

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 AMPLIFICATEUR À FAIBLE BRUIT PRINCIPES DE BASE.....	9
1.1 Introduction.....	9
1.2 Figure de bruit d'un récepteur RF.....	11
1.3 Transistor hyperfréquence à faible bruit.....	14
1.3.1 Choix de la technologie de semi-conducteur	14
1.3.2 Comportement faible bruit d'un FET	18
1.4 Linéarité d'un amplificateur	20
1.4.1 Plage dynamique.....	20
1.4.2 Distorsion d'intermodulation	22
1.5 Conception d'un amplificateur à faible bruit.....	24
1.5.1 Stabilité d'un amplificateur.....	26
1.5.2 Cercles de stabilité	28
1.5.3 Facteur de stabilité	31
1.5.4 Cercles de bruit	31
1.6 Conclusion	32
CHAPITRE 2 ÉTAT DE L'ART DES AMPLIFICATEURS À FAIBLE BRUIT	33
2.1 Introduction.....	33
2.2 Amplificateur à bande étroite.....	34
2.3 Amplificateur à large bande.....	35
2.4 Architecture Balancée d'un LNA	35
2.4.1 Principe	36
2.4.2 Avantages	37
2.4.3 Inconvénients	38
2.5 Coupleur hybride 3 dB 90°	39
2.5.1 Coupleur de Lange	40
2.5.2 Coupleur à branches.....	40
2.5.3 Coupleur à lignes couplées	40
2.6 Conclusion	43
CHAPITRE 3 JUSTIFICATION DU CHOIX DE L'INTÉGRATION D'UN LNA A STRUCTURE BALANCÉE EN TECHNOLOGIE LTCC.....	45
3.1 Introduction.....	45
3.2 Besoin de miniaturiser le LNA	46
3.2.1 Structure actuelle du LNA	47
3.2.2 Nouvelle structure proposée du LNA	47
3.3 Choix de la technologie de fabrication	49
3.3.1 La technologie LTCC	49
3.3.2 Les matériaux diélectriques LTCC et leurs propriétés	49

3.3.3	Procédé de fabrication ÉTS-LTCC	52
3.3.4	Avantages de l'intégration du LNA en technologie LTCC	54
3.4	Défis de l'intégration 3D et limitations du procédé de fabrication LTCC	56
3.4.1	Défis de l'intégration 3D en technologie LTCC	56
3.4.2	Limitations de la technologie LTCC	57
3.4.2.1	Règles de conception ÉTS-LTCC	57
3.4.2.2	Facteur de retrait	59
3.5	Conclusion	60

CHAPITRE 4 CONCEPTION D'UN COUPLEUR HYBRIDE LARGE BANDE EN TECHNOLOGIE LTCC

4.1	Introduction	63
4.2	Conception d'un coupleur hybride intégré dans le substrat	64
4.2.1	Configuration du substrat	65
4.2.2	Optimisation de la transition des lignes strip-line à micro-ruban	68
4.2.3	Optimisation de la transition des lignes micro ruban à coplanaire	70
4.2.4	Structure optimisée du coupleur hybride	71
4.2.5	Sensibilité du coupleur	73
4.3	Fabrication	74
4.4	Résultats de mesures	77
4.5	Conclusion	80

CHAPITRE 5 CONCEPTION ET INTÉGRATION EN TECHNOLOGIE LTCC D'UN LNA À STRUCTURE BALANCÉE

5.1	Introduction	81
5.2	Conception du LNA à structure balancée	83
5.2.1	Cahier des charges	83
5.2.2	Choix du transistor en puce	84
5.2.3	Conception du LNA	85
5.2.3.1	Circuit de polarisation	86
5.2.3.2	Circuit d'ajustement	88
5.3	Intégration en technologie LTCC et résultats des simulations	90
5.3.1	Intégration 3D du LNA	90
5.3.2	Résultats des simulations	91
5.3.2.1	Figure de bruit du LNA	91
5.3.2.2	Stabilité du LNA	92
5.3.2.3	Gain du LNA	93
5.3.2.4	Coefficients de réflexion du LNA	93
5.4	Fabrication et montage	95
5.4.1	Dessin des masques du LNA	96
5.4.2	Fabrication et montage des composants discrets	96
5.5	Tests et mesures	98
5.5.1	Mesures du coupleur hybride	99
5.5.2	Tests et mesures du LNA	101
5.5.2.1	Mesures du gain et des coefficients de réflexion	102

5.5.2.2	Mesures de la figure de bruit	103
5.5.3	Résumé des résultats de mesures et interprétations	105
5.6	Conclusion	113
CONCLUSION.....		115
ANNEXE I	Article de conférence.....	121
ANNEXE II	Fiche technique du transistor Mitsubishi MFGC4453A	125
ANNEXE III	Paramètres S et paramètres de bruit du transistor Mitsubishi MFGC4453A.....	131
ANNEXE IV	Résultats des simulations de la sensibilité du coupleur (<i>broadside coupled striplines</i>) au décalage en offset	133
ANNEXE V	Résultats de mesures des coupleurs fabriqués à la Run7	139
ANNEXE VI	Résumé des performances du coupleur C1	143
ANNEXE VII	Fiche technique Dupont 951.....	145
BIBLIOGRAPHIE.....		147

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 1.1 Analyse comparatif des technologies de semi-conducteurs destinés aux applications sans fil (émetteur/récepteur RF).....	16
Tableau 1.2 Comparaison en NFmin pour différents transistors @ 10 GHz.....	17
Tableau 2.1 Résumé des performances de certains coupleurs hybrides conventionnels proposés dans la littérature	43
Tableau 3.1 Propriétés typiques des feuilles LTCC @10 GHz	50
Tableau 3.2 Performances et caractéristiques clefs de la technologie LTCC en comparaison à d'autres technologies de fabrication	55
Tableau 3.3 Caractéristiques électriques et thermiques des métaux utilisés comme conducteurs	55
Tableau 3.4 Résumé des caractéristiques et limites de conception en technologie LTCC.....	58
Tableau 4.1 Évaluation de la dégradation du facteur de couplage, de l'adaptation et du déphasage en fonction de la marge d'erreur en alignement.....	73
Tableau 4.2 Caractéristiques des circuits fabriqués.....	75
Tableau 5.1 Spécifications du cahier des charges du LNA	83
Tableau 5.2 Résumé des performances simulées sous ADS du LNA	94
Tableau 5.3 Spécifications du cahier des charges comparées aux performances du LNA	105
Tableau 5.4 Circuits simulés et mesurés pour comparaison.....	107
Tableau 5.5 Analyse du coût de la fabrication Run7B avec ou sans la méthode de rotation des feuilles	112

LISTE DES FIGURES

		Page
Figure 1.1	Schéma bloc d'un récepteur RF de communications modernes.....	3
Figure 1.1	Architecture d'un récepteur RF	9
Figure 1.2	Organisation du chapitre	10
Figure 1.3	Réseau à deux ports avec un gain G et une puissance du bruit N_a	12
Figure 1.4	Facteur de bruit d'une chaîne de réception	13
Figure 1.5	Technologies de semi-conducteurs disponibles sur le marché et leurs applications aux communications sans fil.....	15
Figure 1.6	Évolution de la technologie HEMT	16
Figure 1.7	Comparaison NFmin pour les transistors de différentes technologies.....	17
Figure 1.8	Circuit équivalent du bruit d'un FET à montage source commun.....	19
Figure 1.9	Comportement non linéaire d'un amplificateur	21
Figure 1.10	Spectre (a) de l'entrée et (b) de la sortie d'un amplificateur non linéaire, avec des signaux identiques appliqués à l'entrée à des fréquences f_1 et f_2	23
Figure 1.11	Variation de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée d'un amplificateur non linéaire et son produit d'intermodulation d'ordre 3	23
Figure 1.12	Abaque de Smith montrant les cercles de gains, les cercles de bruit et les cercles de stabilité, pour le choix optimum des impédances	26
Figure 1.13	Schéma bloc d'un circuit d'amplification RF montrant les différents coefficients de réflexion vs impédances	27
Figure 1.14	Abaques de Smith montrant les régions de stabilité (hachurée) et d'instabilité dans le plan Γ_C (a) cas $ S_{11} < 1$ (b) cas $ S_{11} > 1$	29
Figure 1.15	Abaques de Smith montrant les régions de stabilité (hachurée) et d'instabilité dans le plan Γ_S (a) cas $ S_{22} < 1$ (b) cas $ S_{22} > 1$	30

Figure 1.16	Abaques de Smith montrant les cercles de stabilité pour un amplificateur inconditionnellement stable.....	30
Figure 2.1	Organisation du chapitre.....	33
Figure 2.2	Schéma bloc d'un amplificateur RF avec une configuration qui favorise l'adaptation au bruit minimum.....	34
Figure 2.3	Architecture d'un LNA balancé.....	36
Figure 2.4	Les 3 types de coupleurs hybrides couramment utilisés en RF	39
Figure 2.5	Distributions du champ électrique des deux modes d'excitation des lignes couplées en micro-ruban	41
Figure 3.1	Organisation du chapitre.....	46
Figure 3.2	Structure actuelle du LNA	47
Figure 3.3	Impacte de remodeler une structure planaire en une structure à trois dimensions	48
Figure 3.4	Structure proposée du LNA avec l'intégration en 3D des 2 coupleurs hybrides.....	48
Figure 3.5	Profil de cuisson pour les feuilles crues de Dupont951	52
Figure 3.6	Étapes de fabrication ÉTS-LTCC	53
Figure 3.7	Difficulté de contrôler le facteur de retrait	60
Figure 4.1	Organisation du chapitre.....	64
Figure 4.2	Lignes couplées (<i>Broadside coupled striplines</i>),	65
Figure 4.3	Vue d'une coupe longitudinale de la structure du substrat	66
Figure 4.4	Résultats de simulation du coupleur (<i>broadside coupled striplines</i>).....	67
Figure 4.5	Résultats de simulation du coupleur (<i>Broadside coupled striplines</i>).....	68
Figure 4.6	Optimisation de la transition des lignes strip-line à microruban	69
Figure 4.7	Comparaison des résultats de simulations pour une transition simple vs optimisée des lignes strip-line à micro ruban	70
Figure 4.8	Transition des lignes micro ruban à coplanaire optimisée.....	70

Figure 4.9	Résultats de simulation sous Momentum de la transition micro-ruban à coplanaire optimisée à 50 Ω	71
Figure 4.10	Vue en perspective de la structure proposée du coupleur hybride.....	72
Figure 4.11	Résultats de simulation sous HFSS.....	72
Figure 4.12	Circuits fabriqués en Run7.....	74
Figure 4.13	Problème de remplissage des trous (<i>vias</i>).....	76
Figure 4.14	Problème de discontinuité des lignes.....	76
Figure 4.15	Coupleur hybride fabriqué à la Run7.....	77
Figure 4.16	Comparaison entre simulation et mesure des pertes d'insertion des ports : direct et couplé	78
Figure 4.17	Comparaison entre simulation et mesure des coefficients de réflexion des ports 1, 3 et 4	78
Figure 4.18	Comparaison entre simulation et mesure du déphasage entre les ports direct et couplé.....	79
Figure 4.19	Orientation des ports d'accès pour les mesures 4 ports sous pointe.....	80
Figure 5.1	Organisation du chapitre	82
Figure 5.2	Performances des transistors en puces prospectés sur le marché	84
Figure 5.3	Dimensions du transistor en puce Mitsubishi MFGC4453A.....	85
Figure 5.4	Schéma de l'amplificateur à faible bruit.....	86
Figure 5.5	Schéma du circuit de polarisation simulé sous ADS	87
Figure 5.6	Résultat de simulation du circuit de polarisation.....	88
Figure 5.7	Amélioration des performances en figure de bruit et en gain.....	89
Figure 5.8	Vue en perspective du circuit LNA sans le reste des composants en surface	90
Figure 5.9	Résultat de simulation « figure de bruit ».....	91
Figure 5.10	Résultat de simulation facteur de stabilité (μ) à l'entrée	92
Figure 5.11	Résultat de simulation facteur de stabilité (μ) à la sortie.....	92

Figure 5.12	Résultat de simulation du gain de l'amplificateur S(2,1)	93
Figure 5.13	Résultat de simulation des coefficients de réflexion à l'entrée S(1,1) et à la sortie S(2,2)	94
Figure 5.14	Dessin du masque de la couche supérieure (11 ^{ème} couche) généré pour la fabrication de la Run7B	95
Figure 5.15	Dessin des différentes couches du circuit LNA avec les dispositions des composants en surface	96
Figure 5.16	Photo prise du coupleur hybride fabriqué Run7B.....	97
Figure 5.17	Circuit du LNA fabriqué et prêt pour les mesures	97
Figure 5.18	Transistor Mitsubishi MGFC4453A monté et câblé.....	98
Figure 5.19	Photo du banc de test utilisé pour les mesures sous pointes des circuits fabriqués.....	99
Figure 5.20	Comparaison des performances mesurées des coupleurs Run7 et Run7B en pertes d'insertion des ports couplés S(4,1) et des ports directs S(3,1).....	100
Figure 5.21	Comparaison des performances mesurées des coupleurs Run7 et Run7B en coefficients de réflexions	100
Figure 5.22	Comparaison des performances mesurées des coupleurs Run7 et Run7B en déphasage entre le port couplé S(4,1) et le port direct S(3,1)	101
Figure 5.23	Résultats de mesures du gain	102
Figure 5.24	Résultats de mesures des coefficients de réflexion à l'entrée S(1,1) et à la sortie S(2,2)	103
Figure 5.25	Schéma du banc de test utilisé pour mesurer la figure de bruit du LNA	104
Figure 5.26	Résultats des mesures prélevées du gain et de la figure de bruit avec l'analyseur de figure de bruit N8975A	104
Figure 5.27	Différence entre les fabrications du lot Rnu7 et lot Run7B.....	107
Figure 5.28	Circuit conçu pour tester la structure balancée avec les deux coupleurs	108

Figure 5.29	Comparaison des deux structures : Structure balancée simulée avec les mesures du coupleur C1 (patte argentée) et Structure balancée mesurée avec des coupleurs C1_1 (patte soudable).....	108
Figure 5.30	Modélisation de la structure balancée sous ADS.....	109
Figure 5.31	Comparaison des deux structures : Structure balancée simulée avec les mesures du coupleur C1_1 et Structure balancée mesurée avec coupleurs C1_1	110
Figure 5.32	Comparaison entre simulation et mesures des coefficients de réflexion du circuit LNA avec coupleur C1 (Run7B)	111
Figure 5.33	Simulation du facteur de stabilité à l'entrée (μ_1) et à la sortie (μ_{prime}) du circuit LNA avec coupleur C1 (Run7B).....	111

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

ADS	Advanced Design System
AMPS	Advanced Mobile Phone Service
BPF	Filtre passe bande (<i>Band-pass filter</i>)
CDMA	Code division multiple access
CAG	Contrôleur automatique du gain
dB	Décibel
DC	Courant continu (<i>Direct Current</i>)
DUT	Dispositif sous test (<i>Device under test</i>)
DSP	Traitement numérique du signal (<i>Digital signal processing</i>)
ETS	École de technologie supérieure
FET	Transistor à effet de champ (<i>Field Effect Transistor</i>)
Fmin	Facteur de bruit minimum
FOM	Figure de mérite (<i>Figure of Merit</i>)
GPS	Global positioning system
GSM	Global system for mobile communications
HFSS	High frequency structural simulator
HTCC	High Temperature Co-fired Ceramics
IF	Fréquence intermédiaire (<i>Intermediate frequency</i>)
IIP3	Point d'interception du troisième ordre à l'entrée
Inp HBT	Indium Phosphide Heterojunction Bipolar Transistor
LNA	Amplificateur à faible bruit (<i>Low Noise Amplifier</i>)
LO	Oscillateur local (<i>Local oscillator</i>)
LTCC	Low Temperature Co-fired Ceramics
MLPCB	Multi-Layer Printed Circuit Board
NF	Figure de bruit (<i>Noise figure</i>)
OIP3	Point d'interception du troisième ordre à l'entrée
PCB	Printed Circuit Board
PD	Plage dynamique
Pdc	Puissance DC
GaAs PHEMT	Gallium Arsenide Pseudomorphic High Electron Mobility Transistors
RF	Radio fréquence
Rx	Récepteur
Si	Silicium
SiGe HBT	SILICON GERMANIDE HETEROJUNCTION BIPOLAR TRANSISTOR
TDMA	Time division multiple access
TEM	Transverse electric and magnetic mode
TOS	Taux d'ondes stationnaires
Tx	Transmetteur
W-CDMA	Wideband code division multiple access
WLAN	Wireless local area network

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

Y_s	Admittance de la source
Y_{opt}	Admittance optimale de la source pour laquelle la figure de bruit minimum est atteinte
Γ_{opt}	Coefficient de réflexion minimum de bruit
ρ	Conductivité d'un matériel
k	Constante de Boltzmann
ϵ_r	Constante diélectrique
ϵ_{reff}	Constante diélectrique effective d'une ligne de transmission
s	Distances séparant les deux traces de lignes <i>Broadside coupled striplines</i>
b	Épaisseur du substrat
F	Facteur de bruit
μ	Facteur de stabilité
f	Fréquence
G	Gain
Z_0	Impédance caractéristique d'une ligne de transmission
Z_c	Impédance de la charge
Z_s	Impédance de la source
Z_{opt}	Impédance optimale de la source pour laquelle la figure de bruit minimum est atteinte
Z_{out}	Impédance vue à la sortie
Z_{in}	Impédance vue à l'entrée
B	Largeur de bande en Hz
W	Largeur de la trace conductrice
λ	Longueur d'onde
WO	Offset entre les deux traces de lignes <i>Broadside coupled striplines</i>
N	Puissance du bruit
S	Puissance du signal
R_n	Résistance du bruit
$\tan(\delta)$	Tangente de perte d'un matériel
T_a	Température du bruit en Kelvins

INTRODUCTION

L'histoire des télécommunications modernes remonte à l'invention du premier télégraphe optique en 1792. Le mot « télécommunication », composé du préfixe grec « tele » signifiant « loin » et du mot latin « communicare » signifiant « partager », a été employé pour la première fois en 1904 par Édouard Estaunié. Cependant, les télécommunications ont été utilisées bien avant cette période, sous plusieurs formes. Alors que certaines espèces animales ont développé des formes chimiques ou olfactives, l'être humain a plutôt utilisé la communication auditive et visuelle telle que : la voix, le sifflement, la gesticulation, la peinture, l'écriture, etc. Cependant, quelle que soit la forme utilisée, la distance entre l'émetteur et le récepteur ainsi que le temps de diffusion du message ont toujours été des obstacles à surmonter. L'arrivée de l'électricité a changé le cours de l'histoire des télécommunications en inventant le télégraphe électrique et le téléphone. Entre temps, la maîtrise de la propagation des ondes radio a ouvert l'accès vers l'ère des communications radio sans fil. La première communication à courte distance par radio a été démontrée en 1893 par Nikola Tesla (Brenner, 2009). Toutefois, en décembre 1901, Guglielmo Marconi marque l'histoire des communications sans fil en réalisant la première transmission radio transatlantique, entre St John de Terre-Neuve (Canada) et Poldhu de Cornouailles (Angleterre). En premier lieu, les communications sans fil ont été utilisées pour la transmission des signaux ou de la voix. Ces systèmes ont été améliorés afin de supporter des applications plus complexes combinant la parole à l'image.

Durant ces dernières années, le marché des équipements de communication sans fil a connu une évolution phénoménale. Cela est dû essentiellement au développement rapide des systèmes de communication qui a été propulsé par les exigences et demandes des consommateurs. En conséquence, les concepteurs ont été incités à trouver des solutions technologiques innovatrices pour satisfaire les demandes en donnant naissance à des appareils et moyens de communication sans fil multimédia. De nos jours la voix et la vidéo sont transmises à travers différentes applications sans fil, entre autres, les téléphones cellulaires (GSM, TDMA, CDMA et W-CDMA) et les réseaux locaux sans fil (WLAN).

Ainsi, l'amélioration continue des systèmes de communications sans fil a permis de réduire les distances entre les personnes tout en simplifiant les moyens de communication en éliminant la plupart des fils.

Récepteur RF

Le récepteur est l'un des principaux éléments constituant le système de communication sans fil. La Figure 1.1 présente les éléments de base constituant une chaîne d'émetteur-récepteur radio (*Transceiver*). Ce système comprend une partie émission (Tx) et une partie réception (Rx), qui sont liés à l'antenne par un commutateur ou un duplexeur. Le duplexeur permet d'émettre et de recevoir simultanément les signaux avec une seule antenne, alors qu'un commutateur permet de passer de l'état d'émission à l'état de réception. Du côté de la réception, le filtre de présélection (BPF) laisse passer le spectre des signaux en provenance de l'antenne et élimine les signaux à l'extérieur de la bande de fréquences d'intérêt. Ceci est souvent nécessaire pour éviter de surcharger l'amplificateur à faible bruit (LNA) par les signaux adjacents au canal de réception. Le signal RF à l'entrée du récepteur étant généralement de faible puissance, la première chose à faire est d'amplifier le signal sans le dégrader. Le rôle du LNA est d'amplifier le signal à l'entrée sans pour autant ajouter beaucoup de bruit. Ainsi, le bruit ajouté par les étages suivants reste insignifiant. Le filtre d'image (*image filter*) placé juste après le LNA vient supprimer les fréquences parasites avant que le signal entre dans le mélangeur (*Mixer*). Le mélangeur consiste à transposer le signal d'entrée RF centré à une fréquence initiale vers une autre fréquence, appelée fréquence intermédiaire et cela sans altérer la bande passante. Le signal RF à hautes fréquences est transposé à des fréquences inférieures (*down conversion*) afin de faciliter le traitement du signal étant donné que les filtres et autres circuits RF sont plus faciles à concevoir en basses fréquences (John et Plett, 2003). À l'autre entrée du mélangeur est injecté un signal en provenance de l'oscillateur local (LO). Ce signal LO est contrôlé en tension à l'intérieur d'un synthétiseur de fréquence (*frequency synthesizer*). La sortie désirée du mélangeur est la différence entre la fréquence du signal LO déterminée par le synthétiseur et la fréquence RF. A l'entrée de la radio, il peut y avoir de nombreux canaux différents ou des bandes de fréquences différentes. La fréquence du signal LO est ajustée de manière à s'assurer que dans

tous les cas de figure, le canal RF désiré soit converti à la même fréquence intermédiaire (IF). L'étage IF permet non seulement de filtrer le canal en éliminant les canaux non désirés, mais aussi d'amplifier le signal tout en contrôlant son gain grâce à un contrôleur automatique du gain (CAG). Ceci permet d'ajuster le signal à un niveau d'amplitude spécifique avant de le transmettre à l'étage bande de base du récepteur. Ce dernier étage sert à convertir le signal analogique en signal numérique en utilisant un convertisseur analogique numérique. À ce niveau, le signal numérique sera traité à son tour afin d'extraire l'information de voix, de vidéo ou de données.

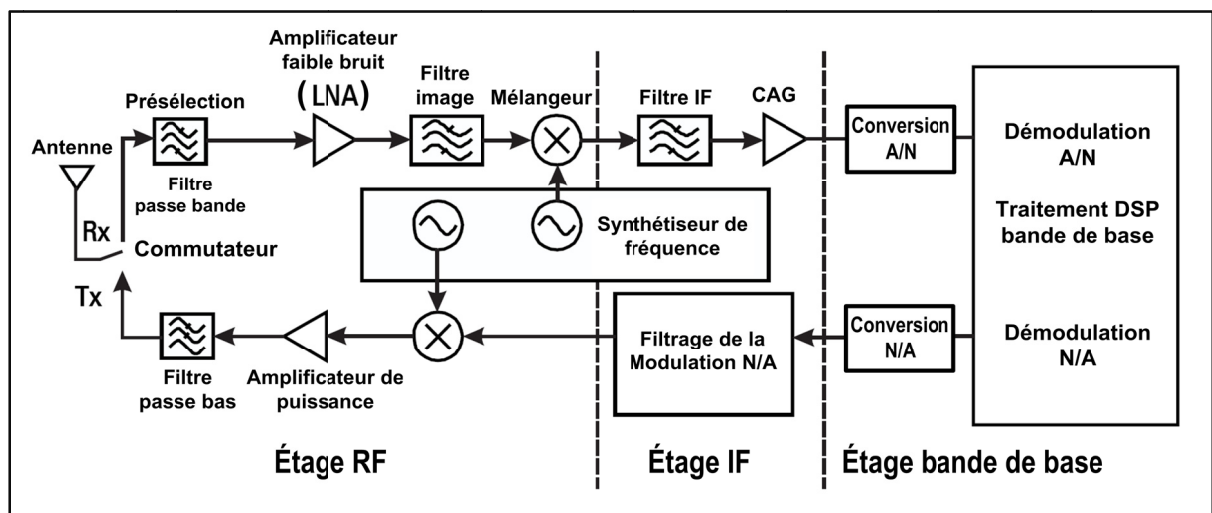


Figure 1.1 Schéma bloc d'un récepteur RF de communications modernes
Adaptée de John et Plett (2003, p. 5)

Il existe plusieurs architectures du récepteur RF : *Superhétérodyne* telle que vue précédemment, *Image-Rejection*, *Zero-IF* ou même *Low-IF* (Razavi, 2012). Cependant, toutes ces architectures font appel à l'utilisation d'un LNA à l'entrée. Le LNA est souvent placé près de l'antenne pour éviter qu'un signal, trop faible à la réception, se trouve noyé dans le bruit à cause des pertes additionnelles, telles que les pertes engendrées par l'utilisation des câbles coaxiaux. Les performances d'un récepteur RF dépendent considérablement de celles du LNA. En effet, parce qu'une sélectivité élevée est nécessaire pour éliminer les signaux parasites et signaux images de la chaîne du récepteur, le filtrage de présélection est souvent fractionné en plusieurs blocs avec le LNA intervenant entre les

différents blocs, afin de minimiser l'effet des pertes du filtre sur la figure de bruit du récepteur. En d'autres termes, l'équilibre entre les pertes du filtre et le gain du LNA détermine la sélectivité globale et la sensibilité du récepteur (Chris et Bowick, 2008). Le facteur de bruit du LNA définit principalement le niveau du bruit global du récepteur. Quant au gain en puissance du LNA, il contribue à diminuer considérablement l'impact du bruit généré par les étages suivants (Friis, 1944).

