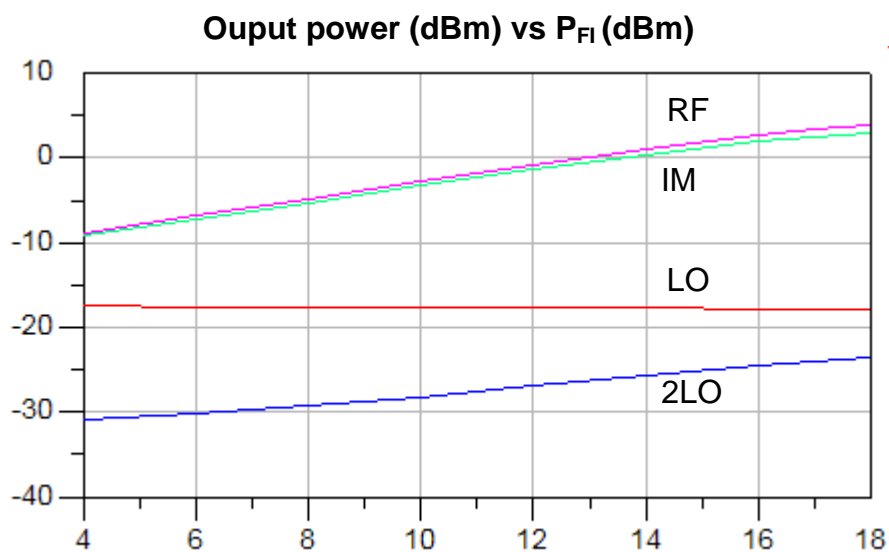


figure IV-48 : Puissance de sortie à l'accès RF aux fréquences RF, IM, OL et 2OL

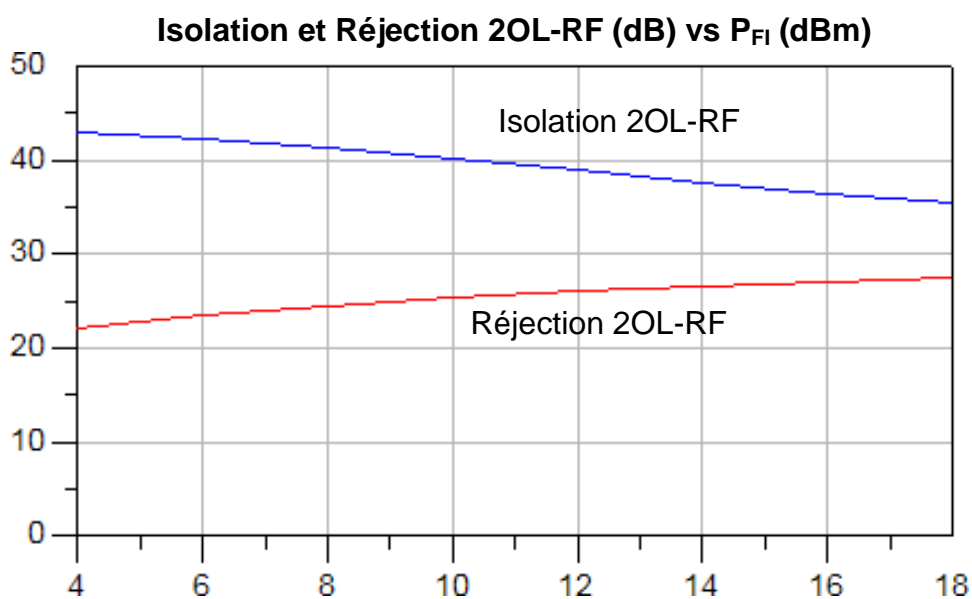


figure IV-49 : Simulation de l'isolation et de la réjection 2OL/RF en fonction de la puissance d'entrée FI

IV.8. Mesures des circuits réalisés

Les circuits 'Prestige' (mélangeur seul) et 'Erika' (mélangeur avec amplificateur d'OL intégré) ont été fabriqués à la fonderie WIN et mesurés à Thalès TMW.

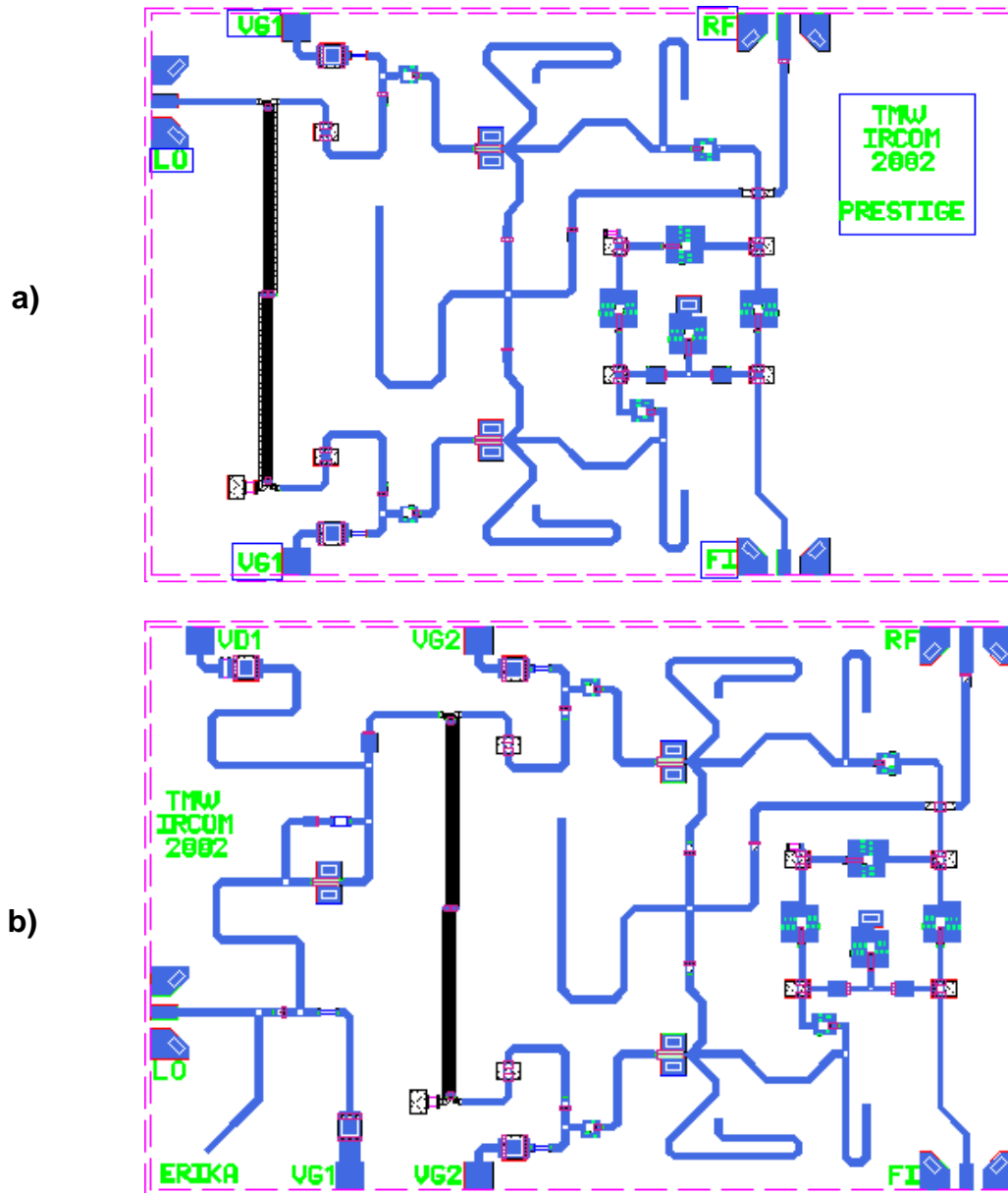


figure IV-50 : Dessin du masque

a) Circuit 'Prestige'

b) Circuit 'Erika'

Du fait de la fermeture du département R&D de TMW, des mesures complètes de tous les circuits n'ont toutefois pas pu être réalisées jusqu'à présent. Les seules mesures dont nous disposons concernent le circuit 'Prestige' et sont présentées dans la suite du manuscrit. Elles confirment les performances simulées en ce qui concerne les pertes de conversion et les performances en linéarité qui constituaient l'objectif majeur de cette étude sur les potentialités des mélangeurs sous-harmoniques x2 à FETs froids. Des performances dégradées ont cependant été constatées pour la réjection de la fréquence 2OL.

Ces mesures ont été effectuées à TMW Massy pour le circuit 'Prestige' monté en boîtier (fil de bonding de l'ordre de 0.3nH). Aucune mesure sous pointes des circuits n'a été effectuée par le fondeur. Les conditions nominales de mesure sont : $F_{OL}=20\text{GHz}$, $F_{FI}=3\text{GHz}$, $P_{OL}=12\text{dBm}$ et $V_{gso}=-2.4\text{V}$. Des balayages ont été effectués sur chacune de ces variables pour caractériser leur influence sur les performances. Les mesures n'ont cependant pas pu être effectuées pour $F_{OL}>20\text{GHz}$ par manque d'un générateur délivrant une puissance suffisante. Ainsi la dispersion observée sur les performances en réjection d'OL n'ont pu être totalement analysées. Concernant la largeur de bande OL, on peut simplement dire que les performances ne sont pas dégradées pour la bande $19.5\text{GHz}<F_{OL}<20\text{GHz}$.

Comme le montre la figure IV-52, des pertes de conversion petit signal de $13.5\pm 0.5\text{dB}$ sont obtenues pour F_{FI} variant entre 2 et 4.75GHz. La puissance mesurée à 1dB de compression est de l'ordre de 15dBm alors que des réjections 2OL/RF meilleures que 20dB sont obtenues pour une puissance FI voisine de 10dBm (figure IV-52). Cette dernière valeur est caractéristique d'un équilibre dégradé de la structure. Les simulations de sensibilité aux dispersions technologiques de fabrication ainsi que les rétro-simulations effectuées ne montrent pas de sensibilités majeures sur les valeurs des composants, par contre, il existe une sensibilité forte vis-à-vis des modèles passifs utilisés, notamment une forte sensibilité aux modèles de ligne qui pourrait expliquer les différences constatées entre simulations et mesures sur l'équilibrage de la structure.

D'autre part, les puissances OL de pompe conduisant à des pertes de conversion minimales sont comprises entre 10 et 13dBm (figure IV-54) alors que les tensions de polarisation qui conduisent à des pertes de conversion inférieures à 13.5dB dans le cas de la simulation nominale sont comprises entre -2.8 et -2.2V (figure IV-55).