Le design de LNA a été raffiné sur plusieurs décennies. Dans la conception d'un LNA on est souvent confronté à faire un compromis entre maximiser le gain et minimiser le facteur du bruit. Généralement, l'état d'un LNA lorsqu'il présente un gain maximum ne correspond pas à son état où il présente un bruit minimum, ou vice versa (Li, 2009). Cependant, comme le développement des produits électroniques a connu une importante évolution, et dans le but d'atteindre des objectifs poussés à l'extrême, la conception du LNA est devenue de plus en plus complexe. Notamment, on a tendance à favoriser des composants à faible consommation d'énergie dans le but de prolonger l'autonomie de la batterie dans un équipement portatif. Mis à part toutes ces contraintes, d'autres facteurs peuvent ajouter des complications dans la conception d'un LNA, tel que réduire les dimensions du design ou même réduire le coût de la fabrication.

Motivation et défis

En fonction de son application, le LNA peut être conçu à large bande ou à bande étroite. Les LNA à bande étroite sont souvent utilisés pour des applications commerciales. Quant aux LNA à large bande, ils sont plutôt utilisés pour des applications militaires. Ce travail de recherche comprend la conception d'un LNA large bande destiné à être intégré dans un récepteur-radio de notre partenaire industrielle. La structure balancée est l'une des topologies fréquemment adoptées dans la conception d'un LNA large bande en raison de son implémentation pratique et de ses nombreux avantages (Gonzalez, 1997). Cette structure est composée principalement de deux transistors RF identiques à faible bruit et de deux coupleurs hybrides 90° . Néanmoins, l'inconvénient majeur de cette structure réside dans sa taille encombrante, en raison de l'espace occupé par les deux coupleurs hybrides. Afin de

surmonter cet obstacle et profiter des avantages de cette topologie, nous avons remodelé la structure 2D du design en une structure 3D. Cette idée est soutenue par la possibilité de fabriquer des circuits RF en technologie LTCC au laboratoire LACIME de l'ÉTS. En effet, le LTCC fait partie des technologies de fabrication qui offre la possibilité de concevoir des dispositifs RF en 3D, où les composants passifs, tels que les coupleurs, peuvent être intégrés dans le corps du substrat. Cela permettrait de libérer de l'espace en surface, pour le montage du reste des composants passifs et/ou actifs, et éventuellement de réduire les dimensions du circuit. Cependant, l'intégration 3D de dispositifs passifs en technologie LTCC entraîne beaucoup de défis. Assurer le maintien des performances RF le long des transitions et changements dans le mode de propagation des champs électromagnétiques figure parmi les défis à surmonter. Entre autres, comme le procédé de fabrication en LTCC du laboratoire LACIME n'est encore qu'à ses débuts, il est évident qu'on se trouve confronté à des difficultés liées à la fabrication, qui peuvent facilement altérer les performances du design.

Organisation du mémoire

Le mémoire est divisé selon les chapitres suivants :

Le CHAPITRE 1 présente une révision générale des principes et notions de bases liés à la conception d'amplificateurs à faible bruit, tel que la figure de bruit, la linéarité, la plage dynamique et la stabilité. Ce chapitre comprend aussi une identification des technologies de semi-conducteurs à faible bruit. Une analyse comparative des performances en matière de figure de bruit est établie.

Le CHAPITRE 2 aborde l'état de l'art des amplificateurs à faible bruit ainsi que des coupleurs hybrides 90°. Une description des différentes topologies fréquemment utilisées dans la conception d'un LNA est présentée. La structure balancée d'un LNA large bande est étudiée en détail dans ce chapitre.

Le CHAPITRE 3 expose le rationnel derrière le choix de l'intégration d'un LNA à structure balancée en technologie LTCC, en passant par le besoin de miniaturiser le LNA, la technologie de fabrication adoptée, les défis de l'intégration 3D et les limitations liées au procédé de fabrication.

Le CHAPITRE 4 est consacré à l'intégration 3D d'un coupleur hybride large bande en technologie LTCC. Les étapes de conception du coupleur à l'aide d'outils de simulations électromagnétiques sont exposées en détail. Une partie du chapitre est consacrée à la modélisation des transitions nécessaires pour l'intégration 3D du coupleur tout en maintenant ses performances. Les résultats expérimentaux obtenus, avec les prototypes des circuits fabriqués, valident le modèle de simulation et confirment la possibilité d'incorporer ce type de coupleur dans la conception d'un LNA à structure balancée.

Le CHAPITRE 5 résume l'ensemble des étapes de modélisation et de fabrication d'un LNA à structure balancée en technologie LTCC. Cela implique l'intégration de coupleurs hybrides identiques au prototype réalisé et étudié en détail au CHAPITRE 4. Les résultats expérimentaux prélevés permettent de valider le modèle et d'améliorer le processus de fabrication pour atteindre de meilleurs résultats.

Perspectives du travail

Une fois le procédé de fabrication en technologie LTCC de l'ETS sera bien maîtrisé, une seconde itération éliminera les problèmes liés à la fabrication. Ce qui nous permettra de valider le design du LNA et d'évaluer ses performances optimales. Lorsque ces performances auront atteint les exigences du cahier des charges, la seconde étape consistera à intégrer une série de 6 à 12 LNAs, dépendamment des spécifications de notre partenaire industriel et d'adapter la structure à l'interface de son récepteur radio.

Contributions

Les principales contributions et nouveautés soutenues par ce mémoire sont :

- Un article de conférence (Belambri et al., 2011) issu des travaux présentés dans le cadre de cette recherche a été soutenu à la « 24ième Conférence Canadienne de Génie Électrique et Génie Informatique, IEEE Canada ». L'article résume le contenu du CHAPITRE 4 concernant la conception et la fabrication d'un coupleur hybride large bande en technologie LTCC. Ce coupleur hybride a été intégré dans la conception d'un amplificateur faible bruit à structure balancée, destiné à être adapté au récepteur radio de notre partenaire industriel;
- Conception et réalisation en technologie LTCC d'un coupleur hybride 90° à lignes couplées incorporées dans le substrat. Les résultats expérimentaux du coupleur hybride présentent d'excellentes performances dès la première itération de fabrication. Ce coupleur hybride peut être intégré dans la conception de nombreux dispositifs et modules RF tels que les atténuateurs variables, les mélangeurs, les déphaseurs, les LNAs ...
- Présentation d'une approche d'optimisation et de conception détaillée des transitions nécessaires pour l'intégration 3D des composants passifs tout en assurant le maintien des performances RF;
- Conception, réalisation et mesures d'un amplificateur faible bruit à structure balancée en technologie LTCC;
- Le prototype du LNA, réalisé dans le cadre de ce projet, figure parmi les premiers circuits complexes fabriqués en technologie LTCC au laboratoire LACIME de l'ÉTS.

En d'autres termes, ce travail de recherche contribue à l'évolution et à l'amélioration du procédé de fabrication LTCC disponible au laboratoire LACIME de l'ÉTS et apport des solutions d'ajustement du procédé pour la fabrication de LNA et de coupleurs hybrides.

CHAPITRE 1

AMPLIFICATEUR À FAIBLE BRUIT PRINCIPES DE BASE

1.1 Introduction

L'amplificateur à faible bruit (LNA) est l'un des dispositifs clefs d'un système RF. Situé au début de la chaîne de réception et principalement dans la partie la plus proche de l'antenne, tel qu'illustré à la Figure 1.1, le LNA reçoit une variété de signaux en provenance de cette antenne. La fonction du LNA consiste à amplifier le signal utile tout en minimisant l'apport en bruit et ainsi permettre la détection de signaux à très faibles puissances.

Vu que le LNA est disposé au premier étage de la chaîne de réception, sa performance en matière de bruit détermine en grande partie la figure de bruit du récepteur. En conséquence, les performances du LNA ont des répercussions sur la sélectivité globale et la sensibilité du récepteur (Hashemi et Hajimiri, 2002).

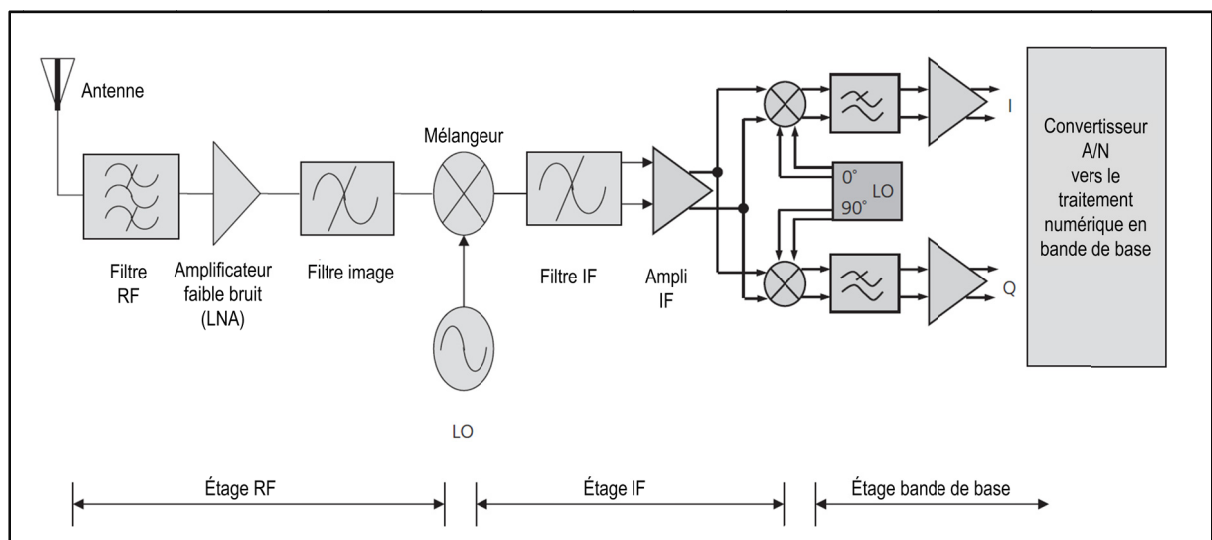


Figure 1.1 Architecture d'un récepteur RF
Adaptée de Chris et Bowick (2008, p. 199)

Lors de la conception d'un LNA, on prête beaucoup d'attention à la figure de bruit (NF), la consommation DC (P_{dc}), le gain en puissance (G) et le point d'interception du troisième ordre (IIP_3) (John et Plett, 2003). Dans la littérature, on amalgame habituellement ces facteurs sous la forme de deux figures de mérite déterminées par : $G/(P_{dc} \times NF)$ et IIP_3/P_{dc} .

Dans ce chapitre, les principes et notions de base, nécessaires dans la conception d'un amplificateur à faible bruit, sont présentés. L'organisation du chapitre, telle qu'illustrée à la Figure 1.2, débute par une étude du choix de la technologie de semi-conducteur approprié à la conception d'un LNA. Par la suite, on donne un aperçu sur les principes de bases d'un amplificateur faible bruit, notamment, la figure de bruit, la linéarité et la stabilité.

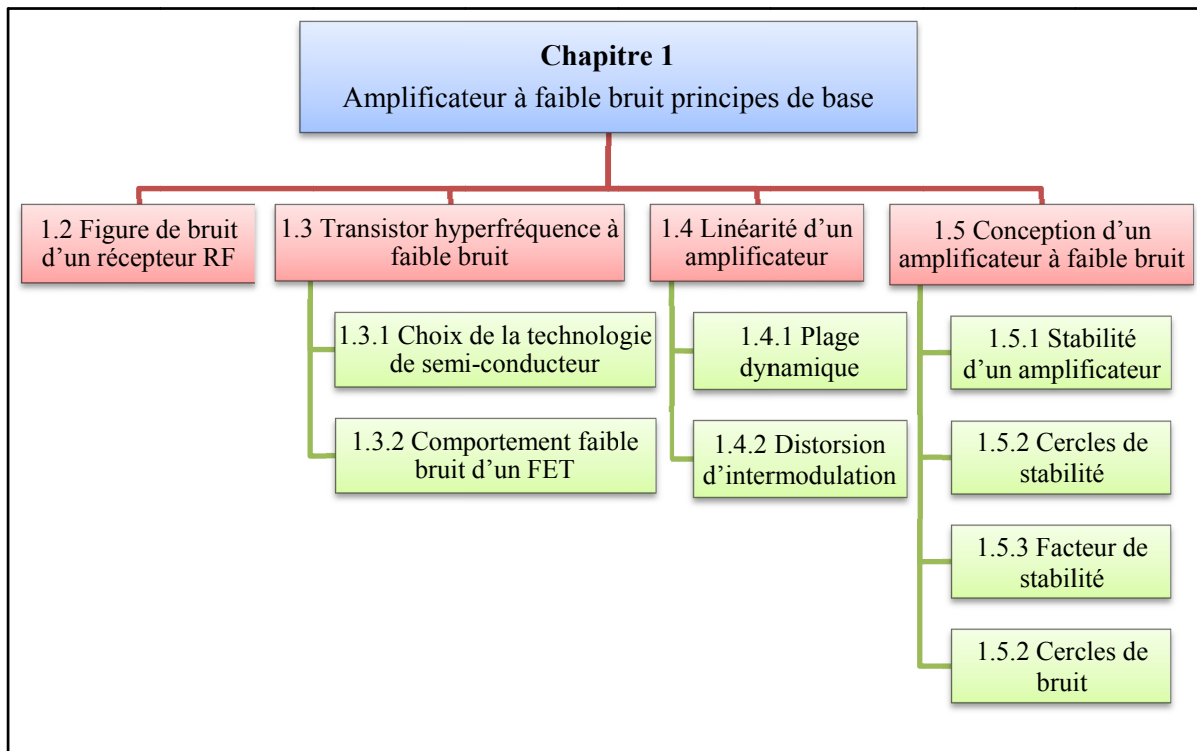


Figure 1.2 Organisation du chapitre

1.2 Figure de bruit d'un récepteur RF

Le récepteur RF se confronte à deux types de bruits : le bruit capté par l'antenne et le bruit généré par le récepteur. Le bruit capté par l'antenne se décompose en deux types de bruit : le bruit d'origine artificielle et le bruit d'origine naturel. Les sources de bruit d'origine artificielle sont multiples: interrupteurs, moteurs électriques, enseignes lumineuses, brouilleurs. Dans les bruits d'origine naturelle, on trouve le bruit thermodynamique, le bruit du ciel, le bruit de la terre, le bruit de l'atmosphère, le bruit galactique. Le bruit du ciel a une grandeur qui varie avec la fréquence et la direction vers laquelle l'antenne est pointée. Ce bruit est généralement exprimé en fonction de (T_A) température de bruit de l'antenne (Miller, Daywitt et Arthur, 1967). Pour une antenne dirigée vers une basse atmosphère ou vers la terre, T_A est égale à environ 290 K. Pour une antenne pointée vers le ciel, sa température de bruit pourrait être de l'ordre de quelques Kelvins seulement. La puissance du bruit thermique noté (N) en Watt est donnée à l'équation (1.1) (Chang, Bahl et Nair, 2002) :

$$N = k T_A B \quad (1.1)$$

où B = largeur de bande en Hz

k = constante de Boltzmann (1.381×10^{-23} J/K)

Dans cette partie du chapitre, on est plutôt intéressé au bruit ajouté par le récepteur. Pour quantifier l'apport du système en matière de bruit on a recours à la figure de bruit. La figure de bruit d'un système dépend de nombreux facteurs comme les pertes dans le circuit, type de semi-conducteur, polarisations appliquées et l'amplification (Chang, Bahl et Nair, 2002, p. 91). Le facteur de bruit d'un système à deux ports, défini par l'équation (1.2) (Vendelin, Pavio et Rohde, 2005) et noté F , caractérise la dégradation apportée par le système.

$$F = \frac{\left(\frac{\text{Signal}}{\text{Bruit}} \right) (\text{en puissance}) \text{ à l'entrée}}{\left(\frac{\text{Signal}}{\text{Bruit}} \right) (\text{en puissance}) \text{ à la sortie}} = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \quad (1.2)$$

$$= \frac{\text{la puissance du bruit disponible à la sortie}}{\text{gain} \times \text{la puissance du bruit disponible à l'entrée}} = \frac{N_o}{G \times kTB}$$

Où (S) est la puissance du signal, (N) est la puissance du bruit et les indices (i) et (o) réfèrent à l'entrée et à la sortie respectivement.

En considérant (G) le gain d'un système (voir Figure 1.3) la puissance du signal à la sortie (S_o) est déterminée par l'équation suivante :

$$S_o = G \times S_i \quad (1.3)$$

Et la puissance du bruit à la sortie (N_o) est donnée par :

$$N_o = G N_i + N_a = G \times kTB + N_a \quad (1.4)$$

où N_a est le bruit généré à l'intérieur du système. Ainsi (1.2) devient :

$$F = 1 + \frac{N_a}{G \times kTB} \quad (1.5)$$

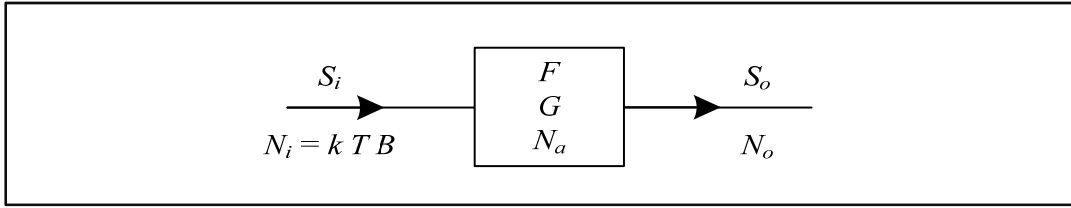


Figure 1.3 Réseau à deux ports avec un gain G et une puissance du bruit N_a
Adaptée de Chang, Bahl et Nair (2002, p. 91)

La figure de bruit, couramment notée NF (*Noise Figure*), est le facteur de bruit exprimé en unités logarithmiques (dB).

$$NF(\text{dB}) = 10 \log(F) \quad (1.6)$$

Lorsque plusieurs éléments électroniques sont mis en série, tel que décrit à la Figure 1.4, le bruit total de la chaîne est donné par la formule de (Friis, 1944) :

$$F_{(1+2+3+\dots+n)} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \times G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 \times G_2 \times \dots \times G_{(n-1)}} \quad (1.7)$$

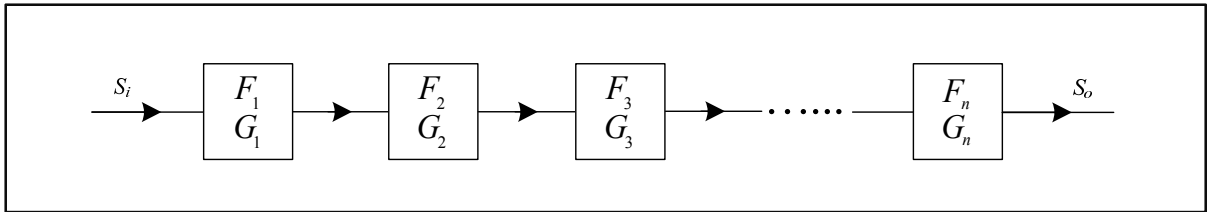


Figure 1.4 Facteur de bruit d'une chaîne de réception

Plus le gain du premier élément de la chaîne est élevé moins l'impact du facteur de bruit de l'élément suivant est important. Ceci implique que le facteur de bruit global de la chaîne est principalement déterminé par le facteur de bruit du premier élément de la chaîne, si bien entendu ce dernier présente un gain suffisamment élevé.

Le facteur de bruit en présence d'une source d'admittance Y_s est donné par l'équation (1.8) (Vendelin, Pavo et Rohde, 2005):

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{\text{Re}(Y_s)} |Y_s - Y_{opt}|^2 \quad (1.8)$$

où (F_{\min}) facteur de bruit minimum

(R_n) constante empirique relatant la sensibilité du facteur de bruit à l'admittance du générateur avec une dimension de résistance

(Y_{opt}) admittance de la source pour laquelle la figure de bruit minimum est atteinte

Plus de détails sur l'extraction des paramètres du bruit d'un réseau linéaire à deux ports sont traités par (Vendelin, Pavo et Rohde, 2005, Chap.7).

En conséquence, les performances du circuit en terme de bruit peuvent être caractérisées par l'ensemble des quatre paramètres de bruit : le minimum de facteur de bruit (F_{\min}), la résistance du bruit (R_n), et l'admittance optimale de la source (Y_{opt}).

$$F = F_{\min} + \left(\frac{R_n}{\text{Re}(Y_s)} \right) \left[\left(\text{Re}(Y_s) - \text{Re}(Y_{opt}) \right)^2 + \left(\text{Im}(Y_s) - \text{Im}(Y_{opt}) \right)^2 \right] \quad (1.9)$$

Cette équation peut être convertie sous forme d'impédances :

$$F = F_{\min} + \frac{R_n \left[\left(\operatorname{Re}(Z_S) - \operatorname{Re}(Z_{opt}) \right)^2 + \left(\operatorname{Im}(Z_S) - \operatorname{Im}(Z_{opt}) \right)^2 \right]}{\operatorname{Re}(Z_S) \left[\left(\operatorname{Re}(Z_{opt}) \right)^2 + \operatorname{Im}(Z_{opt})^2 \right]} \quad (1.10)$$

où $Y_S = 1/Z_S$ et $Y_{opt} = 1/Z_{opt}$

Ainsi, en connaissant les paramètres de bruit (F_{\min}), (R_n), $\operatorname{Re}(Z_{opt})$ et $\operatorname{Im}(Z_{opt})$, la figure de bruit du circuit peut être calculé à partir de l'équation (1.10) dans le cas où le circuit est adapté à (Z_S) au lieu qu'il soit adapté à (Z_{opt}).

1.3 Transistor hyperfréquence à faible bruit

Dans les systèmes sans fil, le signal d'entrée capté par l'antenne passe d'abord par un LNA. Néanmoins, tout amplificateur ajoute du bruit au signal amplifié. Dans un LNA il est important que le bruit ajouté soit aussi faible que possible, particulièrement si les signaux à amplifier sont de faibles niveaux. Toutefois, l'évolution des technologies et les exigences du marché font en sorte que les LNAs de nos jours doivent opérer avec des performances poussées à l'extrême, notamment, une faible consommation d'énergie, une large gamme dynamique de puissance, une bonne linéarité, un gain important, etc. Autrement dit, présenter d'excellentes propriétés à faible bruit. Il est cependant nécessaire de faire un choix adéquat quant à la technologie de semi-conducteur à utiliser dans la conception d'un LNA.

1.3.1 Choix de la technologie de semi-conducteur

Des semi-conducteurs à faible bruit et à gain élevé sont nécessaires pour maximiser les performances d'un dispositif RF. Des composants (*front-end*) avec de bonnes caractéristiques ont été fabriqués en utilisant les technologies : bipolaires ou BiCMOS en silicium, GaAs, MESFET, HFET, HBT, et SiGe (Chang et Knovel (Firme), 2005). Le coût, les spécifications électriques et thermiques et la fréquence d'opération sont des facteurs qui peuvent déterminer le choix de la technologie pour une application particulière. La Figure 1.5 donne une idée sur

Tableau 1.1 Analyse comparatif des technologies de semi-conducteurs destinés aux applications sans fil (émetteur/récepteur RF)

Tiré de Feng et al. (2004)

Parameters	GaAs MESFET	GaAs HBT	GaAs HEMT	Si RF CMOS	SiGe HBT	InP HBT
Device speed	Good	Good	Good	Fair	Good	Excellent
Chip density	Low	High	Low	Low	High	High
Transconductance	Medium	High	High	Low	High	High
Device matching	Poor	Good	Poor	Poor	Good	Good
1/f noise	Poor	Good	Poor	Poor	Good	Good
PAE	Medium	High	High	Medium	Medium	High
Linearity	High	High	High	Low	Medium	High
Output conductance	Medium	Low	Medium	High	Low	Low
Integration level	MSI, Lsi	MSI, Lsi	MSI, Lsi	VLSI	LSI, VLSI	MSI, Lsi
Breakdown voltage	High	High	High	Medium	Medium	High
Possible primary application in RF transceivers	VCO, Mixer, Switches	PA, Pre-amp, Gain blocks, Oscillator amps.	LNA, Gain blocks, Switches	Back end logic control, Switches, Mixers	LNA, PA, Gain blocks,	PA, LNA, VCO

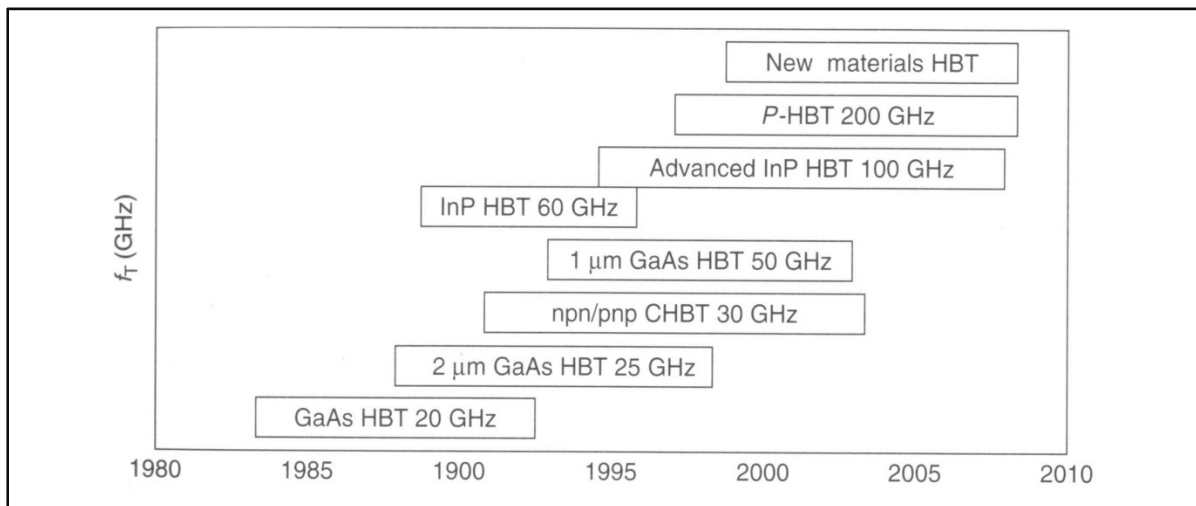


Figure 1.6 Évolution de la technologie HEMT
Tirée de Chang, Bahl et Nair (2002, p. 71)

Dans la conception d'un LNA, l'objectif principal est d'optimiser le NF. Une comparaison des NFmin pour différentes technologies de semi-conducteurs est illustrée à la Figure 1.7. On constate que le GaAs pHEMT figure parmi les choix les mieux adaptés à la conception d'un LNA, particulièrement pour des fréquences inférieures à 30 GHz.