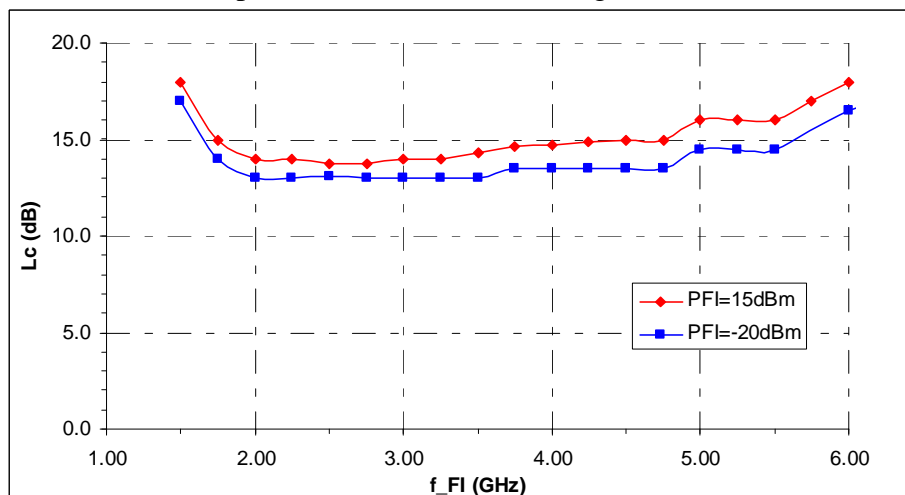


figure IV-51 : Mesure des pertes de conversion en fonction de la fréquence FI

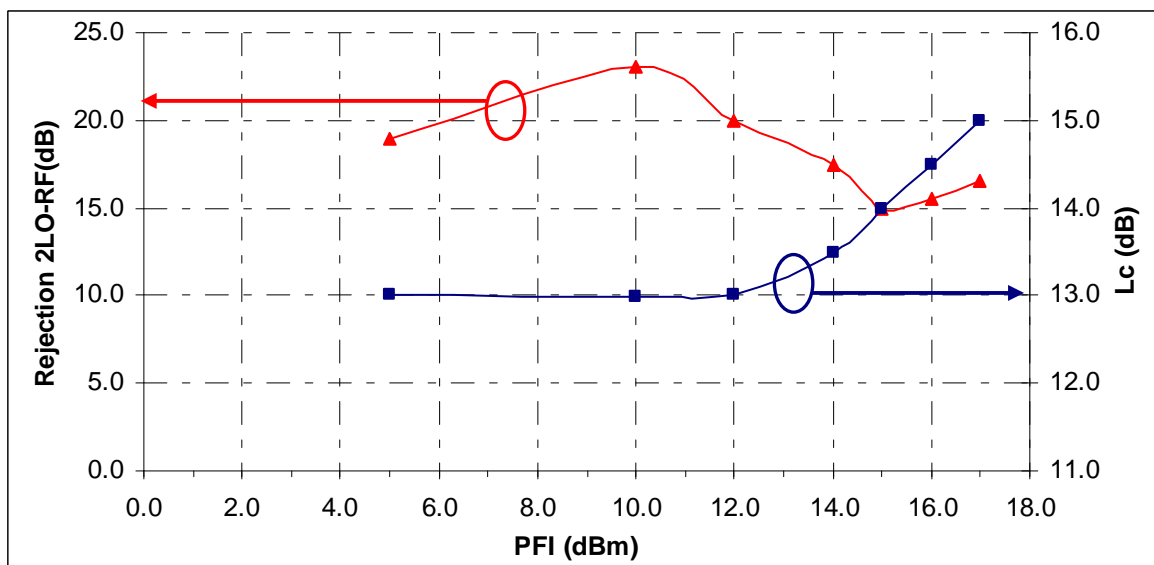


figure IV-52 : Mesure de la réjection 2OL/RF et des pertes de conversion en fonction de la puissance d'entrée FI

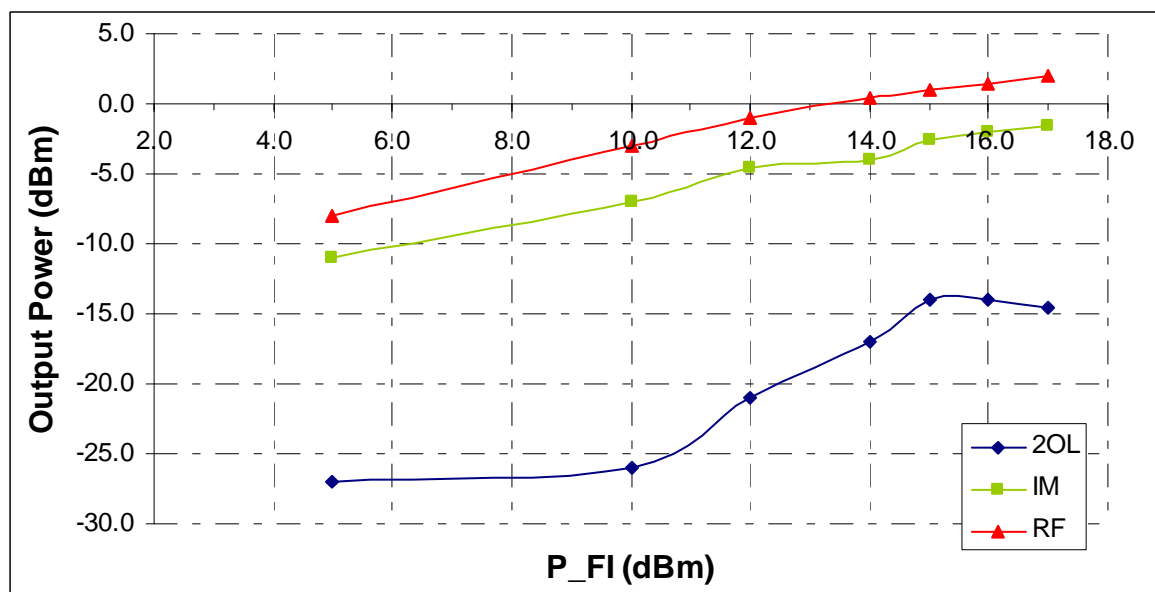


figure IV-53 : Mesure de la puissance de sortie à l'accès RF en fonction de la puissance d'entrée FI aux fréquences $RF=2OL+FI$, $2OL$ et $Image=2OL-FI$

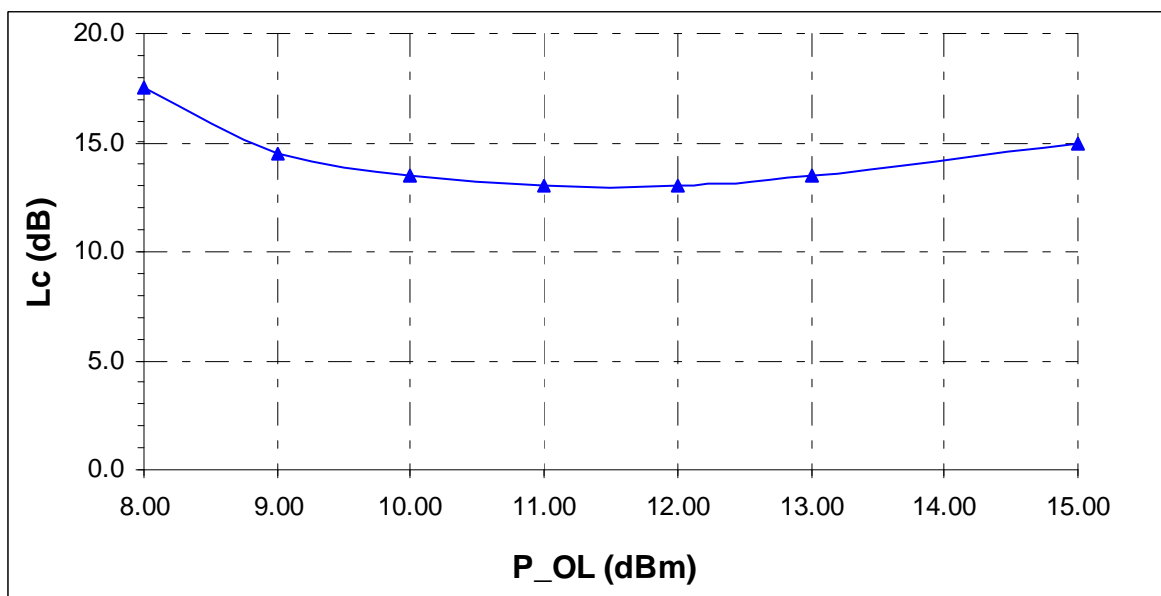


figure IV-54 : Mesure des pertes de conversion en fonction de la puissance OL

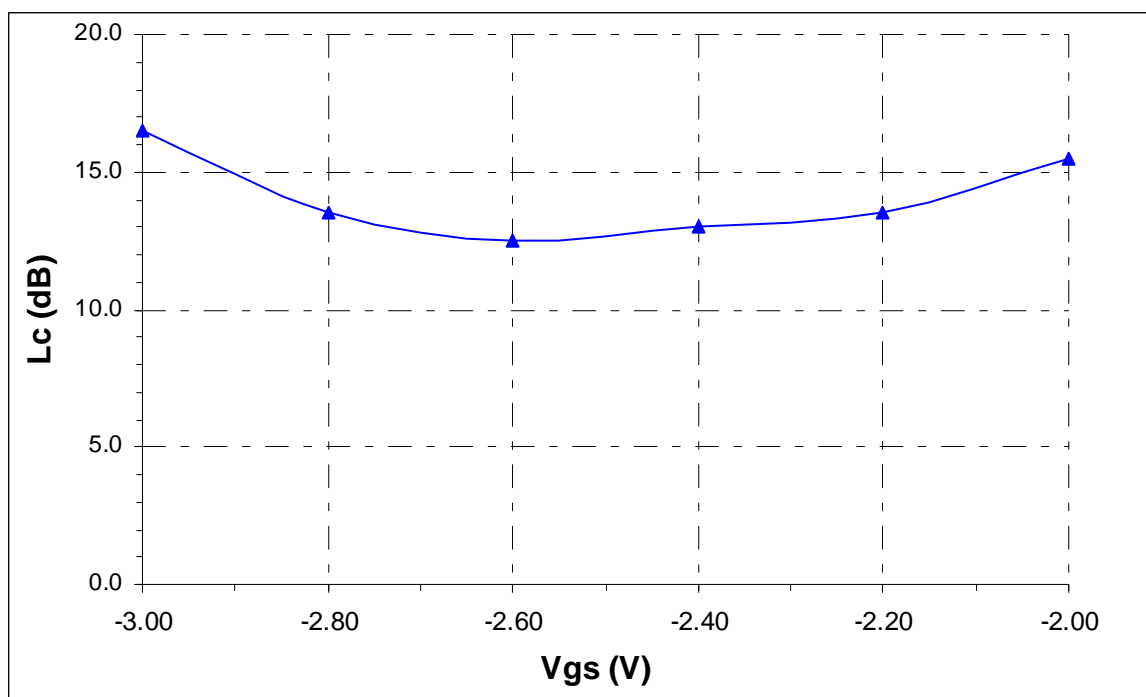


figure IV-55 : Mesure des pertes de conversion en fonction de la tension de polarisation