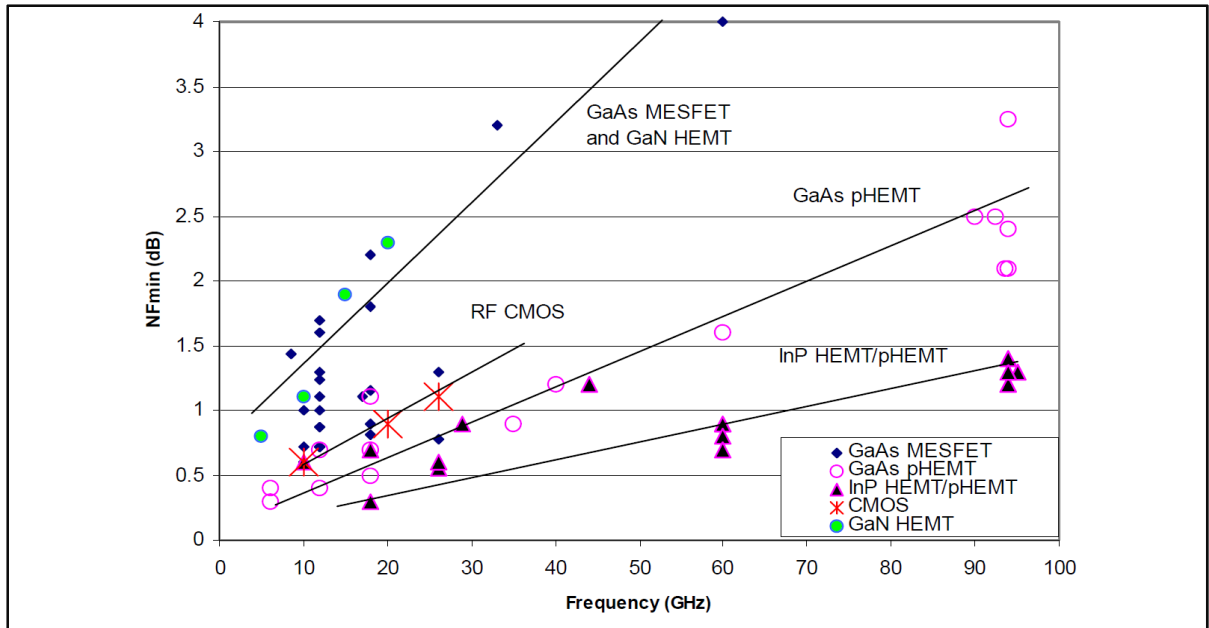


Figure 1.7 Comparaison NFmin pour les transistors de différentes technologies
Tirée de Barnes et al. (2005)

Finalement, le Tableau 1.2 confirme que le GaAs pHEMT présentant une figure de bruit de 0.4 dB et un gain de 16 dB, fait partie des meilleurs choix appropriés à la conception d'un LNA.

Tableau 1.2 Comparaison en NFmin pour différents transistors @ 10 GHz
Tirée de Bahl, I. J. (2009, p. 85)

Paramètre	GaAs FET	GaAs pHEMT	GaAs HBT	InP HBT
Longueur grille/émetteur (μm)	0.4	0.25	2.0	2.0
Gain (dB)	12.6	16.0	14.7	16.1
NFmin (dB)	0.8	0.4	1.0	1.5
Voltage (V)	3	2	2	2

1.3.2 Comportement faible bruit d'un FET

Les principales sources de bruit dans un composant actif sont (Nougier, 1987) :

- **Bruit de grenaille** : dû à l'émission d'électrons, à partir de la cathode, à des instants aléatoires.
- **Bruit de diffusion** : dû aux fluctuations des vitesses des porteurs.
- **Bruit de génération-recombinaison** : dû aux fluctuations de la densité des porteurs.
- **Bruit de Flicker** : résulte de la contribution de différents processus aléatoires encore indéterminés. Ce bruit n'est pris en compte qu'aux basses fréquences ≤ 10 Hz où il a été constaté que sa densité spectrale évolue en $1/f$.

Un circuit équivalent du bruit d'un FET à montage source commun est illustré à la Figure 1.8. Ce schéma modélise la contribution en bruit d'un composant actif (Liechti, 1976). Le modèle est composé d'éléments intrinsèques et d'éléments extrinsèques.

Les éléments intrinsèques : sont les éléments résistif et capacitif associés aux jonctions où se situe physiquement la région d'opération principale du transistor.

- **C_{gs} la capacité entre la grille et la source** : décrit l'interaction capacitive entre la grille et la source. Sa valeur est majoritairement déterminée par la partie de la capacité de la zone de charge d'espace de la jonction Schottky grille-source (Statz et al., 1987).

$$C_{gs} = \left[\frac{\partial Q}{\partial V_{gs}} \right]_{V_{gd} = \text{Cste}} \quad (1.11)$$

- **R_i la résistance de charge associée** : le caractère distribué de la capacité de la grille et de la résistance du canal mène à considérer la partie du canal sous la grille comme une ligne de transmission R-C non uniforme. L'impédance d'entrée de cette ligne est équivalente à la capacité grille-source en série avec une résistance R_i .
- **g_m la transconductance** : traduit le contrôle de charge dans le canal par la tension de la grille et elle est définie comme la variation du courant I_{ds} en fonction de la tension

intrinsèque V_{gs} , c.-à-d. la différence de potentiel entre le métal de la grille à l'interface de la jonction Schottky et le semi-conducteur, avec V_{ds} constant :

$$g_m = \left[\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right]_{V_{ds}=Cste} \quad (1.12)$$

Les éléments extrinsèques : sont les éléments parasites liés à la structure du transistor.

- **R_g résistance de la grille** : a pour effet la chute de tension qui se produit dans la métallisation de la grille suivant une direction perpendiculaire au canal.
- **R_s la résistance de la source** : elle représente l'effet résistif du contact ohmique et des zones du substrat situées entre la zone active du canal et les électrodes externes de la source.

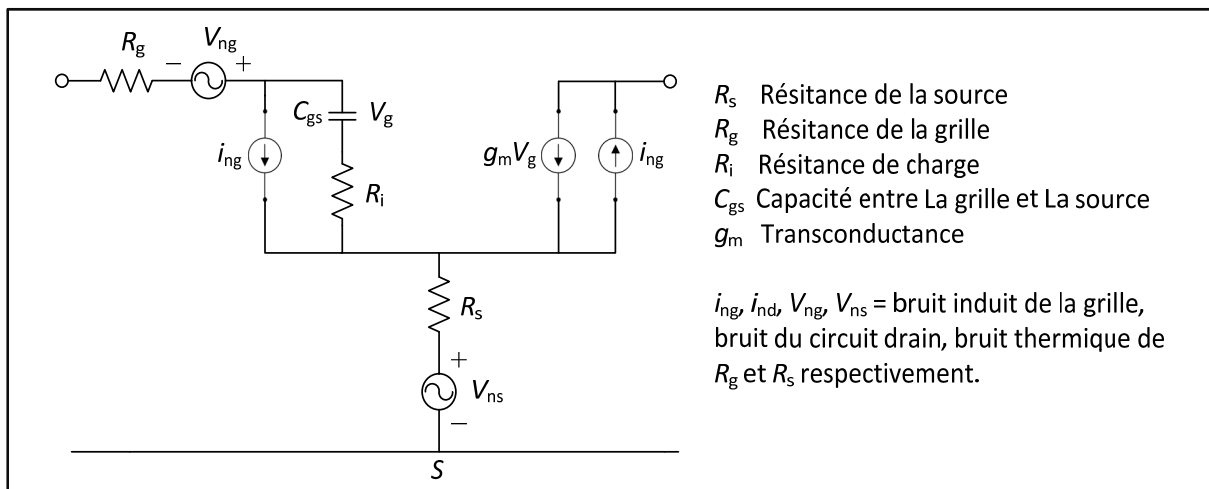


Figure 1.8 Circuit équivalent du bruit d'un FET à montage source commun
Adaptée de Chang, Bahl et Nair (2002, p. 273)

Les études théoriques et expérimentales des caractéristiques du bruit d'un GaAs MESFET ont été abordées par plusieurs chercheurs. Les équations (1.13) de (Fukui, 1979), procurent une estimation sur les paramètres de bruit du transistor :

$$\begin{aligned}
F_{\min} &= 1 + k_1 f C_{gs} \sqrt{\frac{R_s + R_g}{g_m}} \\
R_n &= \frac{k_2}{g_m} \\
R_{opt} &= k_3 \left[\frac{1}{4g_m} + R_s + R_g \right] \\
X_{opt} &= \frac{k_4}{f C_{gs}}
\end{aligned} \tag{1.13}$$

où (f) est la fréquence d'opération en GHz, k_1 , k_2 , k_3 et k_4 sont des constantes estimées à partir des mesures prises sur des transistors en micro-ondes, où : $k_1=0.016$, $k_2=0.8$, $k_3=2.2$ et $k_4=160$. Quant aux résistances (R_s) et (R_g) en (Ω), la transconductance (g_m) en (siemens) et la capacité grille-source (C_{gs}) en (picofarads) elles sont déterminées à partir des paramètres S et paramètres de bruit, généralement mesurés et donnés par le fabricant.

1.4 Linéarité d'un amplificateur

Les systèmes et les composants électroniques sont souvent assimilés à des structures linéaires, or en réalité, tous les composants, notamment le transistor, entraînent une distorsion des signaux qui les traversent. La non-linéarité engendre la dégradation de la qualité du signal dans la chaîne de communication.

1.4.1 Plage dynamique

La plage dynamique est l'une des mesures utilisées pour évaluer la linéarité d'un amplificateur. Elle représente la plage de puissance, délivrée par l'amplificateur, pour laquelle celui-ci amplifie le signal de façon linéaire tout en tenant compte d'un signal minimum dû au bruit.

La Figure 1.9 illustre le comportement habituel d'un amplificateur. Le signal à l'entrée de l'amplificateur lorsqu'il atteint la puissance $P_{1dB(in)}$ génère un signal à la sortie qui est écrêté ou comprimé de 1 dB. P_{1dB} est le point pour lequel l'amplificateur cesse de fonctionner de façon linéaire. À ce point, le gain de l'amplificateur est diminué de 1 dB par rapport à sa valeur nominale.

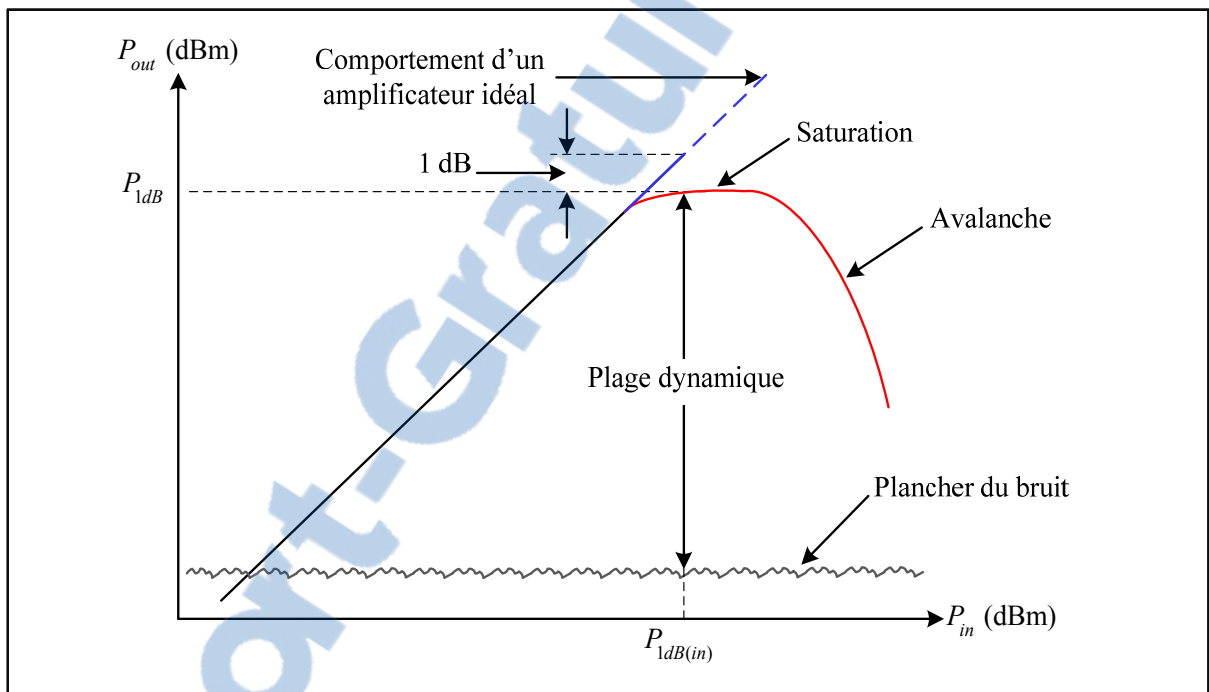


Figure 1.9 Comportement non linéaire d'un amplificateur
Adaptée de Pozar (2005, p. 506)

La plage dynamique d'un amplificateur, notée PD , est déterminée par la différence entre le niveau de puissance à la sortie P_{1dB} et le niveau de puissance du bruit (Pozar, 2005, p. 507).

$$PD = P_{1dB} - N_o \quad (1.14)$$

La puissance du bruit à la sortie d'un récepteur est donnée par (Bahl, 2009, p. 52) :

$$N_o = NF + G + 10 \log(kT) + 10 \log(B) \quad (1.15)$$

où B représente la bande passante en Hz et

$$10 \log(kT) = -174 \text{ dBm/Hz à température ambiante} \quad (1.16)$$

Alors l'équation (1.14) s'écrit comme suit :

$$PD = P_{1dB} + 174 - 10 \log(B) - NF - G \text{ (dB)} \quad (1.17)$$

1.4.2 Distorsion d'intermodulation

La distorsion d'intermodulation est un autre moyen de mesurer la linéarité d'un système. En effet, lorsque 2 signaux sinusoïdaux, à des fréquences voisines f_1 et f_2 , sont appliqués à l'entrée d'un amplificateur, la non-linéarité de ce dernier génère des harmoniques aux fréquences f_1 , f_2 et toutes les combinaisons linéaires de la forme $[\pm m \times f_1 \pm n \times f_2]$, appelées produits d'intermodulation d'ordre $(m+n)$, avec m et n des entiers positifs.

De manière générale, ce sont les produits d'ordre impair qui se trouveront dans la bande passante. Les produits les plus proches et gênants par rapport aux fréquences désirées f_1 et f_2 sont les produits d'intermodulation d'ordre 3, notées par IM3, qui apparaissent aux fréquences $[2f_1 - f_2]$ et $[2f_2 - f_1]$. Ces produits d'intermodulation qui dérangent le signal utilise sont difficiles à rejeter par un filtre.

La Figure 1.10 montre les signaux de sortie utiles, de puissance P_{O1} , et les produits d'intermodulation indésirables d'ordre 3 qui sont au niveau de puissances P_{O3} .

La différence entre ces deux niveaux de puissance définit la réjection, notée par R , où :

$$R = P_{O1} - P_{O3} \text{ en dB} \quad (1.18)$$

Le point d'intersection des produits d'intermodulation d'ordre 3, noté par IP_3 est l'ordonnée du point d'intersection des deux droites obtenues en prolongeant les parties linéaires des deux courbes P_{O1} et P_{O3} tel qu'illustré par la Figure 1.11.

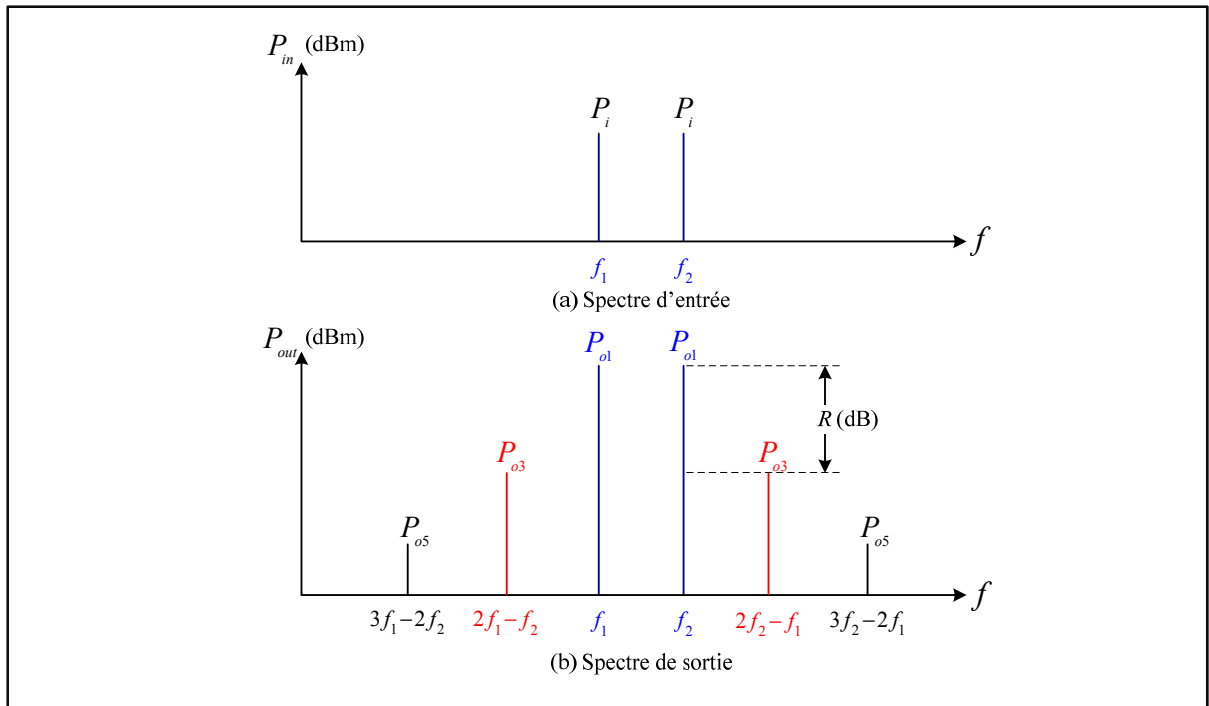


Figure 1.10 Spectre (a) de l'entrée et (b) de la sortie d'un amplificateur non linéaire, avec des signaux identiques appliqués à l'entrée à des fréquences f_1 et f_2

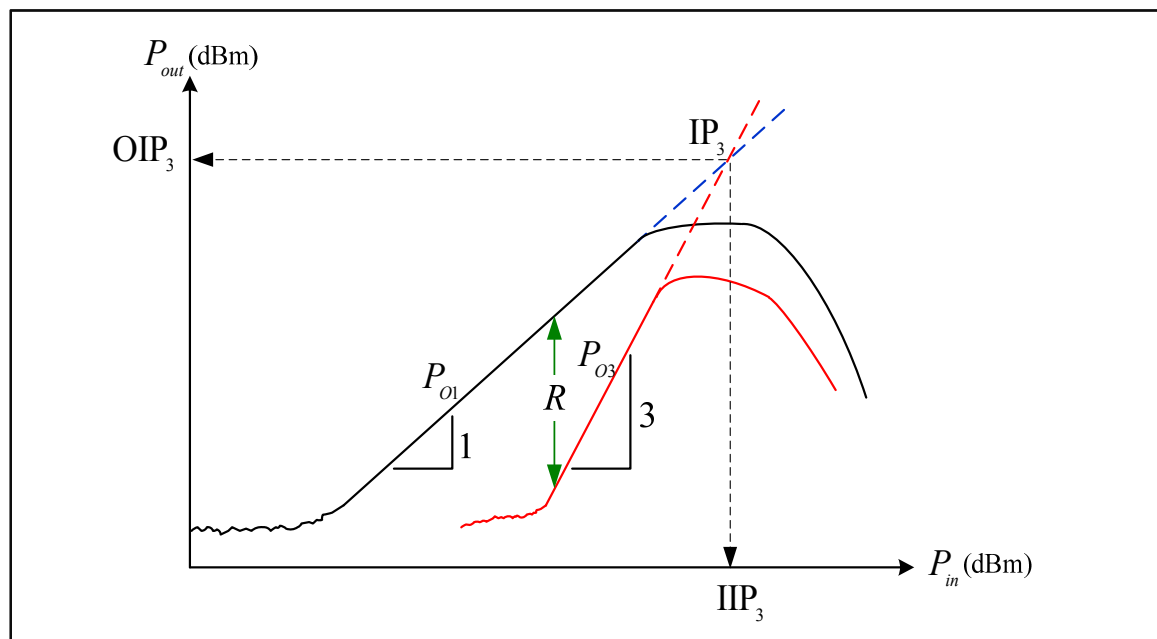


Figure 1.11 Variation de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée d'un amplificateur non linéaire et son produit d'intermodulation d'ordre 3



P_{O1} est liée par le gain à la puissance appliquée à l'entrée de l'amplificateur, P_i :

$$P_{O1} = P_i + G \text{ (dBm)} \quad (1.19)$$

La relation entre les points d'interception à l'entrée IIP_3 et à la sortie OIP_3 , du troisième ordre, est dérivée des équations suivantes (Chang et Knovel (Firme), 2005, p. 5398) :

$$IIP_3 = \frac{R}{2} + P_i \text{ (dBm)} \quad (1.20)$$

$$OIP_3 = \frac{R}{2} + P_{O1} \text{ (dBm)} \quad (1.21)$$

$$\text{où : } OIP_3 = IIP_3 + G \text{ (dBm)} \quad (1.22)$$

1.5 Conception d'un amplificateur à faible bruit

Dans le design d'un amplificateur, on trouve principalement trois approches de conception :

- 1 - Une conception pour un gain maximum en régime petit signal. Dans ce cas de figure l'adaptation est accomplie aux conjugués des charges, $\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$ et $\Gamma_{out} = \Gamma_C^*$, calculés à l'aide des paramètres S, pour assurer le transfert maximal de puissance en régime petit signal.
- 2 - Une conception pour un maximum de puissance en sortie, dans ce cas de figure la droite de charge en sortie est optimisée pour maximiser la puissance à la fréquence fondamentale (Cripps, 1999, p. 12).
- 3 - Une conception pour un bruit minimum, dans ce cas de figure l'adaptation est calculée suivant le coefficient réflexion minimum de bruit $\Gamma_S = \Gamma_{opt}$, le bruit est ainsi minimisé aux dépens du gain.

Cependant, l'apparence simple de la structure d'un LNA est trompeuse. En effet, l'architecture à vue d'œil paraît facile à concevoir, mais les compromis du design compliquent la conception. D'une part, l'adaptation simultanée, au bruit à l'entrée et au gain à la sortie, engendre des réseaux d'adaptation plus complexes. D'autre part, la plage

dynamique à atteindre est souvent limitée par la faible tension d'alimentation utilisée et le maximum de consommation en courant permis. Entre autres, le LNA doit fournir un gain suffisant, c'est-à-dire, de sorte à réduire au minimum les contributions au bruit des dispositifs qui suivent dans la chaîne d'amplification. Néanmoins, le gain maximal tolérable est limité par les besoins de linéarité de la chaîne de réception (Chang et Knovel (Firme), 2005). En résumé, les points importants à prendre en considération dans le design d'un amplificateur à faible bruit sont : la stabilité, la figure de bruit, le gain en puissance, la largeur de bande et la consommation en puissance DC.

Dans la plupart des conceptions, le minimum de bruit, le maximum de gain en puissance, la stabilité et les coefficients de réflexion ou le taux d'onde stationnaire (TOS) ne peuvent s'accorder pour les mêmes impédances de source (Z_S) et de charge (Z_C) présentées respectivement à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur. Toutefois, du moment que le facteur de bruit est le paramètre à optimiser dans la conception d'un LNA, on est souvent confronté au compromis du choix d'impédances à présenter. Ce qui engendre des sacrifices dans les performances du gain et des adaptations à l'entrée et à la sortie. L'abaque de Smith nous permet de visualiser et faire le choix approprié pour optimiser la figure de bruit, sans pour autant trop détériorer les autres performances en gain et en adaptation. Pour cela, il faut tracer les cercles de bruit, les cercles de gain et les cercles de stabilité sur le même abaque, tel que présenté à la Figure 1.12, et ainsi avoir une idée plus claire sur le choix des impédances à présenter à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur.

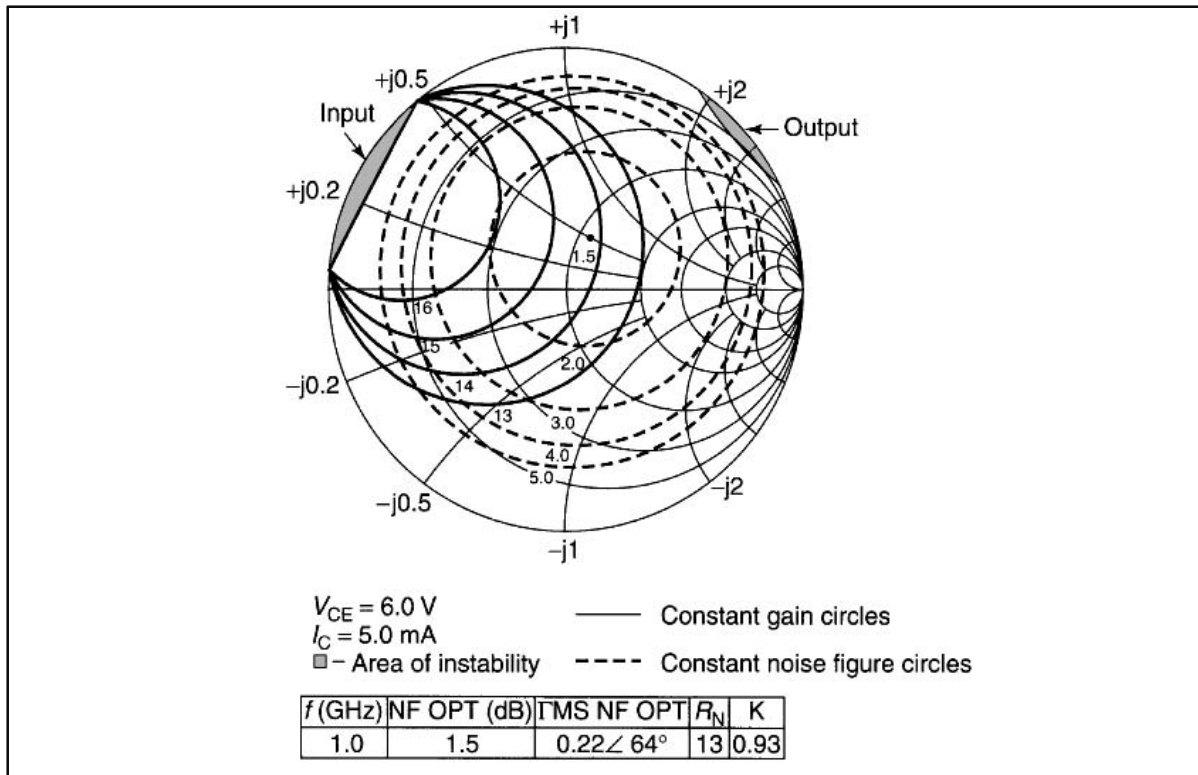


Figure 1.12 Abaque de Smith montrant les cercles de gains, les cercles de bruit et les cercles de stabilité, pour le choix optimum des impédances
Tirée de Chang, Bahl et Nair (2002, p. 293)

1.5.1 Stabilité d'un amplificateur

La stabilité est l'un des critères les plus importants à considérer durant la conception d'un circuit d'amplification RF. La stabilité d'un amplificateur représente sa résistance à l'oscillation. Elle peut être déterminée à partir des paramètres S, du réseau d'adaptation à l'entrée et à la sortie et des terminaisons du circuit. On définit deux types de stabilité : conditionnelle et inconditionnelle. Un réseau à deux ports, tel qu'illustré par la Figure 1.13, est dit inconditionnellement stable à une fréquence donnée (f), si les parties réelles des impédances (ou résistances) vues à l'entrée (Z_{in}) et à la sortie (Z_{out}) du circuit sont positives pour les terminaisons passives de la source (Z_S) et de la charge (Z_C).

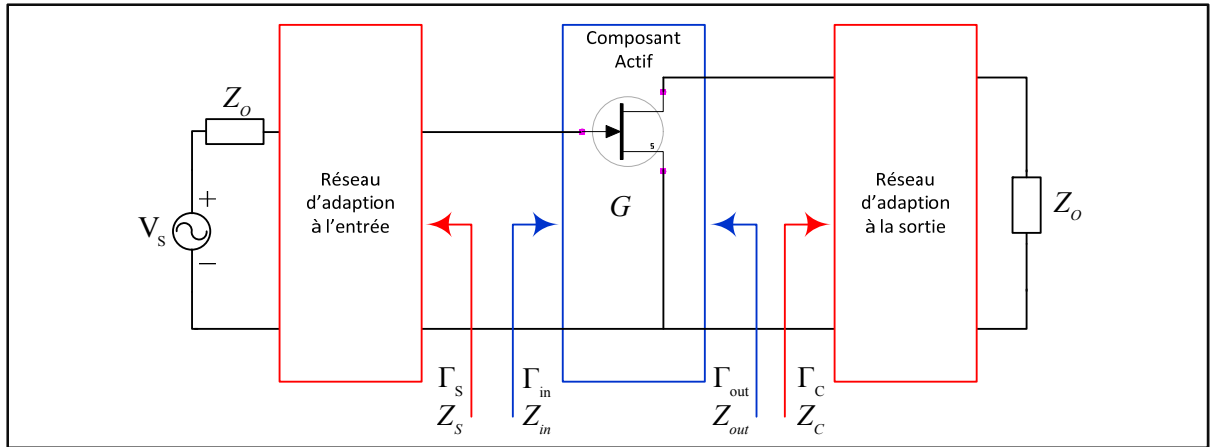


Figure 1.13 Schéma bloc d'un circuit d'amplification RF montrant les différents coefficients de réflexion vs impédances
Adaptée de Gonzalez (1997)

Les exigences de la stabilité inconditionnelle sont résumées par les équations de (Chang et Knovel (Firme), 2005, p. 2373) :

$$|\Gamma_s| \leq 1 \text{ et } |\Gamma_c| \leq 1 \quad (1.23)$$

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_c}{1 - S_{22}\Gamma_c} \right| < 1 \quad (1.24)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{22}\Gamma_s} \right| < 1 \quad (1.25)$$

Un amplificateur est conditionnellement stable si les parties réelles des impédances, vues à l'entrée (Z_{in}) et à la sortie (Z_{out}) de l'amplificateur, sont supérieures à zéro pour certaines valeurs positives des parties réelles des impédances de la source (Z_s) et de la charge (Z_c), à une fréquence spécifique. Dans ce cas-ci, il est possible que le circuit d'amplification ne fonctionne pas correctement, ou qu'il oscille à une autre fréquence. C'est pour cela que lors de la conception d'un amplificateur, il est recommandé de s'assurer que le circuit soit stable pour toutes les fréquences, ce qui peut être difficile à obtenir en pratique.

Les conditions nécessaires et suffisantes pour une stabilité inconditionnelle peuvent être énoncées sous la forme des équations suivantes (Gonzalez, 1997, p. 221), qui sont plus pratiques :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (1.26)$$

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (1.27)$$

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (1.28)$$

où $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$

On peut démontrer que de façon équivalente, il faudrait que les deux conditions suivantes soient satisfaites :

$$K > 1 \quad (1.29)$$

$$|\Delta| < 1 \quad (1.30)$$

1.5.2 Cercles de stabilité

Le moyen pratique de déterminer les régions de stabilité et d'instabilité d'un amplificateur, consiste à utiliser les cercles de stabilité, qui sont dérivés à partir des conditions aux limites de l'équation (1.23) où $|\Gamma_s| = |\Gamma_c| = 1$, pour lesquelles l'amplificateur devient instable. Les rayons et centres des cercles de stabilité à l'entrée sont donnés par (Gonzalez, 1997, p. 218) :

$$r_s (\text{rayons des cercles } \Gamma_s) = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (1.31)$$

$$C_s (\text{centres des cercles } \Gamma_s) = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (1.32)$$

De même, les rayons et centres des cercles de stabilité à la sortie sont donnés par :

$$r_c (\text{rayons des cercles } \Gamma_c) = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (1.33)$$

$$C_c (\text{centres des cercles } \Gamma_c) = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (1.34)$$

Les cercles dans le plan Γ_C , où $|\Gamma_{in}|=1$, sont appelés cercles de stabilité à la sortie (Figure 1.14). Quant aux cercles dans le plan de Γ_S , où $|\Gamma_{out}|=1$, ils sont appelés cercles de stabilité à l'entrée Figure 1.15. Cette technique permet de donner une idée visuelle sur la stabilité, entre autres de pouvoir distinguer les régions de stabilité et d'instabilité sur l'abaque de Smith.

Dans le cas de la stabilité inconditionnelle, il faudrait que toute impédance passive présentée à la charge ou à la source d'un réseau à deux ports soit capable de maintenir les cercles de stabilités à l'extérieur de l'abaque de Smith, que ce soit dans le plan Γ_C ou dans le plan Γ_S , tel qu'illustré par la Figure 1.16.

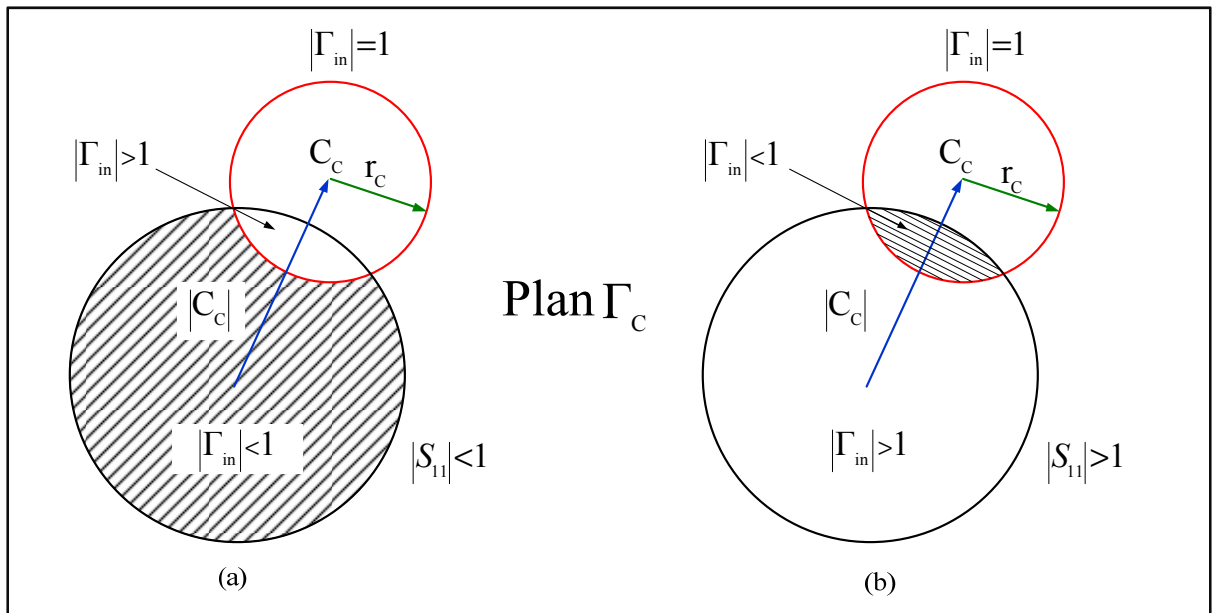


Figure 1.14 Abaques de Smith montrant les régions de stabilité (hachurée) et d'instabilité dans le plan Γ_C (a) cas $|S_{11}| < 1$ (b) cas $|S_{11}| > 1$

Adaptée de Chang, Bahl et Nair (2002)

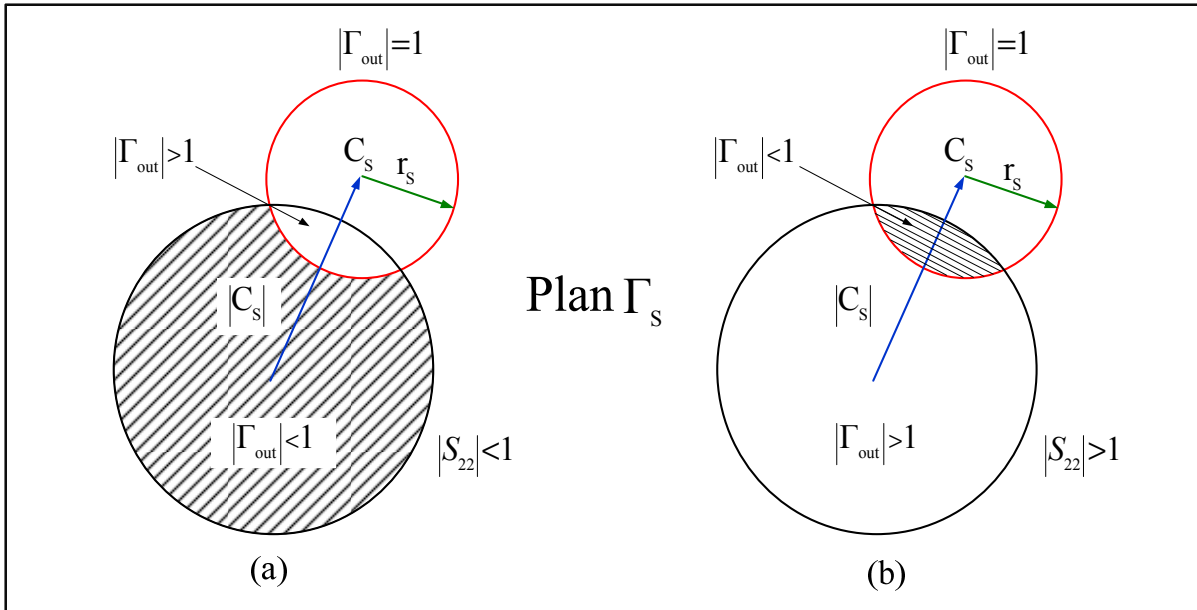


Figure 1.15 Abaques de Smith montrant les régions de stabilité (hachurée) et d'instabilité dans le plan Γ_s (a) cas $|S_{22}| < 1$ (b) cas $|S_{22}| > 1$

Adaptée de Chang, Bahl et Nair (2002)

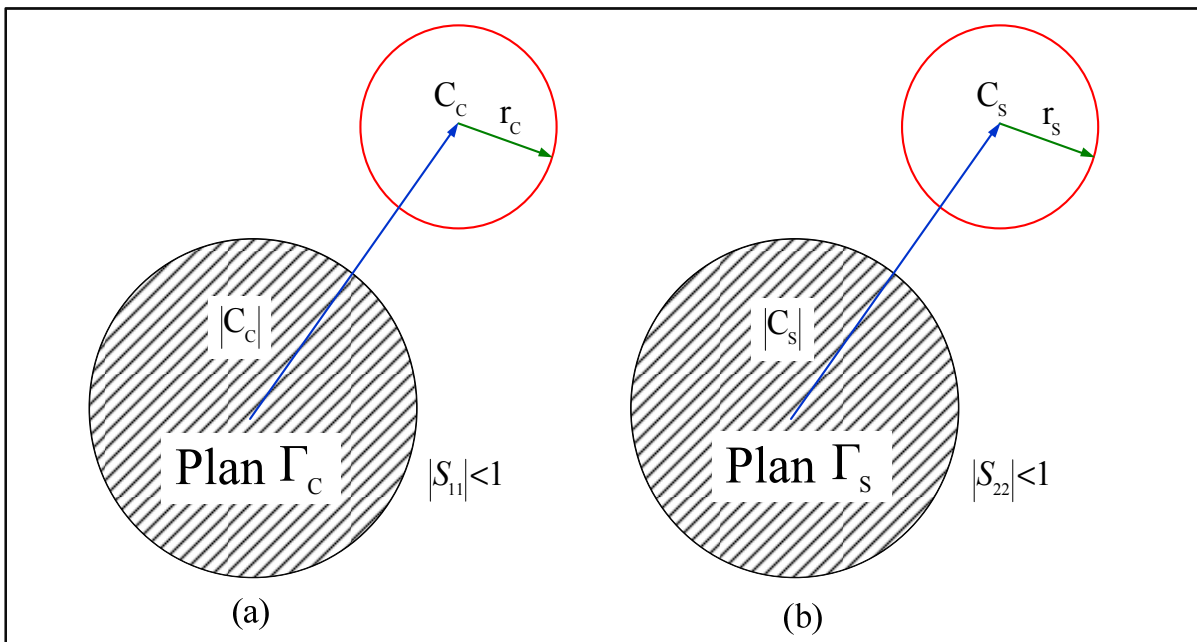


Figure 1.16 Abaques de Smith montrant les cercles de stabilité pour un amplificateur inconditionnellement stable

(a) dans le plan Γ_c cas $|S_{11}| < 1$, (b) dans le plan Γ_s cas $|S_{22}| < 1$

Adaptée de Chang, Bahl et Nair (2002)

1.5.3 Facteur de stabilité

Un troisième critère de stabilité a été développé par (Edwards et Sinsky, 1992). Autre que les critères de stabilité se basant sur les deux équations (1.29) et (1.30) et les cercles de stabilité, ce nouveau facteur de stabilité désigné par μ est défini par les équations suivantes :

$$\mu_{in} = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{21} S_{12}|} \quad (1.35)$$

$$\mu_{out} = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - S_{22}^* \Delta| + |S_{12} S_{21}|} \quad (1.36)$$

Pour qu'un système soit stable à l'entrée et à la sortie respectivement, il faut que :

$$\mu_{in} > 1 \quad (1.37)$$

$$\mu_{out} > 1 \quad (1.38)$$

Plus μ est grand par rapport à 1, plus le système est robuste en terme de stabilité.

Ce facteur sera utilisé ultérieurement, dans le chapitre 5, où la stabilité de notre modèle sera validée par ce facteur en simulations.

1.5.4 Cercles de bruit

La figure de bruit d'un amplificateur est donnée par l'équation suivante :

$$F = F_{min} + \frac{4R_n}{Z_o} \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)|1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (1.39)$$

qui est dérivée de l'équation (1.10) et exprimée en termes de coefficients de réflexion (Γ_s) et (Γ_{opt}), où les valeurs de (F_{min}), (Γ_{opt}) et (R_n) sont les paramètres de bruit du transistor, donnés par le manufacturier. Les cercles de bruit, où la figure de bruit est constante, sont tirés de l'équation (1.39), où les centres (C_F) et rayons (r_F) de ces cercles sont définis comme suit :

$$C_F = \frac{\Gamma_{\text{opt}}}{1 + N_B} \quad (1.40)$$

$$r_F = \frac{\sqrt{N_B^2 + N_B (1 - |\Gamma_{\text{opt}}|^2)}}{1 + N_B} \quad (1.41)$$

où

$$N_B = \frac{Z_O}{4R_n} (F - F_{\min}) |1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 \quad (1.42)$$

On constate que dans le cas où $F = F_{\min}$ cela implique que $C_F = \Gamma_{\text{opt}}$, ce qui signifie que le centre du cercle est (Γ_{opt}) de rayon $(r_F = 0)$.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, les notions de base sur la conception d'un amplificateur à faible bruit ont été rassemblées. La première section du chapitre est consacrée au choix de la technologie de semi-conducteur pour une application spécifique, notamment les amplificateurs à faible bruit. Par la suite, les éléments, faisant partie de la théorie fondamentale du design d'un amplificateur faible bruit, entre autres, la figure de bruit, la linéarité et la stabilité d'un amplificateur ont été passées en revue.

CHAPITRE 2

ÉTAT DE L'ART DES AMPLIFICATEURS À FAIBLE BRUIT

2.1 Introduction

Il existe différentes façons de concevoir un amplificateur à faible bruit. Suivant son application, un amplificateur peut être conçu à bande étroite ou à large bande. Ce chapitre présente un état de l'art des amplificateurs à faible bruit ainsi que des coupleurs hybrides. Tel que défini par l'organigramme illustré par la Figure 2.1, la première section du chapitre donne une idée sur les topologies fréquemment adoptées dans la conception d'un LNA. Étant donné que notre intérêt est focalisé sur les amplificateurs larges bandes, l'architecture de la structure balancée d'un LNA est définie avec plus de détail, incluant ses avantages et ses inconvénients. Le chapitre est clôturé par une description des principales structures couramment adoptées dans la conception d'un coupleur hybride, notamment, le coupleur de lange, le coupleur à branches et le coupleur à lignes couplées.

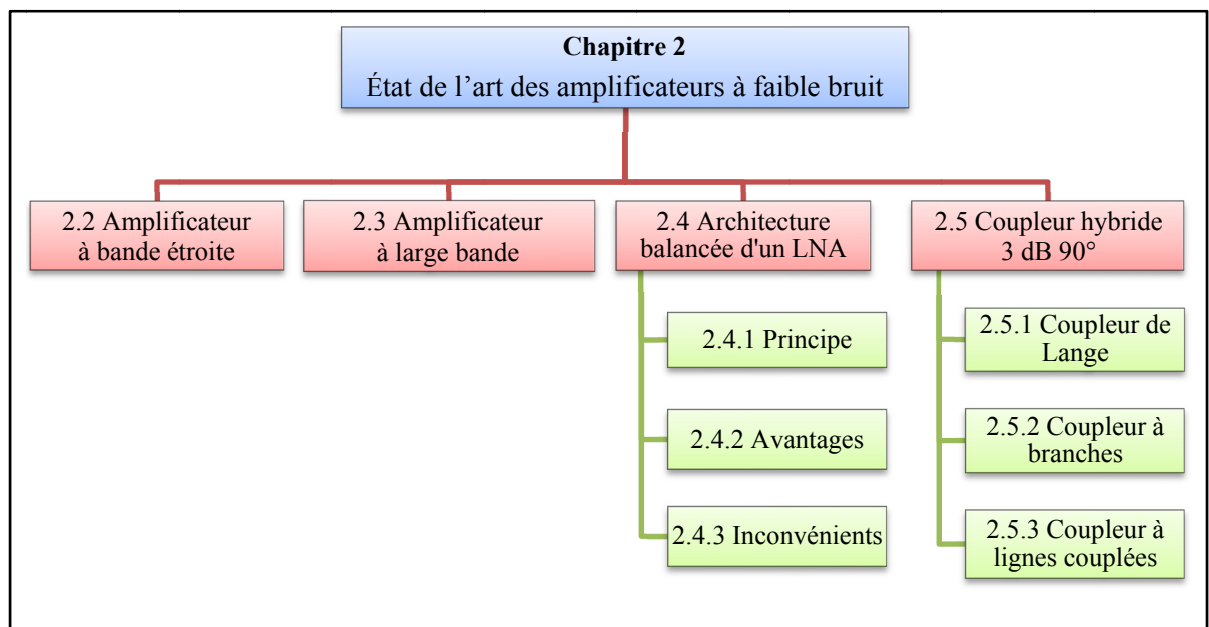


Figure 2.1 Organisation du chapitre

2.2 Amplificateur à bande étroite

Les amplificateurs à bande étroite ont typiquement une largeur de bande 10% moins que la fréquence centrale (Chang, Bahl et Nair, 2002). La plupart des amplificateurs conçus pour les communications mobiles entrent dans cette catégorie. Ces types d'amplificateurs peuvent être divisés en amplificateurs de puissance et amplificateurs à faible bruit. Chacun adopte une méthodologie différente suivant les besoins spécifiques. Dans le cas d'un amplificateur à faible bruit, avoir le minimum de bruit est plus important que de fournir un gain maximum. Les paramètres du bruit de l'amplificateur sont inclus dans la fiche technique fournie par le fabricant. La Figure 2.2 montre un schéma bloc d'un amplificateur à faible bruit à bande étroite.

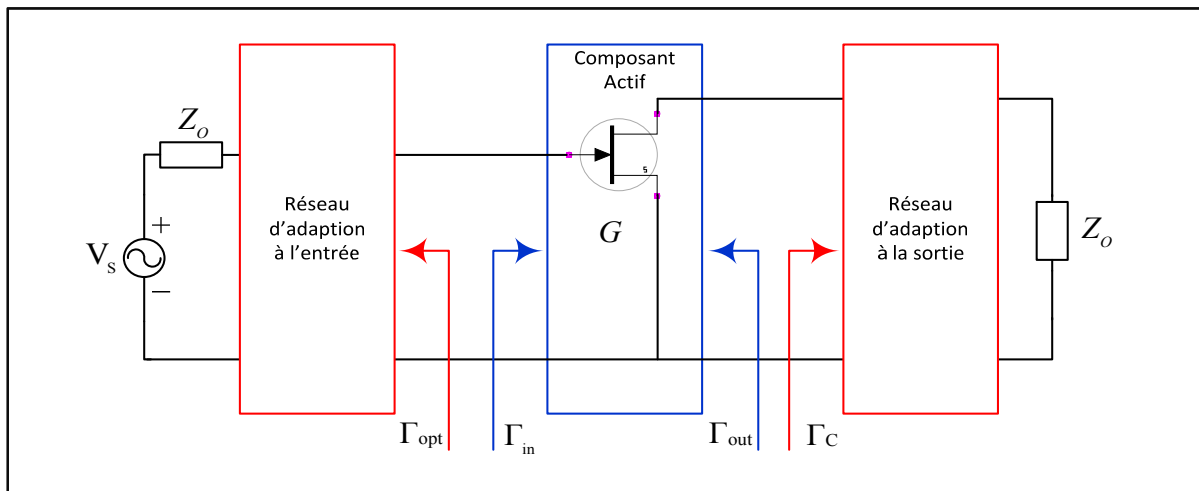


Figure 2.2 Schéma bloc d'un amplificateur RF avec une configuration qui favorise l'adaptation au bruit minimum

La méthodologie de conception est similaire à celle utilisée pour un gain en puissance maximal (Gonzalez, 1997), sauf que dans ce cas, on favorise l'adaptation du coefficient de réflexion vu vers la source (générateur) pour un facteur de bruit minimum.

2.3 Amplificateur à large bande

L'amplificateur faible bruit à large bande est utilisé dans des applications micro-ondes. La technique de conception d'un LNA large bande est beaucoup plus complexe que celle d'un LNA à bande étroite. Les circuits d'adaptation doivent être conçus de telle sorte à maintenir un gain constant sur toute la bande de fréquences d'opérations. Cela n'est guère facile à concevoir étant donné que les paramètres S du transistor varient en fonction de la fréquence. Pour cela, plusieurs approches ont été développées afin de rencontrer les spécifications du cahier des charges. Parmi ces approches, on cite :

- **L'amplificateur à contre-réaction** : cette technique est spécialement utilisée pour compenser l'affaiblissement (*roll-off*) du dispositif (Reiha et Long, 2007).
- **Amplificateur distribué** : cette technique permet de concevoir des amplificateurs très large bande et à gain élevé; sa structure permet de s'affranchir des fréquences de coupure introduites par les capacités d'entrée et de sortie du transistor (Moez et Elmasry, 2008).

Dans ce projet, notre intérêt est focalisé sur la topologie d'un amplificateur à structure balancée. La section qui suit décrit son architecture, son principe de fonctionnement et ses avantages qui ont influencé le choix d'adopter cette structure pour notre application.

2.4 Architecture Balancée d'un LNA

La difficulté d'atteindre une bonne adaptation au port d'entrée d'un LNA est affranchie en utilisant la structure balancée. Cette topologie a été introduite pour la première fois par Bell Labs en 1965 (Eisele, Engelbrecht et Kurokawa, 1965; Engelbrecht et Kurokawa, 1965).

En technologie micro-ruban, le coupleur de lange (Lange, 1969) est souvent utilisé pour garantir un couplage de 3 dB sur une large bande de fréquence. La bande passante du coupleur, qui peut atteindre deux octaves, détermine la bande passante de l'amplificateur balancé (Gonzalez, 1997). L'amplificateur balancé est un moyen pratique pour concevoir un amplificateur large bande qui offre un gain raisonnablement plat et un bon TOS en entrée et en sortie.

2.4.1 Principe

L'architecture balancée d'un amplificateur faible bruit est donnée par la Figure 2.3. Le concept de base est d'utiliser deux amplificateurs identiques à faible bruit A et B, qui seront insérés entre deux coupleurs hybrides 3 dB identiques. Le coupleur à l'entrée divise la puissance du signal d'entrée RF_{In} en parts égales (perte de 3 dB) entre chacune des deux branches liées aux deux amplificateurs A et B, avec un déphasage de 90° . Le coupleur à la sortie combine (gain de 3 dB) en RF_{Out} les deux signaux amplifiés par chacun des deux amplificateurs. Les ports isolés des coupleurs sont terminés par des charges de $50\ \Omega$ pour absorber les signaux réfléchis par les amplificateurs.