IV.9. Conclusion

Dans cette étude, nous avons développé un nouveau type de mélangeur résistif qui est un mélangeur sous-harmonique x2 équilibré à paire de FETs froids. À partir du choix d'une filière active et de la modélisation non-linéaire des FETs froids, nous avons développée une méthodologie de conception permettant la réalisation d'un démonstrateur MMIC dans la bande 42-43.5GHz. Le fonctionnement sous-harmonique d'ordre 2 du mélangeur permet d'utiliser un oscillateur local à fréquence moitié ($F_{OL}=20$ GHz). Les mesures effectuées démontrent les excellentes potentialités en linéarité du circuit ($P_{IN_1dB}>15$ dBm) due à l'utilisation du FET froid. Les limitations de ce circuit sont des pertes de conversion un peu élevées ($L_c>13$ dB) et surtout la difficulté d'obtenir une bonne réjection de l'harmonique 2 de l'OL. En effet, contrairement au cas du mélangeur sous-harmonique à paire de diodes anti-parallèles qui fournit naturellement une excellente réjection de 2OL, la réjection de 2OL est ici en grande partie réalisée par l'équilibrage de la structure. Dans le cadre d'une réalisation à 40GHz, l'obtention d'un bon équilibrage est délicat et nécessite une modélisation précise des éléments passifs et la prise en compte exacte des phénomènes électromagnétiques parasites. La largeur de bande du circuit au niveau de la fréquence OL est limitée par celle des stubs utilisés pour obtenir l'équilibrage mais une bande passante supérieure peut être obtenue au niveau des fréquences RF et FI. L'intégration d'un amplificateur d'OL avec le mélangeur s'avère nécessaire pour diminuer la puissance OL à fournir et permettre une intégration maximale de la fonction.

IV.10. Bibliographie

[IV-1] J.P. Teyssier,

Caractérisation en Impulsions des Transistors Microondes : Application à la Modélisation Non-linéaire pour la CAO des Circuits,
Thèse de l'Université de Limoges n°1-94, Jan. 1994.

[IV-2] J.P. Teyssier, M. Campovecchio, C. Sommet, J. Portilla, R. Quere,

A Pulsed S-Parameters Measurement Setup for the Nonlinear Characterization of FETs and Bipolar Power Transistors,
23rd European Microwave Conference Proceedings, pp. 489-494, EuMC 1993.

[IV-3] J.J. Raoux,

Modélisation Non-linéaire des Composants Électroniques : du Modèle Analytique au Modèle Tabulaire Paramétrique,
Thèse de l'Université de Limoges n°9-95, Mar. 1995.

[IV-4] T. Sakurai, B. Lin, A.R. Newton,

Fast simulated diffusion: an optimization algorithm for multimimum problems and its applications to MOSFET model parameter extraction,
IEEE Transactions on CAD, Vol. 11, No. 3, pp. 228-234, 1992.

[IV-5] Y. Tajima, B. Wrona, K. Mishima,

GaAs FET large signal model and its application to circuit designs,
IEEE Transactions. on ED, Vol. 28, No. 2, pp. 171-175, Feb. 1981.

[IV-6] E. Gosse, L. Picheta, E. A. Allamando,

K-Band Monolithic Mixer with the Use of a GaAs Cold FET,
IEEE Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 14, No. 4, Mar. 1997.

[IV-7] R.S. Virk, S.A. Maas,

Modeling MESFETS for Intermodulation Analysis of Resistive FET Mixers,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. III, pp. 1247-1250, MTT-S 1995.

[IV-8] J.A. García, J.C. Pedro, N.B. Carvalho, J.M. Zamanillo, A. Mediavilla, A. Tazón,

Characterizing the MESFET's Intermodulation Distortion Behavior in the Linear Region,
7th International Symposium on Recent Advances in Microwave Technology Proceedings, Malaga, Spain, pp. 244-247, ISRAMT 1999.

[IV-9] F. Filicori, A. Santarelli, P. Traverso, G. Vannini,

Large-Signal Modelling and Cold FET Mixer Design,
7th International Symposium on Recent Advances in Microwave Technology Proceedings, Malaga, Spain, pp. 235-239, ISRAMT 1999.

[IV-10] J.C. Nallatamby,

Détermination des caractéristiques en bruit des circuits non-linéaires à l'aide des formalismes de conversion de fréquence et des matrices de corrélation des sources de bruit,
Thèse de l'Université de Limoges n°3-92.

[IV-11] K. Hettak, J.P. Coupez, A. Sheta, A. Peden, D. Bourreau, S. Toutain,

Mise en Oeuvre d'une Méthodologie d'Approche des Mélangeurs en Vue de Conceptions en Ondes Millimétriques,

Journées Nationales Microondes, Actes de la conférence, 4D-12, Brest, Mai 1993.