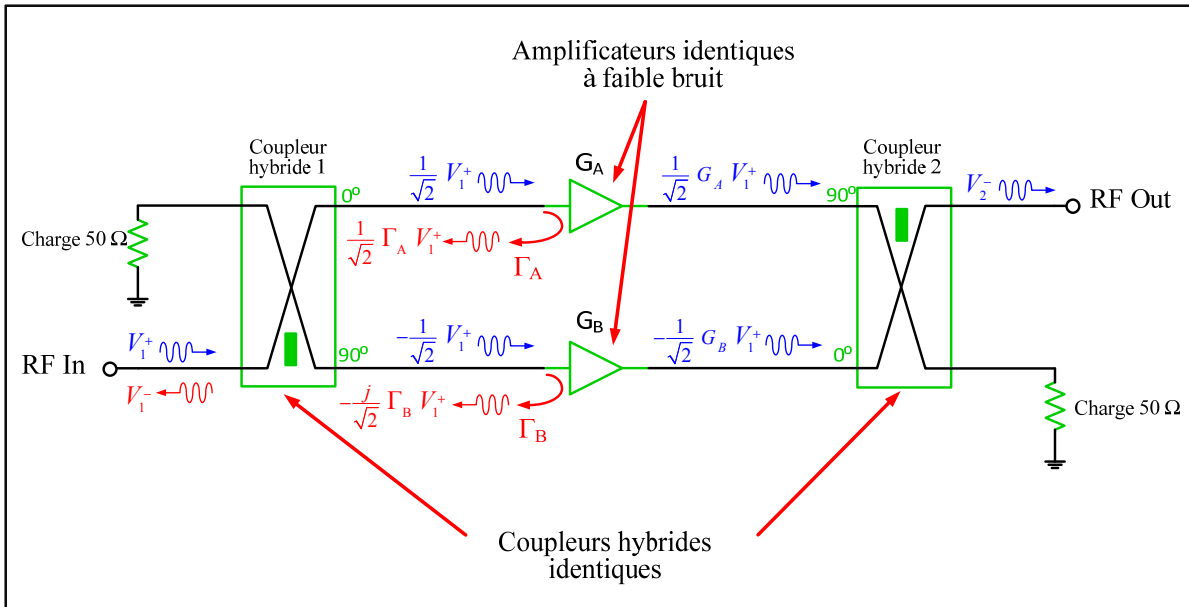


Figure 2.3 Architecture d'un LNA balancé
Adaptée de Pozar (2005, p. 562)

En utilisant les paramètres S du coupleur et les annotations de la Figure 2.3, le gain de la structure est calculé comme suit :

$$S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} = \frac{\frac{-j}{\sqrt{2}} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} G_A V_1^+ \right) + \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{-j}{\sqrt{2}} G_B V_1^+ \right)}{V_1^+} = \frac{-j}{2} (G_A + G_B) \quad (2.1)$$

Dans notre cas, les deux amplificateurs A et B sont identiques, ce qui implique que les gains en tension; $G_A = G_B = G$.

Ainsi, l'équation (2.1) se résume à :

$$S_{21} = -j G \quad (2.2)$$

D'où :

$$\text{Gain de la structure} = 20 \log(|S_{21}|) = 20 \log(G) \quad (2.3)$$

On conclut que le gain en puissance de l'ensemble est le même gain que celui de chacune des deux branches individuelles. De la même façon, le facteur de bruit de la structure est calculée comme suit :

$$\text{Facteur de bruit de la structure} = \frac{F_A + F_B}{2} \quad (2.4)$$

Étant donné que les deux amplificateurs A et B sont identiques, alors $F_A = F_B = F$

Ainsi la figure de bruit de la structure est égale à la figure de bruit de l'une des deux branches individuelles.

Pour ce qui est du coefficient de réflexion au port d'entrée RF_{In} :

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{\frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \Gamma_A V_1^+ \right) - \frac{j}{\sqrt{2}} \left(\frac{-j}{\sqrt{2}} \Gamma_B V_1^+ \right)}{V_1^+} = \frac{1}{2} (\Gamma_A - \Gamma_B) \quad (2.5)$$

Sachant que les deux amplificateurs A et B sont identiques, alors $\Gamma_A = \Gamma_B$.

D'où $S_{11} = 0$, ce qui signifie une parfaite adaptation à l'entrée. Il en est de même pour le coefficient de réflexion au port de sortie RF_{Out} , d'où $S_{22} = 0$, ce qui signifie une parfaite adaptation à la sortie.

2.4.2 Avantages

Les principaux avantages de cette topologie sont :

- Le haut degré de stabilité;

- La puissance de sortie est le double de celle obtenue à partir d'un amplificateur à une seule branche;
- Le taux d'onde stationnaire (TOS) à l'entrée et à la sortie est assez faible, même si les amplificateurs ont des TOS élevés;
- Les amplificateurs des deux branches peuvent être optimisés individuellement, pour un gain plat ou une figure de bruit minimum, sans se soucier de l'adaptation à l'entrée ou à la sortie;
- Si l'un des deux amplificateurs tombe en panne, l'amplificateur balancé continue à fonctionner avec un gain en puissance réduit d'environ 6 dB;
- La largeur de bande peut atteindre un octave ou plus, suivant la largeur de bande du coupleur (Gonzalez, 1997);
- Les amplificateurs balancés sont faciles à cascader entre eux, du moment que chaque unité est isolé par les deux coupleurs.

2.4.3 Inconvénients

Les deux inconvénients majeurs de cette architecture sont :

- Au lieu d'alimenter un seul amplificateur, on alimente deux amplificateurs ce qui nécessite une consommation énergétique 2 fois plus que celle d'une structure à 1 étage;
- Son architecture encombrante, 2 coupleurs et 2 amplificateurs, présente un problème pour certains systèmes qui manquent d'espace.

Cependant, ce dernier inconvénient peut être surmonté, en remodelant l'architecture physique du design, de manière à l'intégrer dans une technologie de fabrication, telle que la technologie LTCC, qui offre la possibilité de miniaturiser les structures.

2.5 Coupleur hybride 3 dB 90°

Le coupleur hybride 3 dB 90° est un circuit passif qui est fréquemment utilisé dans le domaine de la radio fréquence. On le trouve intégré dans différentes applications tel que le déphaseur, le mélangeur et l'amplificateur balancé.

Il existe différentes façons de concevoir un coupleur hybride 90°. Le coupleur à lignes couplées, le coupleur de Lange et le coupleur à branches, tel qu'illustrés par la Figure 2.4, font partie des coupleurs couramment utilisés en radio fréquence.

Un coupleur hybride 90° est un système quadripôle; avec une configuration des quatre ports adaptés il permet de diviser équitablement la puissance appliquée au port d'entrée ① entre les deux ports de sorties ② (directe) et ③ (couplé), avec un déphasage de phase de 90°. Aucun signal n'est transmis au port ④ (isolé).

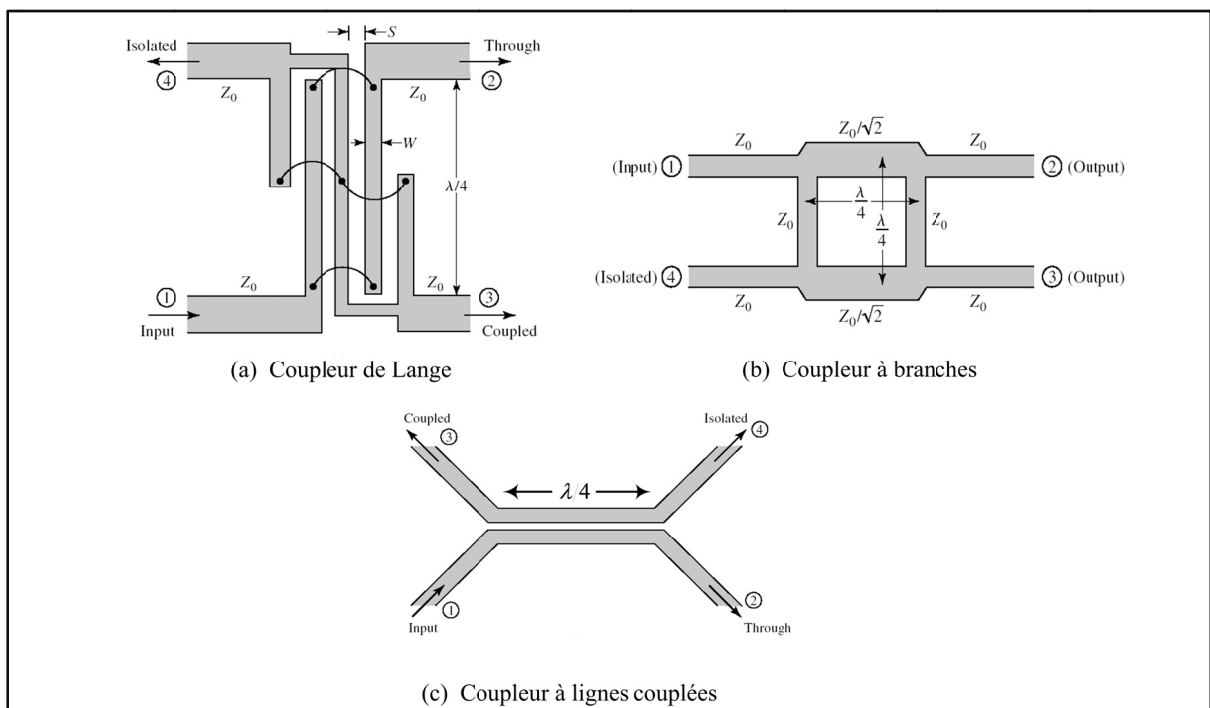


Figure 2.4 Les 3 types de coupleurs hybrides couramment utilisés en RF
Tirée de Pozar (2005, p. 333; 341 et 349)

2.5.1 Coupleur de Lange

Afin d'obtenir un coefficient de couplage pouvant varier de 3dB à 6 dB et sur une large bande de fréquence, J. Lange a mis au point une structure de coupleur interdigitale, Figure 2.4(a). La technique de couplage interdigital est utilisée pour augmenter la valeur de la capacité de couplage (Lange, 1969).

En technologie micro-ruban, du câblage par fil (*wire bonding*) est alors nécessaire pour relier au même potentiel les lignes couplées de même nature. En général, les fils du câblage introduisent des imperfections qui peuvent dégrader les performances électriques du coupleur. Aussi, ces fils sont assez fragiles et peu reproductibles. Néanmoins, ce type de coupleur reste apprécié pour les applications qui nécessitent une plage d'opération à large bande.

2.5.2 Coupleur à branches

Le coupleur à branches, Figure 2.4(b) est réalisé à l'aide de quatre tronçons de lignes de même longueur électrique $\lambda/4$, mais d'impédances caractéristiques différentes Z_0 et $\frac{Z_0}{\sqrt{2}}$, formant ainsi une structure rectangulaire, (Leighton et Milnes, 1971). La structure au complet constitue un réseau à 4 ports d'accès avec des impédances caractéristiques égales. Généralement ce type de coupleur occupe plus d'espace que le coupleur de Lange et il est plutôt conseillé pour des applications à bandes étroites.

2.5.3 Coupleur à lignes couplées

On peut réaliser un coupleur à partir de deux lignes couplées, Figure 2.4(c). Ces deux sections parallèles de ligne micro-ruban sont couplées sur une longueur physique de $\lambda/4$, (Cohn et Levy, 1984).

En injectant un signal à l'entrée d'une ligne qui se trouve à proximité d'une seconde ligne qui lui est parallèle, une partie de ce signal injecté passe sur la seconde ligne par le phénomène de couplage du champ électromagnétique. Cela est dû à la coexistence de deux modes de propagation TEM sur chacune des lignes. Ces deux modes, appelées mode paire (even mode) et mode impaire (odd mode), illustré à la Figure 2.5, présentent différentes constantes de propagation, différentes vitesses de propagation et différentes impédances caractéristiques (Hoffmann et Howe, 1987).

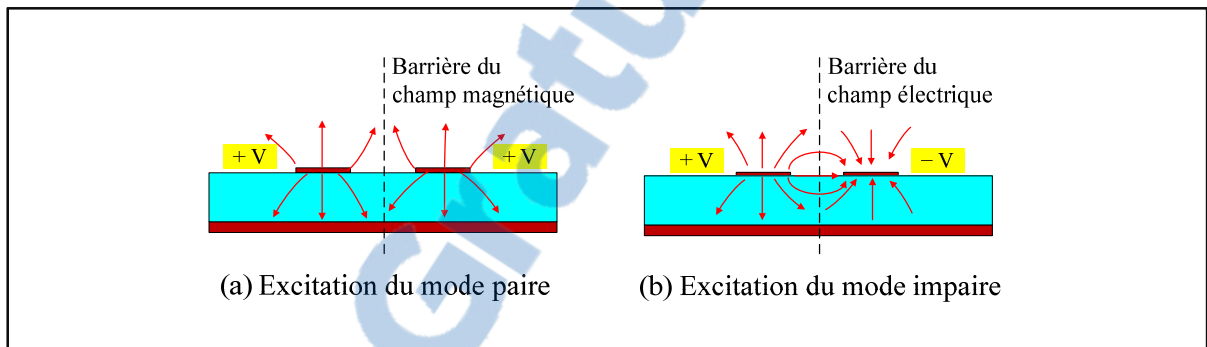


Figure 2.5 Distributions du champ électrique des deux modes d'excitation des lignes couplées en micro-ruban
Adaptée de Pozar (2005, p. 338)

Il a été démontré que le maximum de couplage est atteint lorsque la longueur physique des lignes couplées est égale à $\lambda/4$ ou $k\lambda/4$ (Cohn, 1955), où k est un nombre entier impair et

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{f_o}, \quad f_o \text{ étant la fréquence centrale. Cette longueur de ligne, } \lambda/4, \text{ crée un décalage}$$

dans la phase du signal de 90° . La valeur du couplage dépend de l'espacement entre ses deux lignes couplées ainsi que la largeur de ces lignes.

Pour concevoir un coupleur avec une impédance caractéristique Z_0 et un facteur de couplage C , les impédances caractéristiques du mode pair et impair peuvent être déterminées à partir des équations suivantes (Pozar, 2005, p. 338):

$$\begin{aligned}
Z_{0e} &= Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \\
Z_{0o} &= Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}}
\end{aligned} \tag{2.6}$$

Une fois ces impédances connues, on peut estimer la largeur et espacement des lignes couplées, à partir des graphes de conception (Bryant et Weiss, 1968). Ce type de coupleur présente une largeur de bande plus intéressante que celle du coupleur à branches, cependant il est pratiquement impossible de le fabriquer avec la plupart des technologies de fabrication. En effet, en utilisant l'outil Lincalc de ADS, on peut facilement évaluer l'espacement entre les deux lignes couplées, qui est de l'ordre de 28 μm , pour un couplage de 3 dB à la fréquence de 4 GHz, avec un substrat à constante diélectrique ($\epsilon_r = 10$) et une épaisseur de 2.5 mm.

Toutefois, il existe une autre façon de concevoir un coupleur 3 dB en utilisant des lignes couplées en 3D (*Broadside Coupled Striplines*), qui sera développé en détail au chapitre 4 de ce mémoire.

En résumé, il existe différentes topologies de conception de coupleurs hybrides 90°. Trois topologies ont été proposées et soutenues par une revue de littérature rassemblée dans le Tableau 2.1.

Dans notre cas, on est plutôt intéressé par la taille et la largeur de bande du coupleur. Plus le coupleur est petit, moins son intégration à la structure balancée est encombrante. Aussi, on prévoit de concevoir un LNA large bande, donc intégrer un coupleur hybride large bande dans la structure balancée favoriserait l'atteinte de notre objectif. Pour cela, le choix d'un coupleur à ligne couplé (*Broadside Coupled Striplines*) semble être le plus adéquat à notre application, vu qu'il présente la taille la moins encombrante et la bande de fréquence la plus large comparativement au coupleur de ligne et au coupleur à branches.

Tableau 2.1 Résumé des performances de certains coupleurs hybrides conventionnels proposés dans la littérature

Réf	ϵ_r	Topologie	Largeur de bande (GHz)	Dimensions (mm)
(Jui-Chieh, Chih-Ming et Yeong-Her, 2006)	4.4	Coupleur de lange	1	27×16
(Sung-Chan, Negra et Ghannouchi, 2009)	2.33	Coupleur à branches	0.64	17×20
(Borges Maciel, Argollo et Abdalla, 1993)	2.17	Coupleur à lignes couplées (<i>Broadside Coupled Striplines</i>)	1.7	8×4

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, les différentes topologies de conception d'un amplificateur à faible bruit ont été passées en revue. La structure balancée d'un LNA a été présentée avec plus de détails. Cette topologie, qui nécessite l'utilisation de deux coupleurs hybrides, nous permettra de concevoir un amplificateur faible bruit à large bande. Le choix du coupleur hybride à intégrer dans la conception du LNA est porté sur le coupleur à lignes couplées (*Broadside Coupled Striplines*).

CHAPITRE 3

JUSTIFICATION DU CHOIX DE L'INTÉGRATION D'UN LNA A STRUCTURE BALANCÉE EN TECHNOLOGIE LTCC

3.1 Introduction

Tel qu'étudié au chapitre précédent, l'un des inconvénients majeurs de la topologie balancée du LNA réside dans sa structure encombrante. Cette contrainte est due essentiellement à la superficie occupée par les deux coupleurs hybrides. Intégrer ces coupleurs dans une technologie de fabrication, qui permet la miniaturisation, est l'un des objectifs majeurs de ce travail de recherche.

La technologie LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic) offre la possibilité d'insérer dans le corps du substrat les circuits passifs, tels que les coupleurs hybrides, tout en procurant un support d'emballage aux composants actifs en puce, tels que les transistors. Le résultat de cette fabrication est un circuit en céramique multicouche, où les dispositions des éléments passifs et actifs sont optimisées pour une haute densité d'intégration avec des interconnexions tridimensionnelles.

Ce chapitre, tel qu'illustré par la Figure 3.1, traite en premier lieu le besoin de miniaturiser le LNA en donnant une idée sur la structure actuelle du LNA et la nouvelle structure proposée. Les motivations du choix de la technologie LTCC, pour l'implantation de la nouvelle structure, sont abordées dans la section suivante qui comprend, entre autres, une description du procédé de fabrication LTCC, un aperçu sur les différents matériaux diélectriques utilisés dans cette technologie, un portrait sur les étapes de fabrication du procédé ÉTS-LTCC et ses règles de conception. La dernière section cible les défis de l'intégration 3D en technologie LTCC et ses limitations.

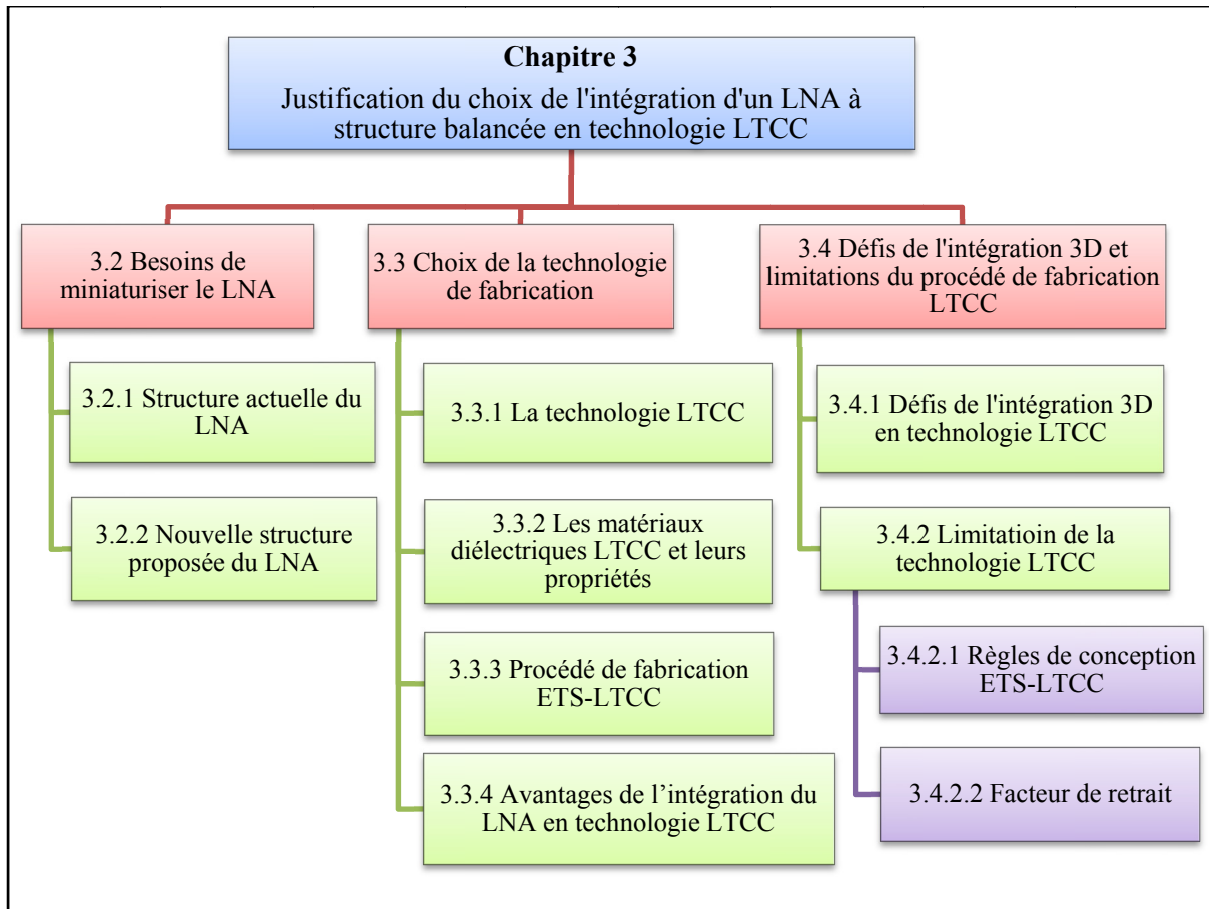


Figure 3.1 Organisation du chapitre

3.2 Besoin de miniaturiser le LNA

Notre partenaire industriel prévoit d'améliorer les performances de son récepteur radio dans la bande [4.4 GHz - 5 GHz]. Pour ce faire, des changements dans l'architecture interne de ce récepteur sont envisagés. Actuellement, le récepteur est doté d'un seul LNA. Dans la nouvelle configuration on prévoit de le remplacer par plusieurs LNAs. Pour que le bloc de LNAs prenne place dans la nouvelle génération de radio, le circuit LNA doit être miniaturisé au maximum.

3.2.1 Structure actuelle du LNA

La configuration actuelle du LNA présente une structure planaire, qui est fabriquée à base d'un circuit imprimé multicouche (*MLPCB*). Elle comprend deux coupleurs hybrides, deux transistors en boîtier, quatre circuits d'adaptation (entrée/sortie) et deux circuits distincts de polarisation. Tous ces composants discrets et circuits sont montés en surface. Un schéma bloc de ce module est représenté à la Figure 3.2.

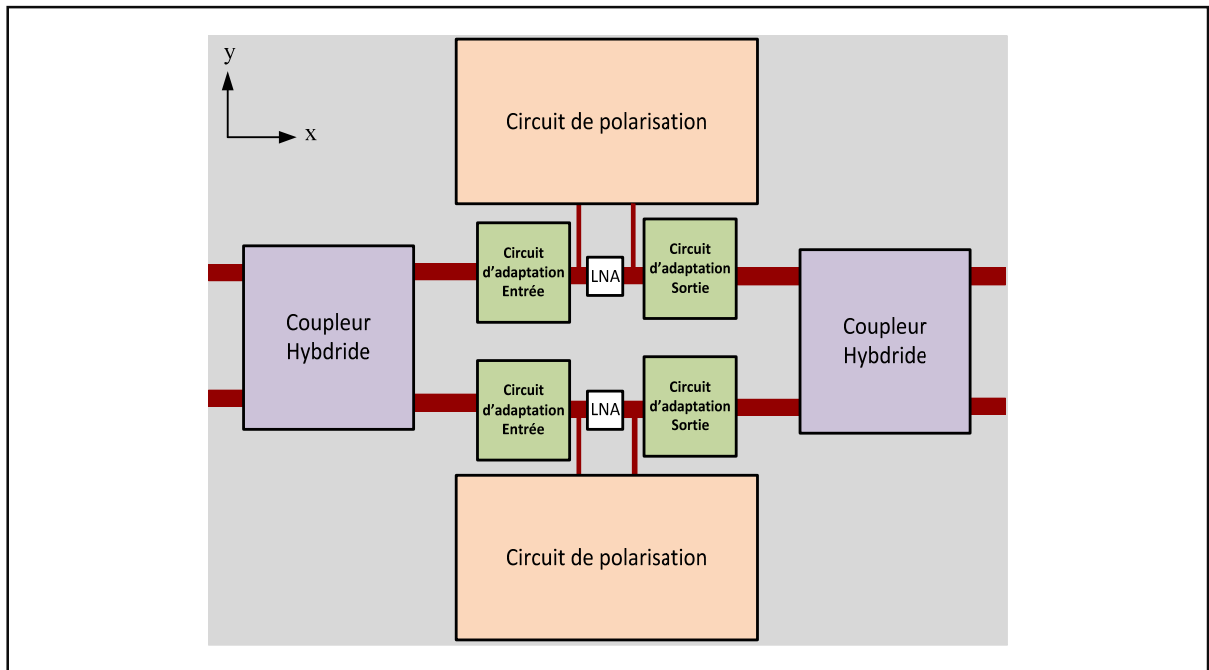


Figure 3.2 Structure actuelle du LNA

Cette dernière structure est à miniaturiser afin d'augmenter le nombre de LNA.

3.2.2 Nouvelle structure proposée du LNA

Afin de réussir à rendre plus compact le LNA, la stratégie adoptée est de remodeler la configuration planaire du LNA en une structure à trois dimensions. La Figure 3.3 schématise le potentiel de réduction des dimensions d'un dispositif à structure planaire en l'intégrant dans une structure à trois dimensions.