[IV-12] A. Madjar,

A Novel General Approach for the Optimum Design of Microwave and Millimeter Wave Subharmonic Mixers,

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, No. 11, Nov. 1996.

[IV-13] A. Madjar, I. Shappir, S. Zoref,

Improvement of the Generic Approach to Optimum Design of Microwave and Millimeter Wave Subharmonic Mixers,

27th European Microwave Conference Proceedings, Vol. II, pp. 668-670, EuMC 1997.

[IV-14] Y.H. Liew, J. Joe,

RF And IF Ports Matching Circuit Synthesis for a Simultaneous Conjugate-Matched Mixer Using Quasi-Linear Analysis,

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 9, Sep. 2002.

[IV-15] J.P. Pascual, M.L. de la Fuente, M. Rodríguez-Gironés, E. Artal, H.L. Hartnagel,

An Optimal Mixer Matching Design Technique under Large Signal Pumping,
RF design, pp. 28, 30, 32, 34, 36, 38, Jan. 2003.

[IV-16] M. Ghauri,

Principles and Design of Linear Active Circuits, pp. 70-73,
McGraw-Hill, 1965.

[IV-17] J.F. Villemazet,

Optimisation Statistique des Pertes de Conversion d'un Mélangeur Résistif. Application au Mélangeur à TEC Froid en Technologie MMIC,

Thèse de l'Université de Limoges n°22-94, Juil.1994.

[IV-18] J.F. Villemazet, M. Camiade, J. Obregon,

Conversion Loss Improvement of Cold FET Mixers by a Statistical Optimization of the Unwanted Mixing Frequencies Terminations,

23rd European Microwave Conference Proceedings, pp. 760-763, EuMC 1993.

[IV-19] J.F. Villemazet, M. Soulard,
A Statistical Load Pull for Mixer Design Using a Commercial Circuit Simulator,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. II, pp. 757-760, MTT-S 1996.

[IV-20] WIN Semiconductors Corp.,
PP15-00 0.15um Power pHEMT Design Kit (Rev.0.2.1),
Taiwan, Dec. 2001.

[IV-21] UMS MMIC FOUNDRY,
PH25 Design Manual Version 2.0,
UMS, Orsay, Oct. 1997.

[IV-22] M. Hagensen,
Influence of Imbalance on Distortion in Optical Push-Pull Frontends,
Journal of Lightwave Technology, Vol. 13, No. 4, pp. 650-657, Apr. 1995

[IV-23] ELBASA, IRCOM, TUCR, TMW, VTT
Low Cost Millimeter Wave T/R Module for Telecommunication Application,
Progress Report no1, LOTTO, PIDEA PROJECT no99122, Sep. 2002.

[IV-24] P. Butterworth, C. Charbonniaud, M. Campovecchio, J.C. Nallatamby, M. Monnier, M. Lajugie
A balanced sub-harmonic cold FET mixer for 40GHz communication systems,
33rd European Microwave Conference, , Munich, Oct. 2003.

[IV-25] P. Butterworth, C. Charbonniaud, M. Campovecchio, J.C. Nallatamby, M. Monnier, M. Lajugie
Mélangeur sous-harmonique équilibré à 40GHz pour applications MVDS,
XIII^{ème} Journées Nationales Microondes, Lille, Mai 2003.

[IV-26] G. Torregrosa-Penalva, A. Asensio-Lopez, F.J. Ortega-Gonzalez, J. Lluch-Ladron-de-Guevara,
Low cost Ka band transmitter modules for LMDS equipment mass production,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. II , pp. 953-956, MTT-S 2001.

[IV-27] B. Aja, M.L. de la Fuente, J.A. García, J.P. Pascual, E. Artal,
Resistive Monolithic Q-Band HEMT Mixer for MVDS Applications,
Gallium Arsenide Application Symposium Proceedings, pp. 447-449, GAAS 2000.

[IV-28] F. Rasa, F. Celestino, M. Remonti, B. Gabbrielli, P. Quentin,
37-40GHz MMIC Sub-Harmonically Pumped Image Rejection Diode Mixer,
30th European Microwave Conference Proceedings, Vol. I, pp. 421-424, EuMC 2000.

[IV-29] H.W. Bode,

Network Analysis and Feedback, Amplifier Design,
D. Van Nostrand Co Inc, New York, 1945.

[IV-30] J.M. Rollet,

Stability and power gain invariants of linear two ports,
IRE Transactions on Circuit Theory, pp. 29-32, 1962.

[IV-31] A. Platzker, W. Struble, K.T. Hetzler,

Instabilities Diagnosis and the Role of K in Microwave Circuits,
MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. III , pp. 1185-1188, MTT-S 1993.

[IV-32] A. Platzker, W. Struble,

A Rigorous yet Simple Method for Determining Stability of Linear N-Ports Networks,
GaAs IC Symposium Digest, pp. 251-254, GaAs IC 1993.

[IV-33] S. Dellier,

Outil d'aide à la Conception des Amplificateurs de Puissance. Étude et Méthode de Conception d'un Pré-Amplificateur Distribué pour Photorécepteur à 40Gb/s.
Rapport de DEA, DEA électronique des hautes fréquences et optoélectronique, Université de Limoges, Juil. 2001.

[IV-34] S. Mons,

Nouvelles Méthodes d'Analyse de Stabilité Intégrées à la CAO des Circuits Monolithiques Micro-Ondes Non-linéaires,
Thèse de l'Université de Limoges n°8-99, 1999.