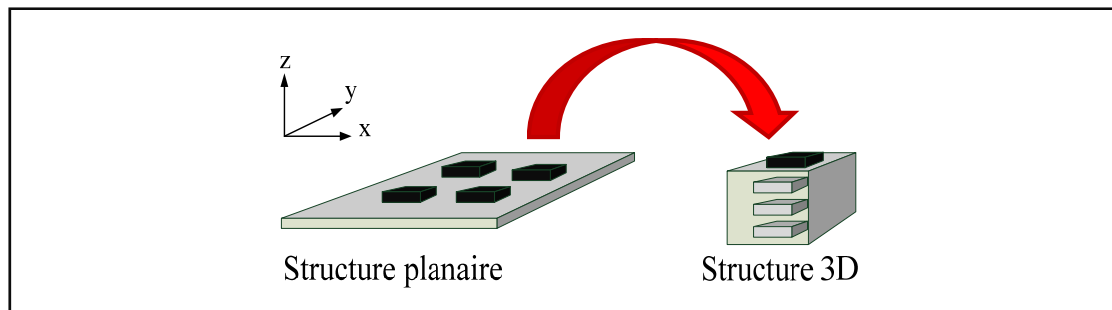


Figure 3.3 Impacte de remodeler une structure planeaire en une structure à trois dimensions

L'idée de base est d'insérer les deux coupleurs hybrides du LNA dans le corps du substrat et ainsi libérer de l'espace en surface pour placer le reste des composants. Comme on peut le constater à partir de la Figure 3.4 comparativement à la Figure 3.2, en intégrant les deux coupleurs, la superficie du LNA est considérablement réduite.

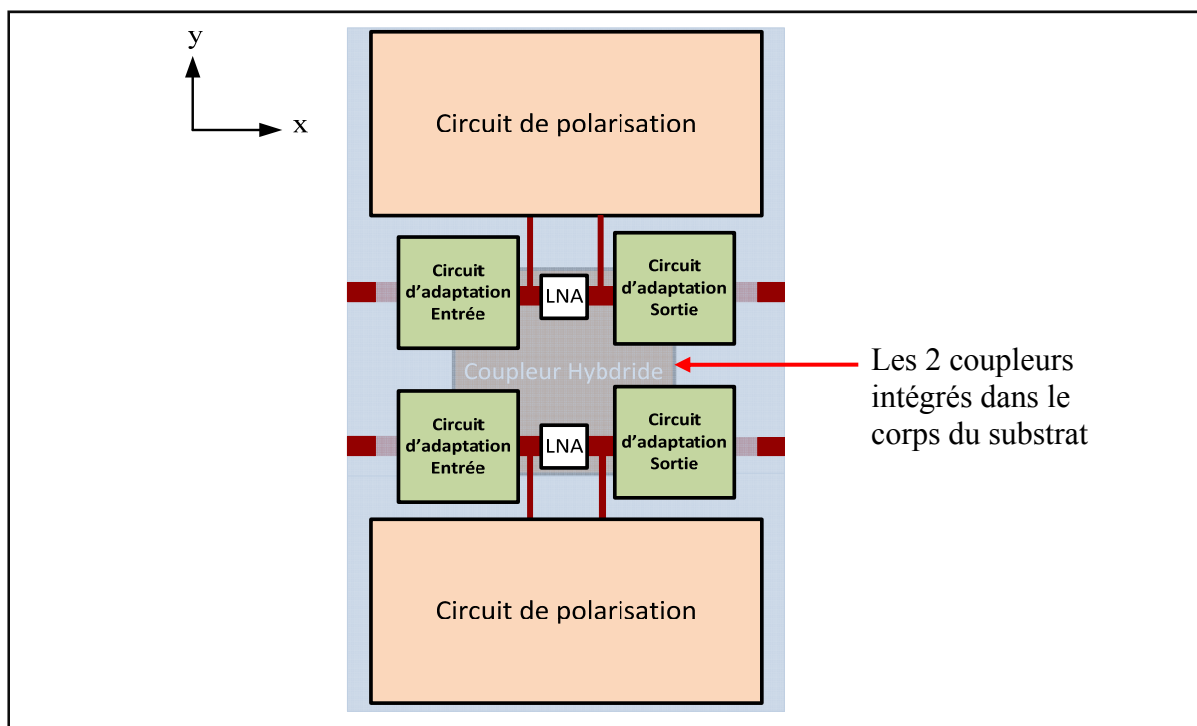


Figure 3.4 Structure proposée du LNA avec l'intégration en 3D des 2 coupleurs hybrides

Cependant, pour réussir à matérialiser cette nouvelle conception il faut choisir judicieusement le procédé de fabrication qui pourrait convenir.

3.3 Choix de la technologie de fabrication

Le choix de la technologie de fabrication dépend essentiellement du coût de la fabrication, des performances visées et du type d'application. La technologie LTCC est un procédé d'intégration des composants passifs et de mise en boîtier qui a connu une évolution rapide (Sunappan et al., 2004). Cette technologie offre une solution attrayante quant aux produits destinés aux radiofréquences et aux micro-ondes. Elle se caractérise en trois principaux volets :

- 1 - L'intégration des composants passifs;
- 2 - La mise en boîtier et l'intégration au système;
- 3 - Le faible coût de fabrication à haut volume de production.

3.3.1 La technologie LTCC

La technologie LTCC, ou céramique co-cuite à basse température est une technologie de fabrication qui a été développée durant les années 1980 (Imanaka, 2005). Le terme « basse température » fait référence à la température de cuisson qui peut atteindre 950°C, et qui est relativement faible par rapport la température de cuisson du procédé de fabrication HTCC (*High Temperature Cofired Ceramic*) qui varie entre 1400°C et 1600°C.

L'étude et la conception d'un design en technologie LTCC font appel aux deux domaines clefs de cette technologie de fabrication :

- 1- Le développement des matériaux diélectriques et leurs pâtes conductrices associées;
- 2- L'élaboration d'un procédé de fabrication à haute précision et fiabilité avec un faible coût de production.

3.3.2 Les matériaux diélectriques LTCC et leurs propriétés

Dans le développement d'un matériau diélectrique pour le LTCC, les caractéristiques électriques et thermomécaniques sont bien étudiées dans le but de produire des composants

Dans tout processus de développement d'un nouveau matériau diélectrique LTCC s'associe un processus de développement des pâtes conductrices pour différents usages :

- 1- La pâte soudable qui permet d'adhérer les fils de connexion (*wire bonding*) pour assembler des composants intégrés à grande échelle, tels que les transistors, et qui permet de souder des éléments discrets, tels que les résistances, les capacités et les inductances;
- 2- La pâte conductrice destinée au remplissage des trous d'interconnexion et la réalisation des traces des couches internes.

Afin d'assurer la co-cuisson du substrat avec des matériaux conducteurs à faible résistivité, tel que l'argent ou le cuivre, lors de la mise au point d'un nouveau matériau diélectrique LTCC, on cible des propriétés de cuisson qui permettent d'obtenir une microstructure dense et non poreuse à des températures en dessous de 950°C (Chang et Knovel (Firme), 2005).

Pour les matériaux diélectriques LTCC disponibles sur le marché, le profil de cuisson est indiqué avec précision par le fabricant. Le profil de cuisson recommandé par Dupont pour les feuilles de Dupont951, qui sera utilisé dans la fabrication du module LNA, est illustré à la Figure 3.5. Les étapes 1, 3 et 5 sont des périodes de chauffage et de refroidissement, l'étape 2 aide à brûler les solvants et les additifs organiques. Ainsi dans le produit cuit il ne doit rester que le matériau en céramique. Les solvants et les additifs doivent être éliminés durant le processus de cuisson. Ces derniers ingrédients sont ajoutés pour faciliter la fabrication du rouleau de feuilles LTCC avec une épaisseur et une densité appropriée, et rendre les feuilles suffisamment solides pour résister aux traitements ultérieurs (Imanaka, 2005). Quant à l'étape 4 elle représente la période de cuisson effective.

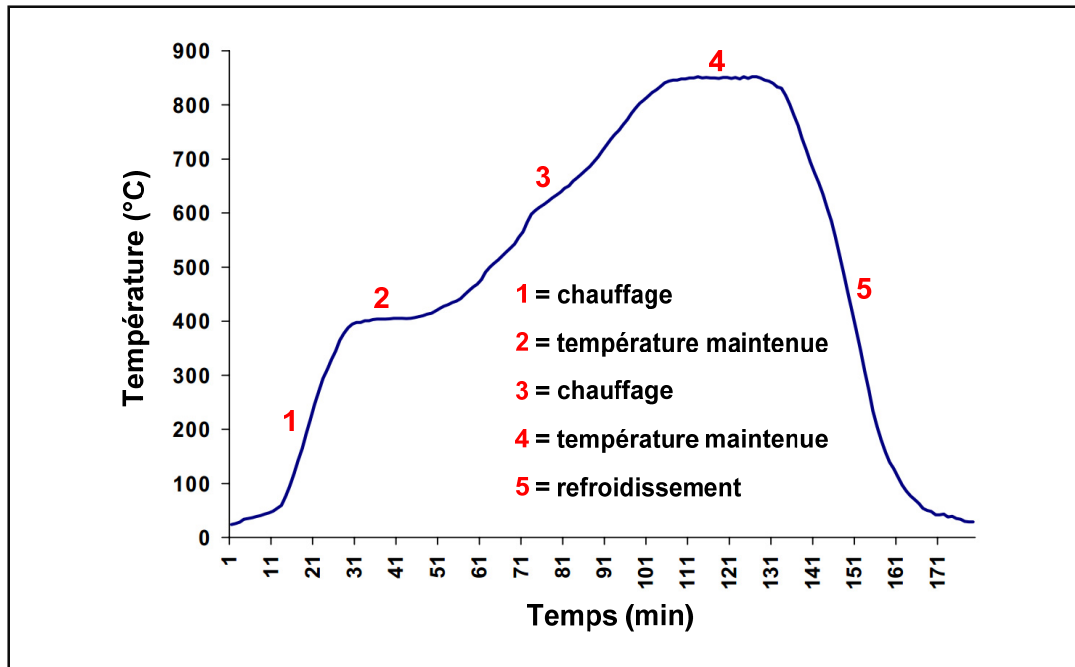


Figure 3.5 Profil de cuisson pour les feuilles crues de Dupont951
Tirée de la fiche technique de Dupont 951 donnée en ANNEXE VII

3.3.3 Procédé de fabrication ÉTS-LTCC

Les procédés de fabrication LTCC sont généralement similaires d'une usine à l'autre. Le laboratoire LACIME de l'ÉTS est doté d'une salle blanche de classe 10000 pour la fabrication LTCC. Cette installation a contribué à la motivation d'intégrer le LNA en technologie LTCC. Les principales étapes de cette chaîne de fabrication, illustrées à la Figure 3.6, sont :

- 1 - **Perçage (*Punching*)** : les trous et les cavités sont formés sur les couches concernées à l'aide d'une poinçonneuse (*Punching machine*).
- 2 - **Remplissage des trous (*Via filling*)** : Les trous percés dans l'étape précédente sont remplis avec une pâte conductrice à l'aide de l'imprimante en utilisant des gabarits conçus pour le design en fabrication. Le diamètre des trous doit être supérieur à l'épaisseur de la feuille en céramique. Une pompe aspirante est placée sous la couche de diélectrique pour faciliter le remplissage.

- 3 - **Impression** : les lignes conductrices, les composants passifs et les plans de masse sont imprimés sur chaque feuille avec la même imprimante utilisée à l'étape précédente. Les masques sérigraphique conçus pour le design en fabrication à la place des gabarits sont utilisés. Les feuilles sont ensuite séchées à l'air libre.
- 4 - **Empilement des couches** : les couches sont empilées avec un alignement de haute précision pour former le module final.
- 5 - **Laminage des couches** : Le module est scellé afin de le protéger de l'eau utilisée par la presse. La presse isostatique est programmée pour appliquer une pression uniforme de 220 bars sur les différentes parois du module pour une durée de 15 minutes de manière à former la structure multicouche crue.
- 6 - **Cuisson** : la céramique est cuite suivant le profil de cuisson donné par le manufacturier du substrat, tel que traité à la section 3.3.2.

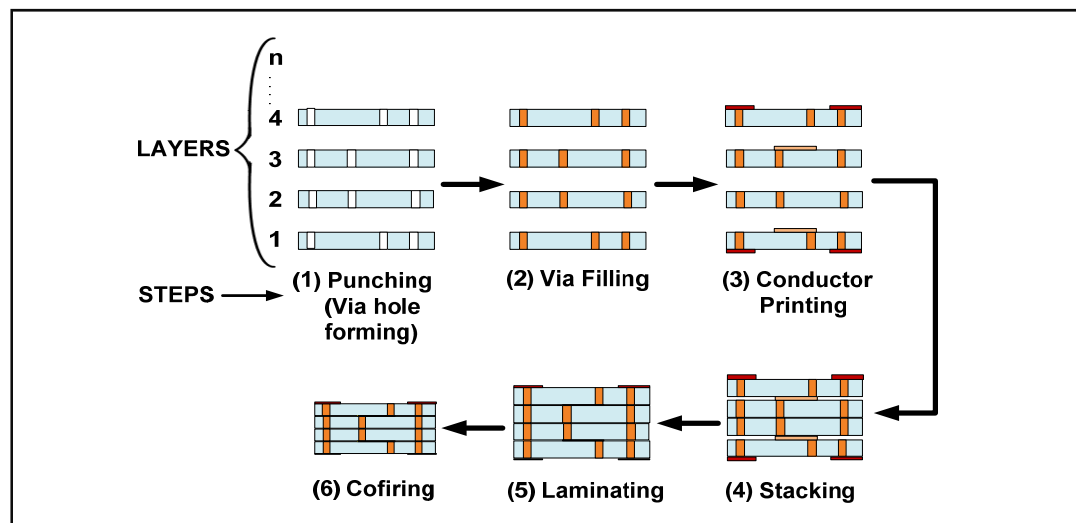


Figure 3.6 Étapes de fabrication ÉTS-LTCC
Tirée de Belambri et al. (2011)

À la fin les couches de LTCC forment un bloc compact et rigide prêt pour le montage des composants complémentaires pour former un circuit opérationnel.



3.3.4 Avantages de l'intégration du LNA en technologie LTCC

Parmi les principaux avantages de la technologie de fabrication LTCC on site :

- La technologie LTCC permet une haute densité d'intégration des composants passifs tels que les résistances, capacités, inductances, coupleur, filtres ...etc (Scrantom, 1995) et présente un bon support de mise en boîtier;
- La technologie LTCC offre la possibilité de réaliser de fines traces (102 μm) et séparation de traces (102 μm) sur chaque couche;
- La céramique a une très faible perméabilité à l'humidité; cela permet aux composants fabriqués en LTCC d'être utilisés dans un environnement à humidité élevée, et ce, sans emballage ou protection spéciale. Le Tableau 3.2 donne une idée sur les performances et caractéristiques clefs de la technologie LTCC comparativement aux technologies de fabrication PCB, HTCC et Si;
- Comparativement au PCB traditionnel, les dispositifs en céramique ont une durée de vie 7 fois plus longue;
- En RF on cherche à utiliser autant que possible des matériaux caractérisés par une faible résistivité, de manière à éviter les pertes en lignes. Dans la technologie LTCC, en gardant la température de cuisson en dessous de 950°C, tous les métaux avec une conductivité élevée peuvent être utilisés. En effet l'or, l'argent et le cuivre sont des métaux dont les résistivités sont les plus basses. Leurs températures de fusion qui dépassent 950°C permet de les utiliser avec les diélectriques co-cuits à basse température (LTCC). Ce qui n'est pas le cas avec la céramique traditionnelle, HTCC, où la température de cuisson est supérieure à 1400°C et où les métaux conducteurs se limitent au tungstène et au molybdène grâce leur point de fusion élevé, voir Tableau 3.3;
- Avec la technologie LTCC, l'intégration des composants se fait aussi bien dans la direction horizontale que verticale et permet ainsi la conception de circuits intégrés en trois dimensions.

Tableau 3.2 Performances et caractéristiques clefs de la technologie LTCC en comparaison à d'autres technologies de fabrication
Adapté de Bechtold (2009)

Caractéristiques techniques	PCB	LTCC	HTCC	Si
Garantie de durée de vie en années	3	> 20	> 20	> 20
Résistivité volumique en $\Omega \times m$	≥ 1011	> 1012	> 1012	> 106
Tension de claquage en $V/\mu m$	40	> 40	15	-
Coefficient de dilatation thermique TCE en x et y	16	6	7	3
Résistance à la flexion en Mpa	-	210	350	100
Conductivité thermique $W/m \times K$	0,1	3	20	125
Résistance du conducteur en $m\Omega/\square$	< 1	< 5	< 15	< 30
Constante diélectrique à 1 MHz Constante diélectrique à 10 GHz	4,7 -	7,87 7,83	9,8 9,0	12,0 -
Tangente des pertes à 1 MHz Tangente des pertes à 10 GHz	0,025 0,020	0,002 0,005	0,0004 0,001	- -
Intégration de composants passifs	L	L,R,C	L	L,R,C
Absorption de l'eau en %	$\leq 0,3$	0	0	0
Herméticité en Torr	$> 10^{-3}$	$< 10^{-8}$	$< 10^{-8}$	$< 10^{-8}$

Tableau 3.3 Caractéristiques électriques et thermiques des métaux utilisés comme conducteurs
Tiré de Haussonne (2002)

Métal	Température de fusion [C°]	Résistivité [$10^{-8} \Omega \times m$]	Dilatation Thermique [$10^{-6} C^{-1}$]	Conductivité Thermique [$W \cdot m^{-1} \times K^{-1}$]
Argent (Ag)	960	1.6	19.7	418
Or (Au)	1063	2.2	14.2	297
Cuivre (Cu)	1083	1.7	17.0	393
Palladium (Pd)	1552	10.8	11.0	71
Platine (Pt)	1774	10.6	9.0	71
Molybdène (Mo)	2625	5.2	5.0	146
Tungstène (W)	3415	5.5	4.5	201

Grâce à cette approche multicouche et à la possibilité d'intégrer des composants passifs tels que les coupleurs, tout en procurant un support d'emballage performant pour les composants actifs tels que les transistors, ce procédé de fabrication correspond à notre besoin d'intégrer la structure planaire du LNA balancée dans une configuration 3D. Ainsi on peut rendre plus compact le design avec des réductions des dimensions pouvant dépasser les 50% comparativement au circuit planaire conçu en PCB (Pudas et al., 2007). Toutefois, pour arriver à profiter au maximum des avantages de la technologie LTCC, il faudrait être en mesure de relever tous les défis qui peuvent surgir durant la conception du design.

3.4 Défis de l'intégration 3D et limitations du procédé de fabrication LTCC

Les produits en LTCC peuvent être divisés en deux catégories : les composants passifs fonctionnels et les modules ou sous-systèmes. Les filtres, les symétriseurs (*baluns*), les antennes et les coupleurs font partie des composants passifs fonctionnels. D'autre part, les modules incorporent généralement des dispositifs actifs, tels que les circuits intégrés en puces (*IC die*) : transistors, diodes ... etc, avec d'autres composants passifs nécessaires pour former un sous-système. Ce projet regroupe ces deux catégories : d'une part l'intégration 3D d'un coupleur hybride, qui fait partie des composants passifs fonctionnels, et d'autre part la conception d'un LNA balancé, qui engendre l'incorporation des coupleurs et l'intégration des transistors en puces, des circuits d'ajustement et des circuits de polarisation formant ainsi un sous-système. Cependant, l'intégration 3D d'un composant fonctionnel ou la conception d'un module en technologie LTCC sont des tâches qui sont confrontées à plusieurs défis.

3.4.1 Défis de l'intégration 3D en technologie LTCC

Dans la conception des modules ou des composants fonctionnels en LTCC, les phénomènes électromagnétiques (EM) doivent être considérés avec un maximum de précision. Cela nécessite de faire un choix approprié sur l'outil de conception qui permet d'intégrer les simulations électromagnétiques, conjointement avec les simulations de niveau circuit pour aboutir à une conception de niveau système.

Le problème majeur qu'affronte tout concepteur RF en LTCC et à haute fréquence est dû à la structure multicouche de ses composants ou modules qui incorporent des trous (*vias*) reliant les circuits des différentes couches. Le concepteur, muni d'outils de simulation EM, doit être capable de prédire et de contrôler avec précision le comportement de la propagation des signaux dans la direction horizontale sur chaque couche et la direction verticale entre les couches. Le défi à surmonter ne s'arrête pas uniquement au bon choix des outils de simulation, mais aussi à la modélisation typique du dispositif qui se rapproche le plus possible de la réalité, en impliquant tous les parasites et phénomènes de couplage. Par exemple, si l'épaisseur de la trace de ligne conductrice est relativement perceptible par rapport à l'épaisseur de la couche du diélectrique, la dimension de l'épaisseur du conducteur doit être prise en compte dans les simulations pour plus de précision dans la conception.

Ce travail de recherche met en évidence la difficulté à concevoir un dispositif RF en 3D. Les passages entre les modes de propagation TEM et quasi-TEM, définis par les transitions des lignes strip-line à micro ruban à coplanaire, doivent être modélisés de manière à assurer un minimum de dégradation dans la qualité du signal dû aux pertes et réflexions. Ces défis seront traités avec plus de détails dans le prochain chapitre.

3.4.2 Limitations de la technologie LTCC

Une des contraintes qui pourrait ajouter des complications lors de la conception en technologie LTCC est liée aux hautes fréquences. Plus la fréquence d'opération est élevée plus la largeur des traces des lignes conductrices est fine, ce qui peut se heurter aux limitations du procédé de fabrication et empêcher la réalisation du dispositif.

3.4.2.1 Règles de conception ÉTS-LTCC

La conception de structures multicouches nécessite le respect de règles de dessin adaptées aux contraintes de la technologie. Le respect de toutes les recommandations durant la phase de conception contribue à réduire les erreurs de fabrication et ainsi éviter des excès dans le

coût de la production. Le Tableau 3.4 présente les règles de dessin à respecter lors de la conception d'un design en technologie LTCC qui sont adoptées au laboratoire LACIME de l'ÉTS.

Tableau 3.4 Résumé des caractéristiques et limites de conception en technologie LTCC

Tiré du document interne LTCC DESIGN GUIDE du LACIME

Characteristic	Standard	Acceptable	Best Effort	Units
CONDUCTORS				
Line Width - Minimum	125 (5)	105 (4)	80 (3)	µm(mils)
Line to Line Spacing - Minimum	125 (5)	105 (4)	80 (3)	µm(mils)
Line to Via Spacing - Minimum	205 (8)	170 (6.5)	155 (6)	µm(mils)
Conductor Spacing to Substrate or Cavity Edge - Surface	385 (15)	385 (15)	255 (10)	µm(mils)
Conductor Spacing to Substrate or Cavity Edge - Buried	385 (15)	255 (10)	255 (10)	µm(mils)
Ground Plane Spacing to Substrate or Cavity Edge – Surface or buried	255 (10)	255 (10)	To edge (Cavity only)	µm(mils)
Ground / Power Plane Density - Buried	43.8% (200 µm line, 1mm pitch)	75% (180µm line, 405 µm pitch)	100% Solid fill	%
Ground / Power Plane Density - Surface	100% Solid fill	100% Solid fill	100% Solid fill	%
VIAS				
Minimum Via Size (fired size based on nominal punch size)	130,9 (5.1)	130,9 (5,1)	130,9 (5,1)	µm(mils)
Via to Via Spacing – Center Line to Center Line	450 (18)	375 (15)	300 (12)	µm(mils)
Via to Via Spacing – edge to edge	130 (5)	105 (4)	80 (3)	µm(mils)
Via Catch Pad – minimum	80 (3)	65 (2.5)	55 (2)	µm(mils)
Via to Part Edge	450 (18)	375 (15)	338 (13.5)	µm(mils)
Via to Cavity Edge	450 (18)	375 (15)	338 (13.5)	µm(mils)
Via stacks - maximum stacked	4	7	10	
THERMAL VIA ARRAY				
Via to Via Spacing – Minimum (Row to Row)	450 (18)	375 (15)	300 (12)	µm(mils)
Via to Via Spacing – Minimum (Col to Col)	450 (18)	375 (15)	300 (12)	µm(mils)
Array Size – Maximum	8X8	9X9	10X10	mm ²

De ce tableau et du document interne LTCC DESIGN GUIDE au niveau du laboratoire LACIME nous tirons les deux principales règles et limitations :

1- **Trous métalliques** : La poinçonneuse est capable de produire des trous avec deux diamètres différents : 150 μm et 3 mm. Des règles sont à respecter concernant l'espace entre les vias :

- La distance minimale entre deux vias (centre à centre) à l'intérieur d'une même couche doit être au moins égale à 2,5 fois le diamètre du via.
- La distance minimale entre le centre d'un via et le bord de la structure doit être égale à 3 fois le diamètre du via.

Dans ce travail de recherche, les vias de 150 μm de diamètre seront utilisés dans la conception du design. Quant aux vias de 3 mm de diamètre ils vont servir à l'alignement des couches durant la phase d'empilement.

2- **Lignes conductrices** : La largeur minimale d'une trace de ligne conductrice doit être de 101,6 μm . L'espace minimal entre deux traces de ligne est de 101,6 μm et l'espace minimal entre une trace de ligne et un via non connecté à cette ligne est de 127 μm .

Ces valeurs sont données sans le facteur de rétrécissement. Pour les inclure en simulation, il faut prendre en considération ce facteur selon le type de substrat utilisé.

3.4.2.2 Facteur de retrait

Tel que vu précédemment, la technologie LTCC avec sa haute densité d'intégration des composants passifs et de mise en boîtier offre de nombreux avantages par rapport aux autres technologies concurrentes (Wolff, 2007). Cependant, cette technologie est confrontée à trois obstacles majeurs : la maîtrise du facteur de retrait (*shrinkage*), la résistance mécanique et la conductivité thermique (Scrantom, 1995). Dans ce travail de recherche, on est plutôt confronté à la difficulté de maîtriser le facteur de retrait. En pratique, chaque structure individuelle sur le substrat devrait avoir la même déviation des dimensions nominales, mais la quantité de métallisation peut affecter ce pourcentage. En effet, le retrait des couches après cuisson n'est pas tout à fait le même au centre du circuit fabriqué ou sur les bords (voir Figure 3.7). Ceci est dû essentiellement à la différence dans la distribution des éléments

métalliques dans la structure (vias, lignes, plan de masse ...etc.) et à la différence dans la force de friction entre les couches lorsque celles-ci se rétrécissent à la cuisson. De plus, la force de friction est affectée par le nombre de couches empilées. Le rétrécissement en x et y devrait être identique si les couches de métal sont symétriques, ce qui n'est pas toujours le cas.

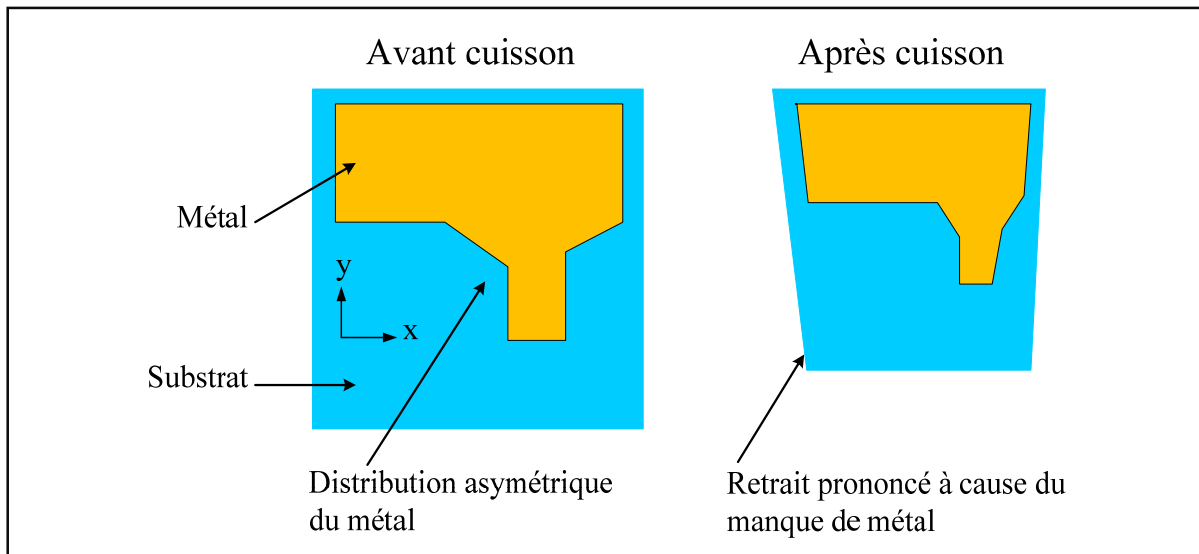


Figure 3.7 Difficulté de contrôler le facteur de retrait
Adaptée de Dupont Green Tape Design Layout Guidelines

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a exposé le besoin de miniaturiser le LNA à structure balancée en proposant une nouvelle structure 3D à la place de la structure planaire. Le choix de la technologie de fabrication qui permettrait de concrétiser cette nouvelle structure est porté sur la technologie LTCC. Ce choix est soutenu par les divers avantages que présente cette technologie de fabrication. En effet, la technologie LTCC permettrait l'intégration des deux coupleurs hybrides du LNA à structure balancée dans le corps du substrat tout en libérant de l'espace en surface et en procurant un support d'emballage à hautes performances pour les transistors en puces.

Toutefois, l'étude de l'incorporation des deux coupleurs hybrides en technologie LTCC fait partie des défis de l'intégration en trois dimensions dans le domaine des micro-ondes et de la radio fréquence. C'est ainsi que la recherche pour des méthodologies de conception électromagnétique efficaces, des modules LTCC, a suscité beaucoup d'attention de la part de nombreux chercheurs.

Le prochain chapitre est consacré à l'étude et la conception d'un coupleur hybride intégré en technologie LTCC. Trouver des techniques adéquates, pour surmonter les défis de miniaturisation et d'intégration 3D, est l'objectif clef de ce chapitre.

CHAPITRE 4

CONCEPTION D'UN COUPLEUR HYBRIDE LARGE BANDE EN TECHNOLOGIE LTCC

4.1 Introduction

La technologie LTCC présente un potentiel important qui favorise la miniaturisation de dispositifs RF dotés de larges bandes de fréquences d'opérations, tels que les : filtres, coupleurs, multiplexeurs, diviseurs ... etc. En effet, en exploitant la technologie LTCC avec sa capacité d'intégration 3D, sa répétabilité et son rendement élevé, des dispositifs RF incorporés dans le corps du substrat peuvent être conçus de manière à atteindre de hauts niveaux d'intégration et une miniaturisation rentable. Cependant, il faut garantir que les performances RF du dispositif à intégrer dans le substrat soient maintenues en ajoutant les transitions adéquates entre les différentes couches.

Dans ce projet de recherche, nous proposons l'étude et la conception en technologie LTCC d'un coupleur hybride en utilisant des lignes couplées (*Broadside Coupled Striplines*) (Shelton, 1966). Le but est de concevoir un coupleur hybride centré à la fréquence d'opération de 4,7 GHz avec 600 MHz de largeur de bande. Ce coupleur sera conçu de manière à faciliter son intégration à l'architecture balancée d'un amplificateur à faible bruit, où il est nécessaire d'atteindre certaines spécifications d'équilibre en amplitude et en phase ainsi que de minimiser les pertes d'insertion.

Ce chapitre, tel qu'illustré à la Figure 4.1, traite en premier lieu les détails de la conception du coupleur hybride. Une attention particulière est consacrée à la modélisation du coupleur et de ses éléments critiques. Les résultats de mesures, du coupleur fabriqué en salle blanche de l'ÉTS, sont présentés à la dernière section du chapitre.

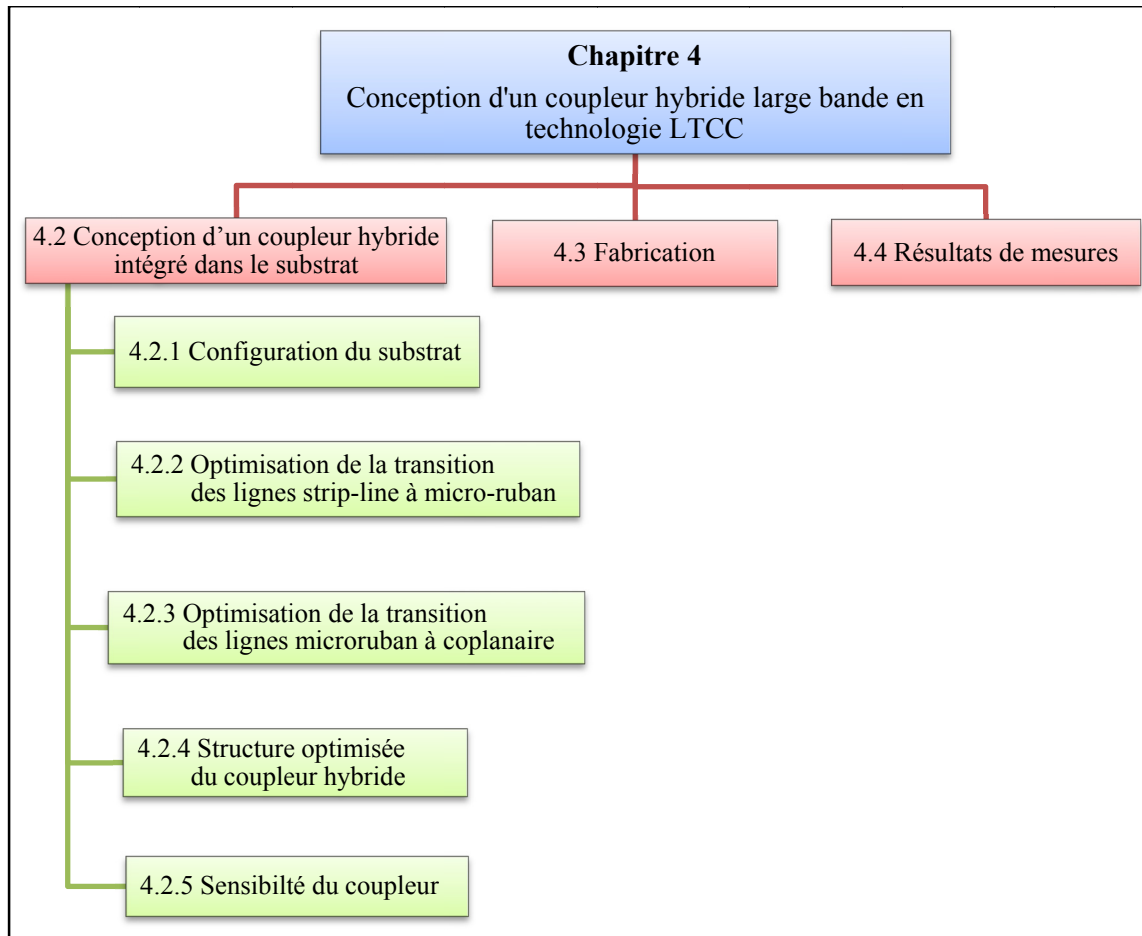


Figure 4.1 Organisation du chapitre

4.2 Conception d'un coupleur hybride intégré dans le substrat

Tel qu'indiqué au chapitre 2, pour arriver à concevoir un coupleur 3 dB avec des lignes couplées en structure planaire il faudrait que l'espace entre les deux lignes couplées soit très étroit, ce qui est pratiquement difficile à fabriquer. C'est ainsi qu'on s'est penché vers la structure (*Broadside Coupled Stripline*) avec un décalage de $W/2$ des deux lignes couplées tel qu'indiqué à la Figure 4.2. En plus de l'avantage de pouvoir concevoir un coupleur 3 dB à large bande avec cette structure, sa réalisation est tout à fait concevable en technologie de fabrication LTCC.

Avec de simples calculs ou en utilisant LinCalc de ADS, on peut démontrer que pour réussir à avoir un couplage de 3 dB avec cette dernière structure, les deux traces de lignes doivent être très proches. La dimension S détermine l'épaisseur de la couche du substrat en LTCC à placer entre ces deux lignes couplées. Le choix des feuilles en LTCC est plutôt porté sur le Dupont951, non seulement en raison de ses bonnes performances diélectriques, mais aussi à cause de la disponibilité de feuille d'épaisseur très fine de $50,8\mu\text{m}$ ($45,72\mu\text{m}$ cuit) qui sera utilisée pour séparer les deux lignes couplées.

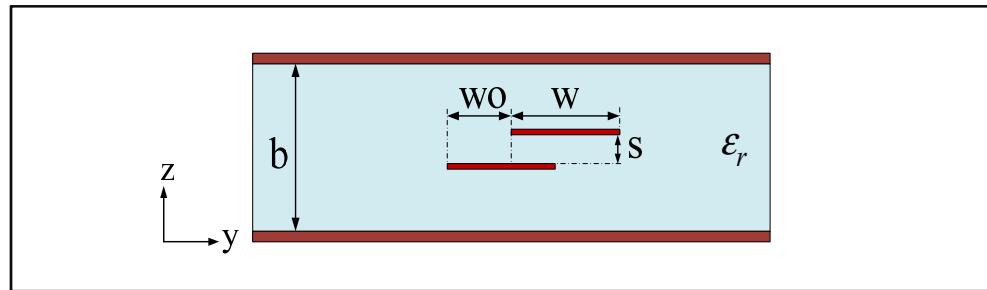


Figure 4.2 Lignes couplées (*Broadside coupled striplines*),
 b : épaisseur du substrat, S : distance séparant les deux lignes couplées,
 WO : offset entre les deux lignes couplées

Cependant, l'intégration 3D du coupleur en technologie LTCC se trouve confrontée à de majeurs défis qui peuvent être liés :

- 1- Au bon choix du nombre des couches à empiler;
- 2- À la conception adéquate des transitions, dans l'acheminement des signaux à partir de la couche en surface (micro ruban) vers les couches internes (strip-line), avec une garantie de maintenir les performances des paramètres désirées du coupleur sur une large bande de fréquences [4.4 GHz – 5 GHz].

4.2.1 Configuration du substrat

L'architecture de l'empilement des couches en LTCC, qui constitue le circuit du coupleur hybride incorporé dans le substrat, est présentée à la Figure 4.2. Le substrat est composé de 11 couches : 9 couches forment la structure strip-line et 2 couches forment la structure micro-ruban. La structure strip-line qui constitue le coupleur est déterminée par :

- Les deux traces de lignes couplées placées dans les deux faces de la 5^{ème} couche;
- Les deux plans de masse (Gnd1) et (Gnd2) qui sont connectés entre eux par des trous métallisés (Via ground).

Les couches de 1 à 4 et de 6 à 9 sont du même type d'épaisseur (254 μm non cuits), quant à la 5^{ème} couche elle est du type d'épaisseur (50.8 μm non cuits). Les couches 10 et 11 ont été ajoutées afin de permettre l'accès aux lignes micro-ruban. Ces lignes micro-ruban sont conçues pour deux raisons :

- 1- Connecter le coupleur hybride, qui est intégré dans le substrat, aux circuits ou composants qui seront montés en surface;
- 2- Fournir un accès pour mesurer les performances du coupleur.

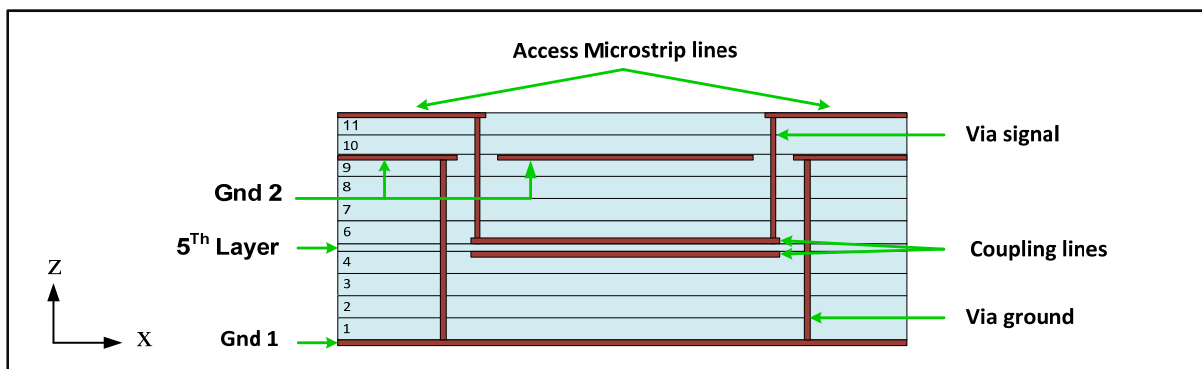


Figure 4.3 Vue d'une coupe longitudinale de la structure du substrat
Tirée de Belambri et al. (2011)

En utilisant des lignes (*broadside coupled striplines*), le coupleur a été d'abord dimensionné en utilisant LineCalc puis Momentum de ADS (*Agilent Design System*) dans le but d'avoir un couplage de 3dB, un déphasage entre le port direct et le port couplé de 90° et une adaptation de 50 Ω pour les quatre ports d'accès. Les dimensions obtenues sont : longueur des traces des lignes couplées $L = 6,108 \text{ mm}$, largeur des traces $W = 152 \text{ }\mu\text{m}$ et un décalage (*offset*) $WO = 117 \text{ }\mu\text{m}$, voir Figure 4.10. Les résultats préliminaires de simulation de ce coupleur sont illustrés à la Figure 4.4, où on observe qu'en absence de transition, d'excellents résultats sont obtenus.

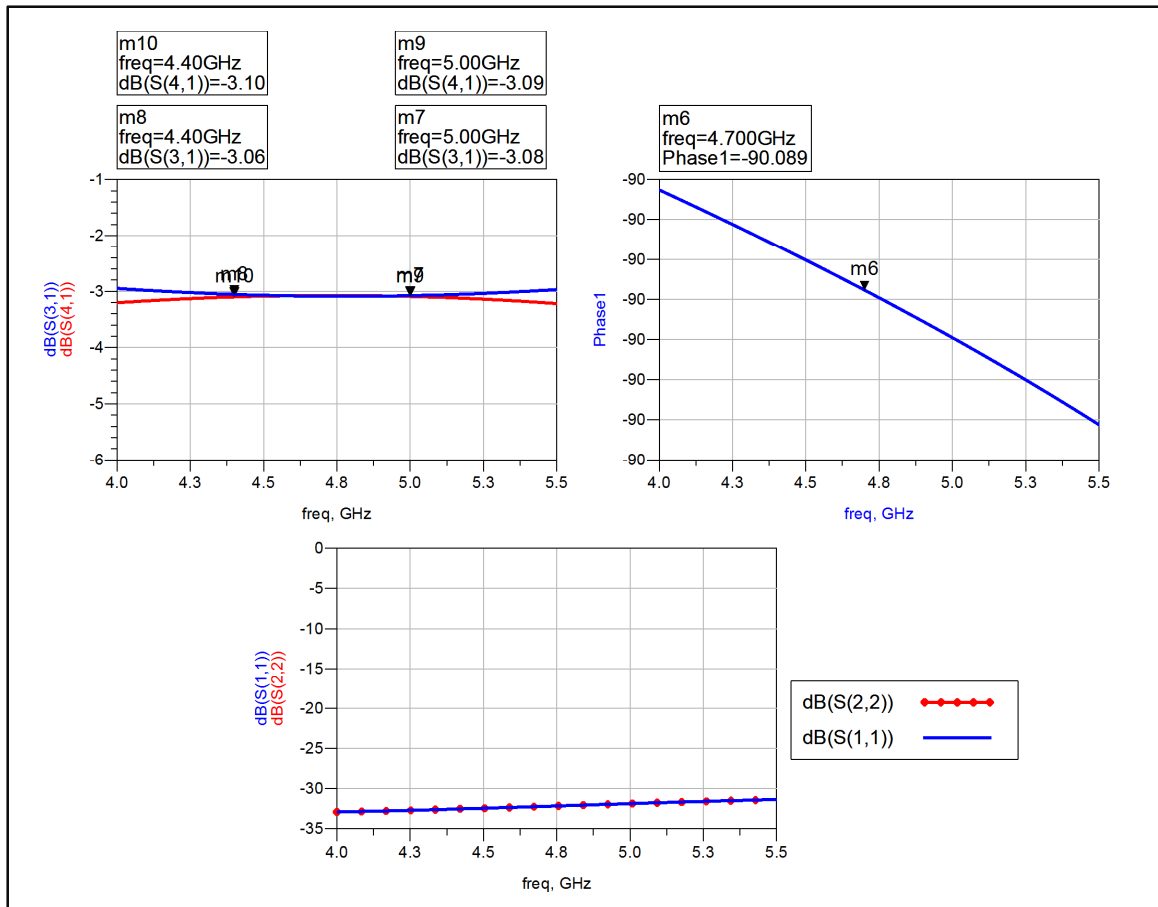


Figure 4.4 Résultats de simulation du coupleur (*broadside coupled striplines*) sans les transitions

Cependant, en ajoutant des transitions conventionnelles (Jhuang et Huang, 2004) des lignes strip-line à micro-ruban, on constate une dégradation des paramètres de couplage et des coefficients réflexion, tel qu'illustré à la Figure 4.5. En effet avec une simple transition, constituée d'un dégagement circulaire du métal dans le plan de masse Gnd 2 entre les couches 9 et 10, une dégradation de 15 dB en coefficients de réflexion est notée. Cette dégradation a engendré un dérangement de 0,6 dB dans le facteur de couplage à 4.4 GHz, ce qui est problématique. Par conséquent, la conception de cette transition nécessite plus d'attention.

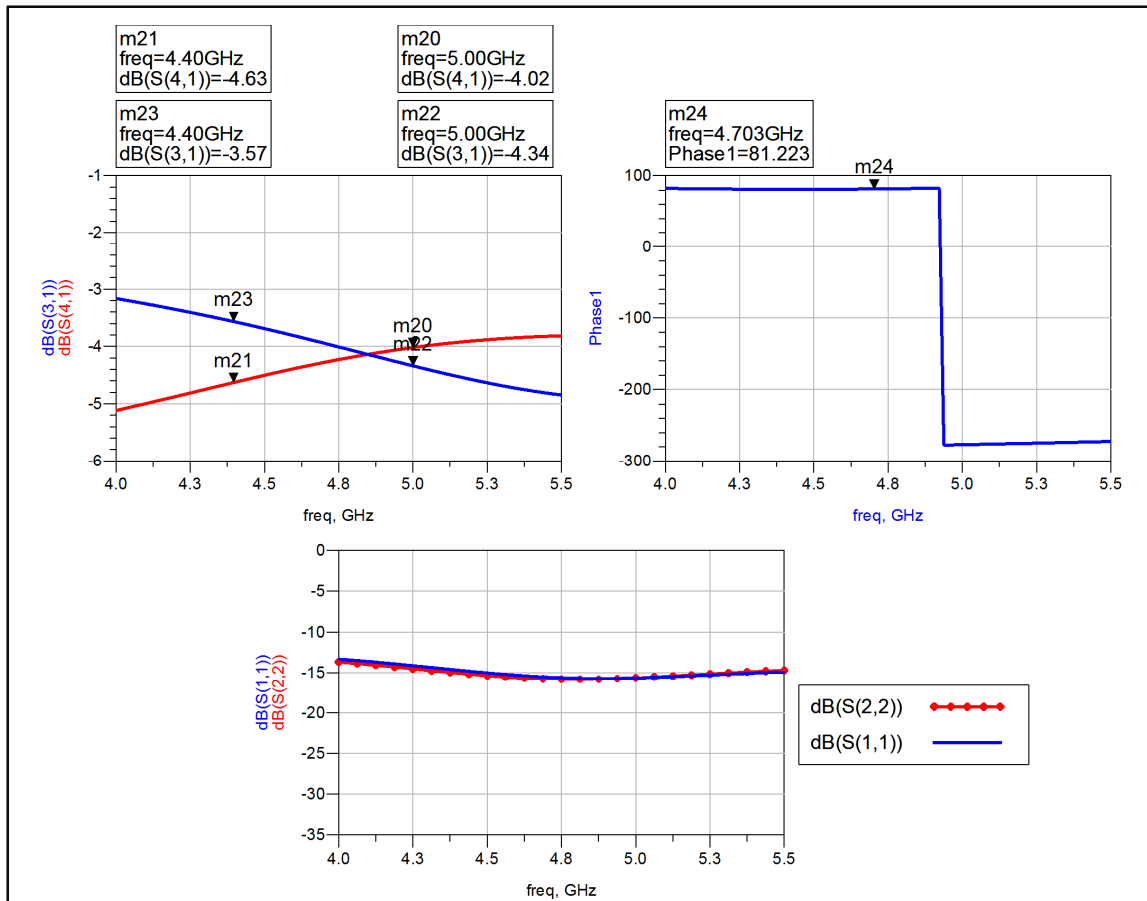


Figure 4.5 Résultats de simulation du coupleur (*Broadside coupled striplines*) avec des transitions non optimisées

4.2.2 Optimisation de la transition des lignes strip-line à micro-ruban

Tel qu'illustré à la Figure 4.6, pour maintenir une bonne adaptation dans la transition des lignes strip-line à micro-ruban, deux paramètres clefs ont été pris en considération :

- 1- Le diamètre du dégagement du métal dans le plan de masse Gnd2 (Clearance);
- 2- L'ajout de Vias Gnd autour du Via Signal.

Le but de cette transition est de garantir une bonne adaptation du passage de la structure strip-line à micro-ruban. Étant donné que la structure est en trois dimensions, la modélisation de cette transition devient plus complexe.

L'outil Momentum de ADS, qui est un simulateur de dimension 2.5, n'est plus capable de prédire le comportement des champs électromagnétiques dans cette structure. L'outil HFSS de Ansoft, qui est un simulateur électromagnétique 3D, est utilisé pour simuler et optimiser cette transition. La transition a été optimisée avec l'objectif de minimiser les coefficients de réflexions dans les deux ports (Port 1 et Port 2) sur une large bande de fréquences.

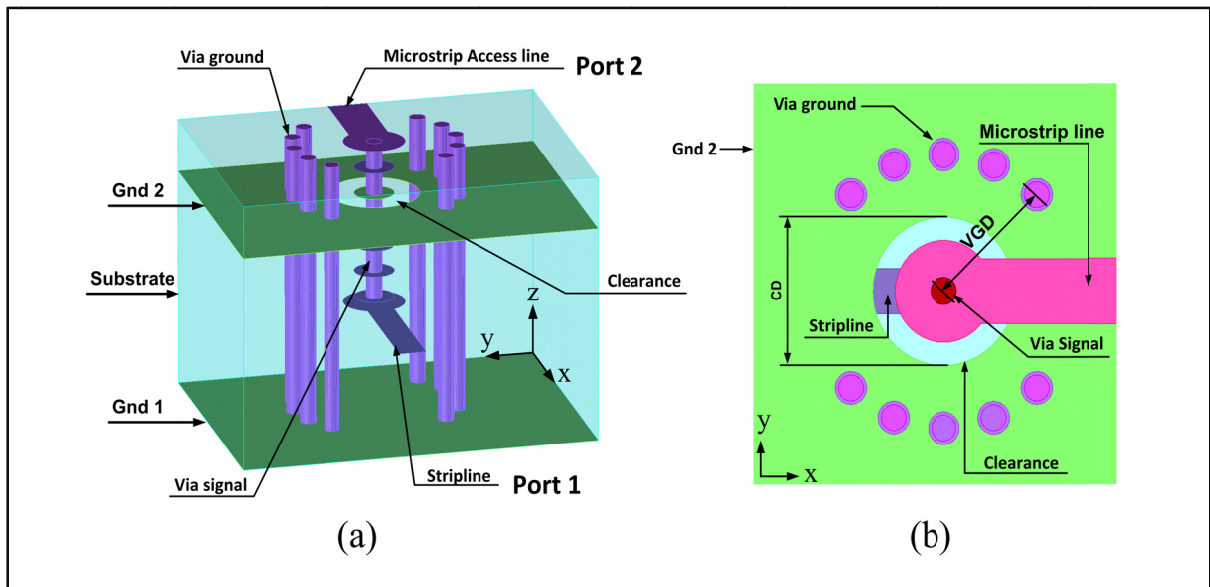


Figure 4.6 Optimisation de la transition des lignes strip-line à microruban
(a) vue en perspective (b) vue plan du dessus
Tirée de Belambri et al. (2011)

La Figure 4.7 présente une comparaison entre les coefficients de réflexions d'une simple transition et une transition optimisée. Une amélioration de 8 à 6 dB dans les coefficients de réflexions des deux ports a été obtenue sur la bande de fréquences de 2 GHz à 5,5 GHz respectivement. Ces résultats ont été obtenus pour un diamètre du dégagement du métal dans le plan de masse Gnd 2 ($CD = 728 \mu\text{m}$) et une distance des Via ground par rapport au Via signal ($VGD = 671 \mu\text{m}$).