[IV-35] A. Anakabe, S. Mons, T. Gasseling, P. Casas, R. Quéré, J.M. Collantes, A. Mallet,

Efficient Nonlinear Stability Analysis of Microwave Circuits Using Commercially Available Tools,
32nd European Microwave Conference Proceedings, EuMC 2002.

[IV-36] B. Thibaud,

Méthode de Conception de Multiplicateurs de Fréquence d'Ordre N. Application à la Réalisation d'un Tripleur MMIC [36-39 GHZ] pour Module de Communication aux Fréquences Millimétriques,
Thèse de l'Université de Limoges n°13-89, Déc. 1999.

[IV-37] R. Quere, M. Campovecchio, J. Rousset, E. Ngoya, J. Obregon,

Evolution des Techniques de Conception des Circuits RF et Microondes: Intégration et Expertise,
Journées Nationales Microondes 1999, Actes de la conférence, 3INV1, Arcachon, JNM 1999.

[IV-38] M. Campovecchio,

Méthodes et Outils d'Aide à la Conception des Dispositifs Actifs Haute Fréquence,
Habilitation à diriger des recherches, Université de Limoges, Déc. 2000.

[IV-39] S. Dellier, C. Duperrier, M. Campovecchio, J. Rousset, R. Quere, A. Mallet,

Microwave Design Assistance Software for Spatial Amplifier Design,

Microwave Technology and Techniques Workshop, Noordwijk, The Netherlands, pp. 173-180, ESTEC 2002.

[IV-40] R.C. Booton Jr.,

Microwave CAD in the Year 2010 - A Panel Discussion,

International Journal for RF and Microwave Computer-Aided-Engineering, No. 9, pp. 439-448, 1999.

[IV-41] R. Heron, Y. T'Joens, N. Van Parijs,

Evolution of the First and Second Miles for Pervasive Service Delivery,

Alcatel Telecommunications Review, Asia Pacific : a Bouquet of Solutions, pp. 58-65, Q1 2003.

Conclusion générale

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse de doctorat concernent le développement de méthodologies de conception pour permettre la réalisation d'un nouveau type de mélangeur : « le mélangeur sous-harmonique d'ordre 2 à FET froid ». Pour cela, nous avons conçu une topologie équilibrée originale permettant de rejeter le second harmonique de l'OL en sortie. Un démonstrateur MMIC dans la bande 42-43.5GHz a été réalisé dans le cadre du projet de recherche européen PIDEA 'LOTTO'. Il démontre les excellentes potentialités du circuit notamment en termes de linéarité. Ce travail s'inscrit dans le cadre général du développement des outils d'aide à la conception des circuits non linéaires microondes.

Reprenons maintenant le contenu de ce manuscrit, avant de faire le bilan sur le travail qui a été effectué :

Les trois premiers chapitres fournissent la base de connaissances nécessaire pour aborder la conception d'un mélangeur millimétrique :

- Dans le premier chapitre, nous avons présenté de manière simplifiée mais précise les notions de base relatives aux mélangeurs en décrivant les principes fondamentaux utilisés et les principales figures de mérite.
- Dans le second chapitre, nous avons détaillé de manière assez exhaustive les développements actuels relatifs à chacun des types de mélangeurs en nous intéressant particulièrement aux principes de fonctionnement, aux topologies et aux performances de ces derniers. Cette étude nous permet maintenant de situer l'apport du mélangeur sous-harmonique x2 équilibré à FET froid par rapport aux circuits déjà existants.
- Enfin, dans le troisième chapitre, nous avons étudié les principes de fonctionnement et les performances des différents types de coupleurs et baluns intégrés. En plus des structures passives classiques, nous avons présenté une étude préliminaire montrant les excellentes potentialités des baluns actifs pour la réalisation de mélangeurs équilibrés large bande.

Le quatrième chapitre décrit les méthodes de conception des mélangeurs et des amplificateurs qui sont appliquées à la réalisation d'un mélangeur up-converter avec amplificateur d'OL intégré. Une description complète des méthodologies de modélisation et de simulation mises en œuvre est fournie. La réalisation du circuit a été effectuée dans la filière MMIC PHEMT AsGa 0.15 μ m de la fonderie WIN (filière PP-15). Les résultats de simulation et de mesure sont en accord et montrent tout l'intérêt du circuit développé. En effet, au niveau de la linéarité, le circuit qui utilise le FET froid en fonctionnement sous-harmonique s'avère largement plus performant que les circuits classiques réalisés à partir de diodes Schottky. De plus, ces excellentes performances sont obtenues pour un niveau de puissance OL relativement faible. On notera toutefois que les pertes de conversion obtenues s'avèrent assez fortes dans ce fonctionnement et que la réjection mesurée de la fréquence 2OL n'est pas aussi bonne que celle qu'obtiennent les meilleurs mélangeurs à diode. Des mesures plus complètes seraient néanmoins nécessaires pour évaluer de manière plus objective les potentialités réelles de la structure vis-à-vis de la réjection de sortie de la fréquence 2OL en analysant les dispersions des coupleurs OL et FI.

Quelques investigations complémentaires qui n'ont pas pu être menées de manière complète dans le cadre du premier run seraient intéressantes à effectuer :

- L'amélioration du processus de modélisation du FET froid, notamment avec la mise en œuvre d'un modèle plus précis pour la simulation des distorsions d'intermodulation.
- D'autre part, pour améliorer les performances en pertes de conversion et en réjection 2OL/RF, il paraît nécessaire de sélectionner un composant offrant de meilleures performances dans ces domaines respectifs. Pour améliorer la réjection 2OL/RF, il faut sélectionner un composant générant moins de puissance 2OL en sortie car un équilibre parfait de la structure dont dépend la réjection 2OL/RF peut s'avérer difficile à maîtriser en pratique.
- Partant du fait que la puissance de grille nécessaire en simulation au fonctionnement optimal d'un transistor n'est que de 4dBm, on peut aussi envisager la réalisation d'un mélangeur résistif qui ne nécessite pas d'amplificateur d'OL. Il faut pour cela résoudre le problème de l'adaptation d'entrée des transistors sur la bande de fréquence OL. Une solution alternative serait d'utiliser un coupleur actif à la place de l'amplificateur d'OL pour améliorer la compacité du circuit. Enfin, une perspective très intéressante serait l'utilisation d'un balun actif FI large bande qui permettrait d'augmenter les bandes passantes FI et RF de fonctionnement tout en diminuant les pertes de conversion.

Avant de préciser le cadre général dans lequel a été effectué ce travail, examinons les principales difficultés rencontrées dans le cadre de cette conception :

- Le mélangeur sous-harmonique présente une forte sensibilité aux charges présentées aux spurs, ce qui rend sa conception difficile.
- Les spécifications demandées pour ce circuit étaient très fortes
- La fréquence d'opération élevée introduit des phénomènes parasites importants qui dégradent les performances.
- Les contraintes propres à la technologie MMIC limitent la marge de manœuvre pour le concepteur : Peu de valeurs de composant exploitables pour les éléments localisés en millimétrique, impossibilité de procéder à des modifications du circuit après sa réalisation, etc.

Il apparaît clairement que la réalisation d'un dispositif MMIC tel que le mélangeur sous-harmonique x2 équilibré nécessite une connaissance approfondie de son principe de fonctionnement afin d'appréhender le plus efficacement possible les différents phénomènes mis en jeu lors de sa réalisation. La phase de conception à l'aide d'outils CAO devient alors essentielle pour l'optimisation des performances du circuit. Dans ce contexte, l'approche développée a consisté :

- D'une part, à constituer une base de connaissances à la fois simple et complète concernant les mélangeurs.
- D'autre part, à développer et à implémenter des méthodologies CAO adaptées à la conception des mélangeurs micro-ondes. Ces méthodologies ont été validées par

la réalisation d'un mélangeur à fortes spécifications. Ils constituent donc des outils propres à être réutilisés pour l'optimisation de futurs mélangeurs.

Les perspectives générales de ces travaux sont :

- D'une part, l'investigation et le développement de nouveaux types de mélangeurs en fonction des besoins exprimés par l'industrie des télécommunications et tirant partie des évolutions technologiques.
- D'autre part, l'intégration d'outils d'assistance à la conception dédiés aux mélangeurs dans le système d'assistance développé par l'IRCOM et le CNES pour les amplificateurs de puissance et tirant pleinement partie des progrès apportés par l'avènement des technologies de l'information et de la communication. Ces outils pourraient venir compléter ceux déjà existant pour les amplificateurs de puissance bande étroite.

RESUME

Les applications multimédia haut débit émergentes nécessitent la réalisation de circuits analogiques hautes performances et bas coût à des fréquences de plus en plus élevée, pour lesquelles le choix de la technologie MMIC s'impose.

Assurant la fonction de transposition de fréquence, le mélangeur est un composant essentiel de tous les émetteurs et récepteurs fonctionnant aux fréquences micro-ondes. Le travail que nous présentons ici traite des méthodologies nécessaires à la conception souvent très délicate de ce circuit. En nous appuyant sur la description des différentes topologies et méthodologies de conception existantes pour les mélangeurs (équilibrés, sous-harmoniques à paires de diodes Schottky antiparallèles, à FET froid, etc.), nous appliquons ces principes au développement de la méthodologie de conception et à la réalisation d'une nouvelle architecture de mélangeur résistif millimétrique à hautes performances « le mélangeur sous-harmonique d'ordre 2 équilibré à paire de FETs froids ». L'objectif majeur de ce travail est de démontrer les fortes potentialités en linéarité des mélangeurs résistifs à FETs froids aux fréquences millimétriques.

SUMMARY

Emerging broadband applications require high-performance low-cost analogue circuits working at higher and higher frequencies for which MMIC technology is a must.

Ensuring frequency transposition, mixers are essential components to all emitters and receivers working at microwave frequencies. The work we present here deals with the methodologies needed for the often difficult design of this circuit.

Basing ourselves on existing topologies and design methodologies for different mixers (balanced, subharmonic anti-parallel diode pair, cold FET, etc.), we apply these principles to the development of design methodologies and the realization of a new high-performance architecture for millimeter-wave resistive mixers « the 2nd order subharmonic balanced mixer using a pair of Cold FETs ». The major objective of this work is to demonstrate the high potential for linearity of cold FET resistive mixers at millimeter-wave frequencies.

Mots Clés :

- Mélangeur résistif
- Mélangeur équilibré
- Mélange sous-harmonique
- Fréquences millimétriques
- FET Froid
- Baluns
- Assistance à la conception
- Technologie MMIC

Key Words :

- Resistive Mixer
- Balanced Mixer
- Subharmonic Mixer
- Millimeter-Wave frequencies
- Cold FET
- Baluns
- Design Assistance
- MMIC Technology