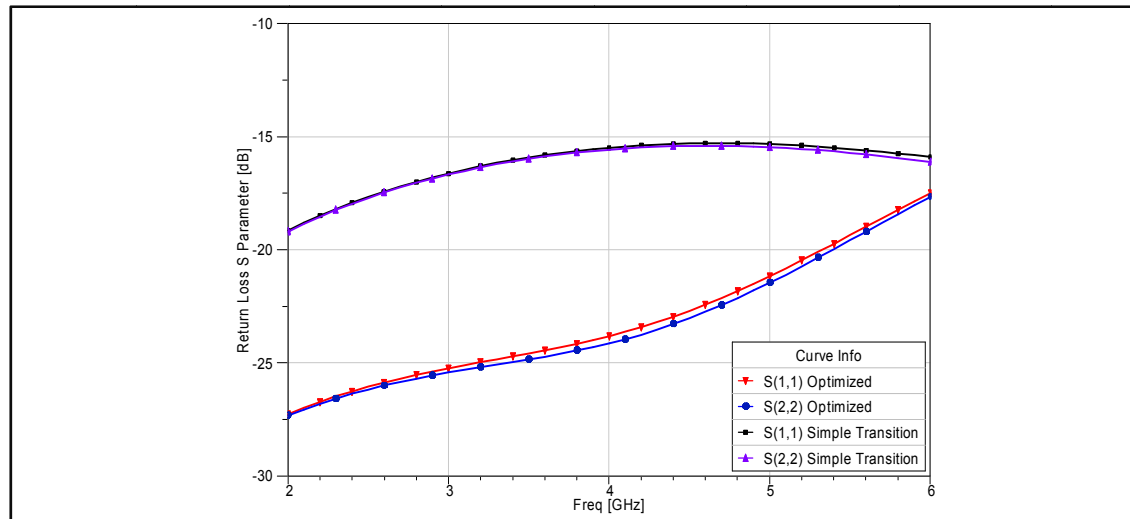


Figure 4.7 Comparaison des résultats de simulations pour une transition simple vs optimisée des lignes strip-line à micro ruban

4.2.3 Optimisation de la transition des lignes micro ruban à coplanaire

Afin de mesurer les performances du coupleur à l'aide d'une station de mesures sous pointes (*Probe Station*) munie de sondes avec une configuration Ground-Signal-Ground, une transition des lignes micro ruban à coplanaire est à nécessaire. Cette transition (voir Figure 4.8) est conçue est optimisée en utilisant Momentum de ADS. Les résultats de simulations, telles qu'illustrées à la Figure 4.9, présentent des coefficients de réflexion inférieurs à 26 dB sur la bande de fréquences [4 GHz – 5,4 GHz] ce qui est satisfaisant.

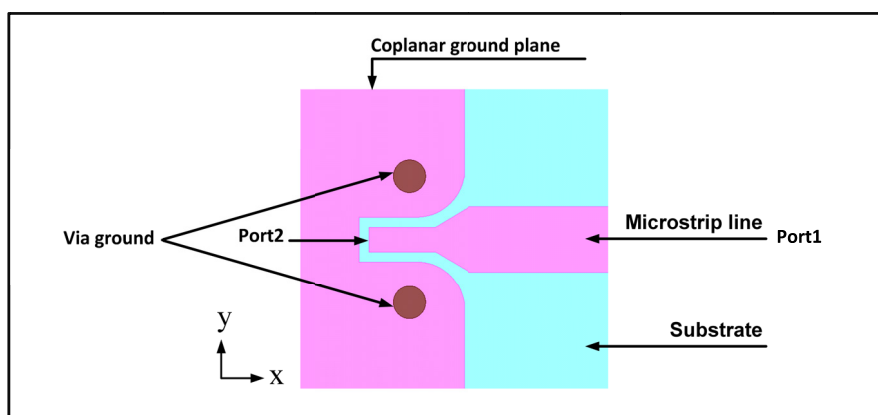


Figure 4.8 Transition des lignes micro ruban à coplanaire optimisée
Tirée de Belambri et al. (2011)

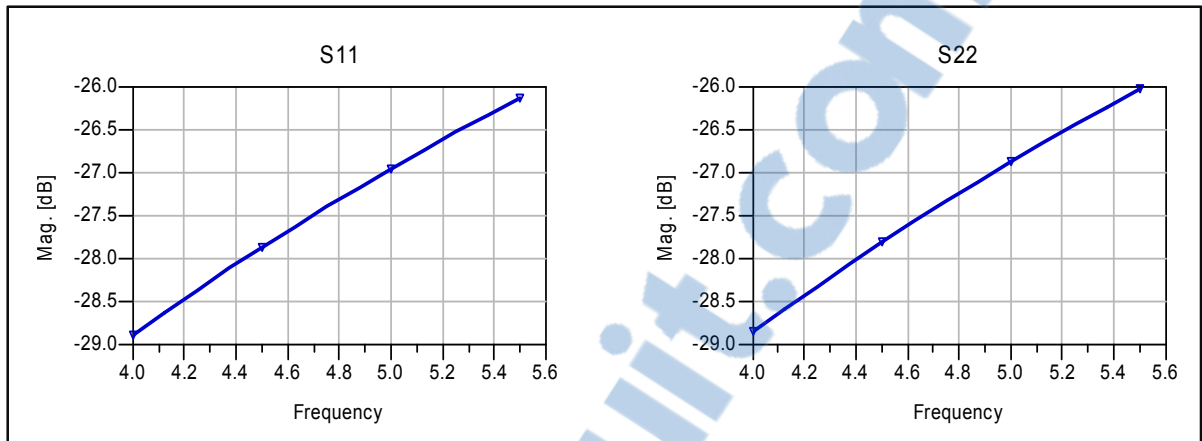


Figure 4.9 Résultats de simulation sous Momentum de la transition micro-ruban à coplanaire optimisée à 50 Ω

4.2.4 Structure optimisée du coupleur hybride

L'architecture du coupleur est donnée à la Figure 4.10. Il est à noter que le port 4 a subi une rotation de 90°, par rapport aux orientations des trois autres ports du coupleur, dans le but d'accorder les ports du coupleur aux positions des sondes de la station de mesure (*Probing Station*). Par ailleurs le port 2, qui est le port isolé, est terminé par une résistance de 50 Ω d'une part pour faciliter les mesures du coupleur hybride, et d'autre part pour anticiper l'intégration du coupleur dans l'architecture balancée d'un LNA qu'on développera dans le prochain chapitre. Les résultats de simulation de cette structure, obtenus en utilisant l'outil HFSS, sont donnés à la Figure 4.11. Ces résultats présentent de bonnes performances ; un couplage de 3 dB \pm 0,35 dB est atteint sur une large bande de fréquences [3 GHz – 5,5 GHz] avec une bonne adaptation des quatre ports ; les coefficients de réflexion varient entre -17 dB à -38 dB.

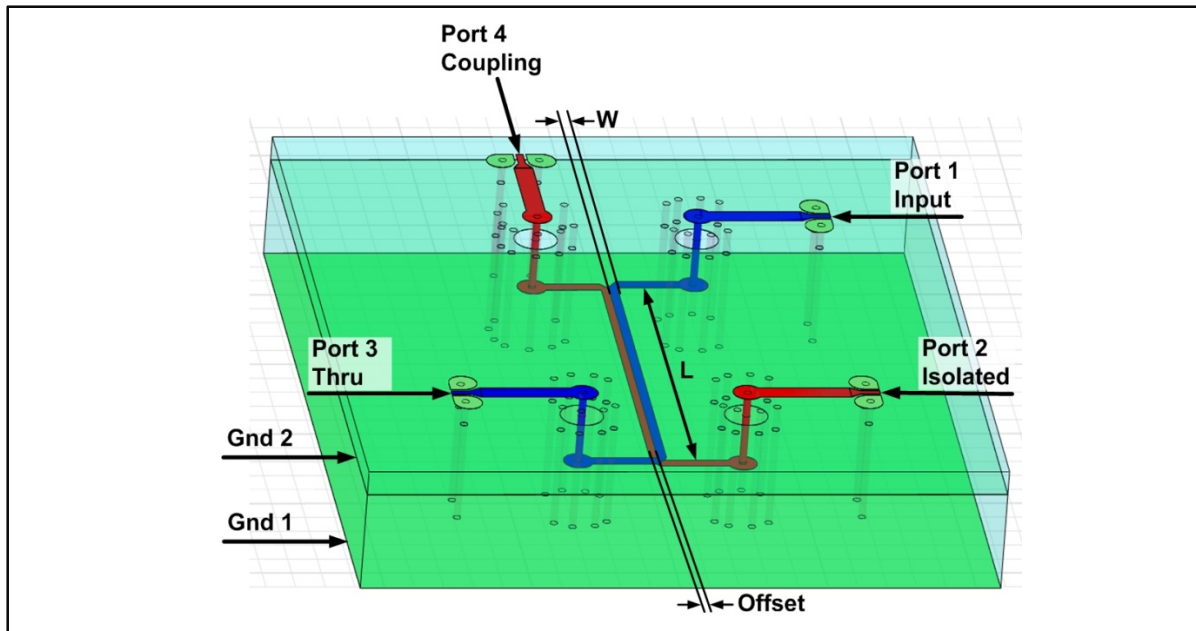


Figure 4.10 Vue en perspective de la structure proposée du coupleur hybride
Tirée de Belambri et al. (2011)

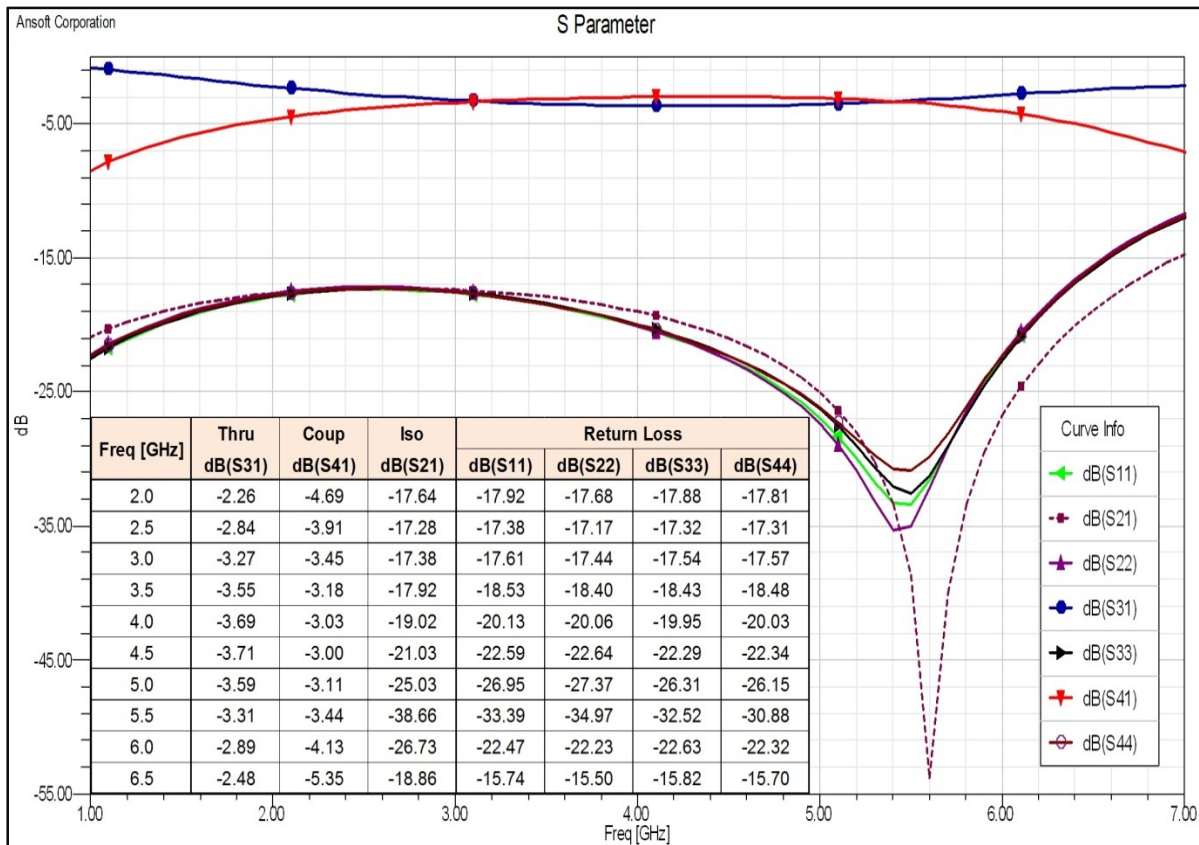


Figure 4.11 Résultats de simulation sous HFSS

4.2.5 Sensibilité du coupleur

Le coupleur ainsi modélisé est très performant et correspond aux exigences souhaitées en taille physique. Néanmoins, ce coupleur reste sensible à l'alignement des couches 4 et 5 sur lesquelles seront imprimées les lignes strip-line du coupleur. Dans le procédé de fabrication LTCC, on a introduit une méthode de rotation des feuilles pour économiser le coût de la fabrication. Cependant cette méthode introduit une marge d'erreur d'alignement des couches de $\pm 115 \mu\text{m}$, alors que cette erreur est de $\pm 30 \mu\text{m}$ sans la méthode de rotation. Une analyse de la dégradation des performances du coupleur, générées par différentes marges d'erreur en alignement par rapport à une valeur optimale (WO), est récapitulée au Tableau 4.1.

Tableau 4.1 Évaluation de la dégradation du facteur de couplage, de l'adaptation et du déphasage en fonction de la marge d'erreur en alignement

Offset (μm)	Couplage [dB]		Phase [degré]	Coefficients de réflexion [dB]			
	S(3,1)	S(4,1)		S(1,1)	S(2,2)	S(3,3)	S(4,4)
WO-115	-0.50	0.38	-0.12	3.29	3.29	3.29	3.29
WO-72	-0.54	0.40	-0.14	3.43	3.43	3.43	3.43
WO-30	-0.27	0.22	-0.05	2.15	2.15	2.15	2.15
WO-20	-0.19	0.15	-0.04	1.57	1.57	1.57	1.57
WO-10	-0.10	0.08	-0.02	0.87	0.87	0.87	0.87
WO	-3.29	-2.89	-90.14	-27.74	-27.74	-27.74	-27.74
WO+10	0.10	-0.09	0.02	-1.10	-1.10	-1.10	-1.10
WO+20	0.21	-0.19	0.04	-2.51	-2.51	-2.51	-2.51
WO+30	0.33	-0.31	0.07	-4.33	-4.33	-4.33	-4.33
WO+72	0.88	-0.98	0.20	-4.70	-4.70	-4.70	-4.70
WO+115	1.48	-2.14	0.39	6.62	6.62	6.62	6.62

Ces valeurs sont tirées des résultats de simulation sous ADS d'un coupleur (*broadside coupled striplines*) et présentés à l'ANNEXE IV. Le Tableau 4.1 résume la différence entre la valeur optimale obtenue avec un alignement (WO) des lignes couplées et celle obtenue avec un alignement (WO + marge d'erreur).

Pour des variations en offset allant de 0 à $\pm 30 \mu\text{m}$, une dégradation de $\pm 0.3 \text{ dB}$ dans les coefficients de couplage est notée, ce qui reste tolérable. Cependant au-delà de ce seuil, les performances commencent à dévier du comportement usuel d'un coupleur hybride. Ce qui laisse conclure qu'avec la méthode de rotation des feuilles, qui implique une erreur d'alignement de $\pm 115 \mu\text{m}$, la possibilité de rater les performances optimales du coupleur en fabrication est plus probable.

4.3 Fabrication

Le coupleur hybride a été fabriqué en utilisant le procédé de fabrication LTCC de l'ÉTS au laboratoire LACIME. La Figure 4.12 dévoile les coupleurs fabriqués sous le numéro Run7. Une variation dans les différents paramètres qui peuvent altérer les performances du coupleur, notamment l'Offset (WO), le facteur de rétrécissement (shrinkage) et la longueur du coupleur, relativement au coupleur simulé, a généré la fabrication des différents circuits, décrits au Tableau 4.2.

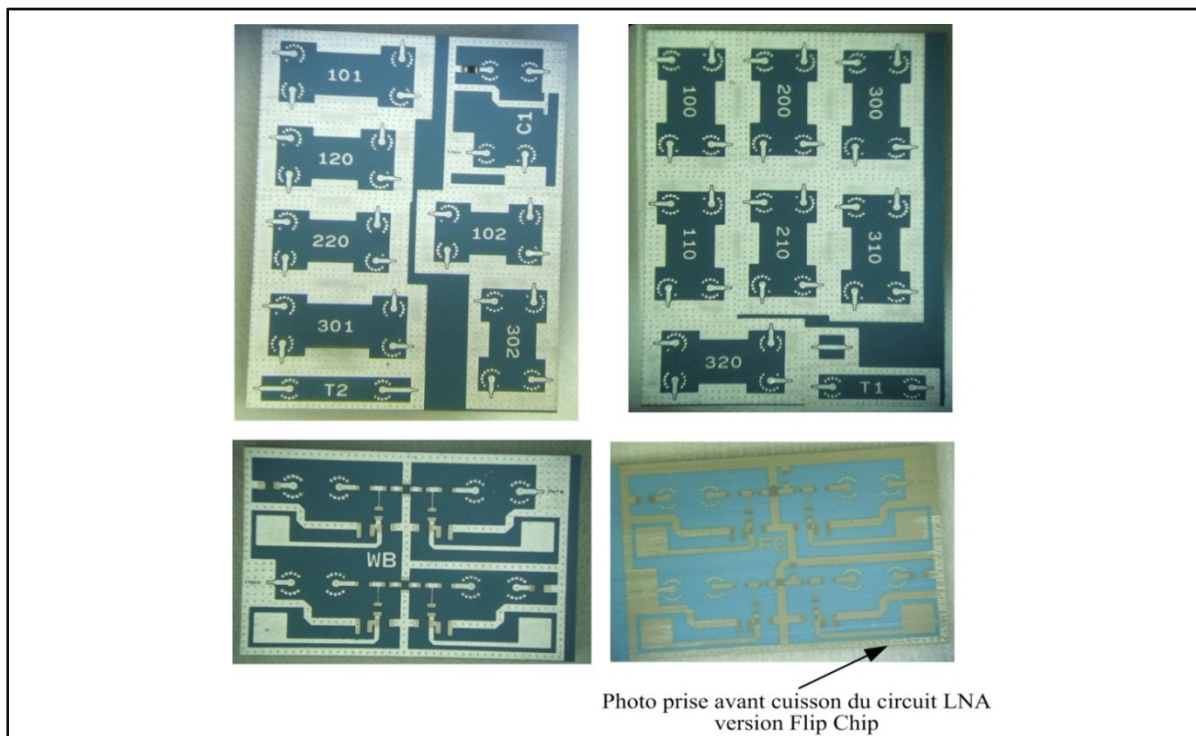


Figure 4.12 Circuits fabriqués en Run7

Tableau 4.2 Caractéristiques des circuits fabriqués

N°	Désignation	Facteur compensation du Shrinkage	Variation offset (*) (mm)	Variation longueur (mm)	Opérationnel
C1	Coupleur	1.15	Offset	L	Oui
100	Coupleur	1.15	Offset	L	Oui
200	Coupleur	1.135	Offset	L	Non
300	Coupleur	1.16	Offset	L	Oui
110	Coupleur	1.15	Offset+0.02	L	Non
210	Coupleur	1.135	Offset+0.02	L	Non
310	Coupleur	1.16	Offset+0.02	L	Non
120	Coupleur	1.15	Offset-0.02	L	Non
220	Coupleur	1.135	Offset-0.02	L	Non
320	Coupleur	1.16	Offset-0.02	L	Non
101	Coupleur	1.15	Offset	L+1.17	Oui
102	Coupleur	1.15	Offset	L-0.6	Non
301	Coupleur	1.16	Offset	L+1.17	Non
302	Coupleur	1.16	Offset	L-0.6	Non
T1	Transition Mline StripLine	1.15	-	L	Non
T2	Transition Mline StripLine	1.15	-	L+2	Non
T3	Directe	1.15	-	-	Oui
WB	Circuit LNA version (<i>wire bonding</i>)	1.15	-	-	Non
FC	Circuit LNA version Flip Chip	1.15	-	-	Non

(*) Offset (WO) = 0.116 mm, L = 6.548 mm

À cause des problèmes rencontrés lors de la fabrication, nous avons pu réaliser 4 coupleurs opérationnels : C1, 101, 100 et 300. Cela est dû principalement aux discontinuités dans les Via signal, voire Figure 4.13.

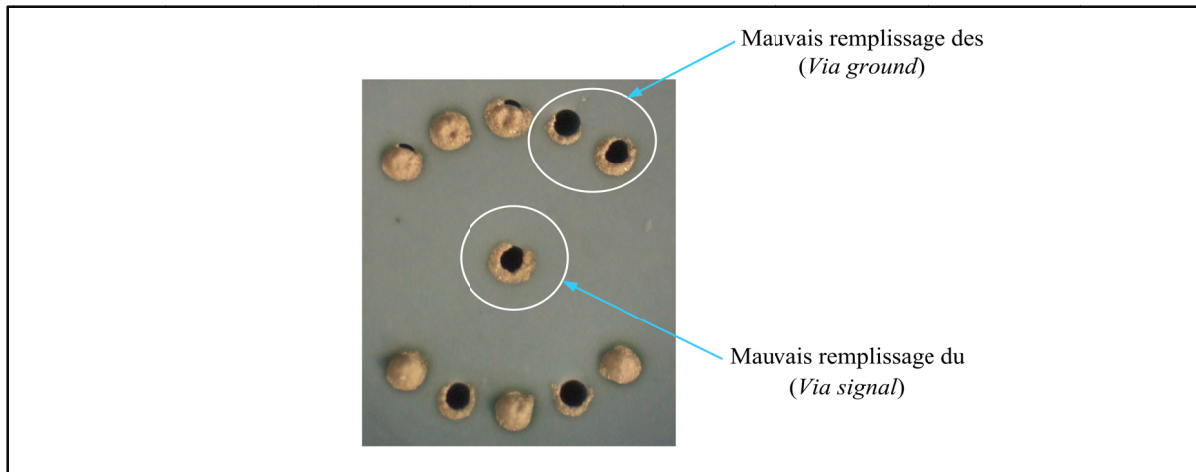


Figure 4.13 Problème de remplissage des trous (*vias*)

Il est à préciser qu'un mauvais remplissage du (*via signal*) entraîne la non-fonctionnalité du coupleur et qu'un mauvais remplissage des (*vias ground*) entraîne une mauvaise adaptation des ports d'accès et implique une dégradation dans le facteur de couplage.

Pour les deux circuits LNA, FC et WB, les coupleurs intégrés sont opérationnels. Néanmoins, le circuit n'est pas fonctionnel, à cause des discontinuités dans les lignes micro ruban, telles qu'illustré à la Figure 4.14. Ces discontinuités sont principalement engendrées par l'ajout de la patte soudable sur la patte en argent afin de pouvoir souder les composants en surface.

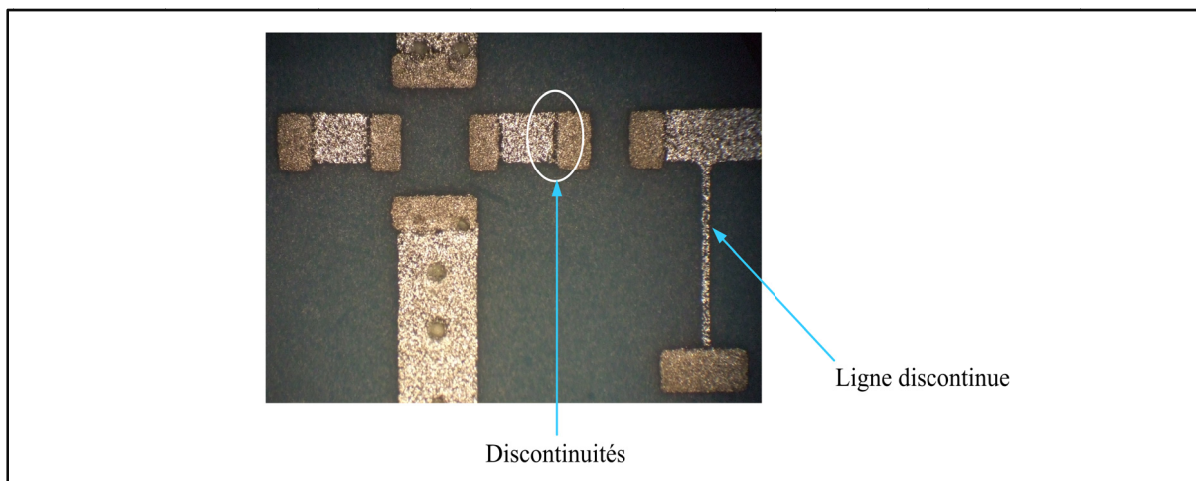


Figure 4.14 Problème de discontinuité des lignes

4.4 Résultats de mesures

Une image du prototype fabriqué, sous les sondes de la station de mesure, est présentée à la Figure 4.15. La longueur du coupleur est de 6.8 mm et sa largeur est de 3.3 mm. Les mesures sous pointes ont été effectuées au laboratoire LACIME en utilisant un analyseur de réseau de Agilent série HP8722ES avec un balayage en fréquences de 2 GHz à 6 GHz. Une comparaison entre les résultats de simulation et les résultats de mesure pour le facteur de couplage, $S(4,1)$, et le facteur de transmission, $S(3,1)$, est donnée à la Figure 4.16. Des comparaisons similaires sont illustrées à la Figure 4.17 pour les coefficients de réflexion et à la Figure 4.18 pour le balancement de phase entre le port couplé et le port directe. Le tableau donné en ANNEXE VI résume les performances mesurées du coupleur C1.

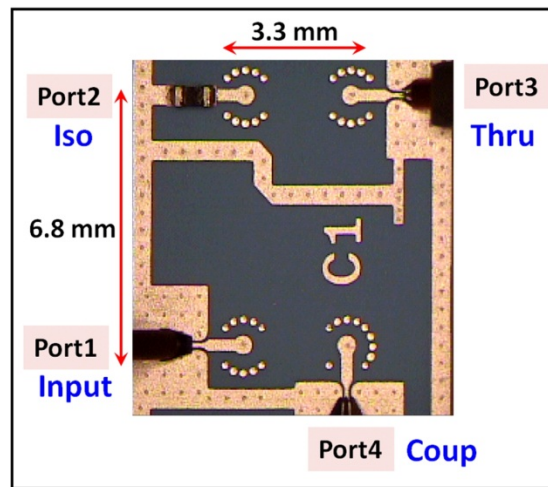


Figure 4.15 Coupleur hybride fabriqué à la Run7
Tirée de Belambri et al. (2011)

Les résultats de mesures sont très proches des résultats de simulation ce qui valide le modèle établi sous Momentum et simulé sous HFSS. Le coupleur présente d'excellentes performances : des pertes d'insertion $S(3,1)$ et $S(4,1)$ de $3 \text{ dB} \pm 0,5$, des coefficients de réflexion $S(1,1)$, $S(3,3)$ et $S(4,4)$ inférieurs à 15 dB et un déphasage de $90^\circ \pm 1,5$ sur une large bande de fréquences d'opérations allant de 3,2 GHz à 5,1 GHz.

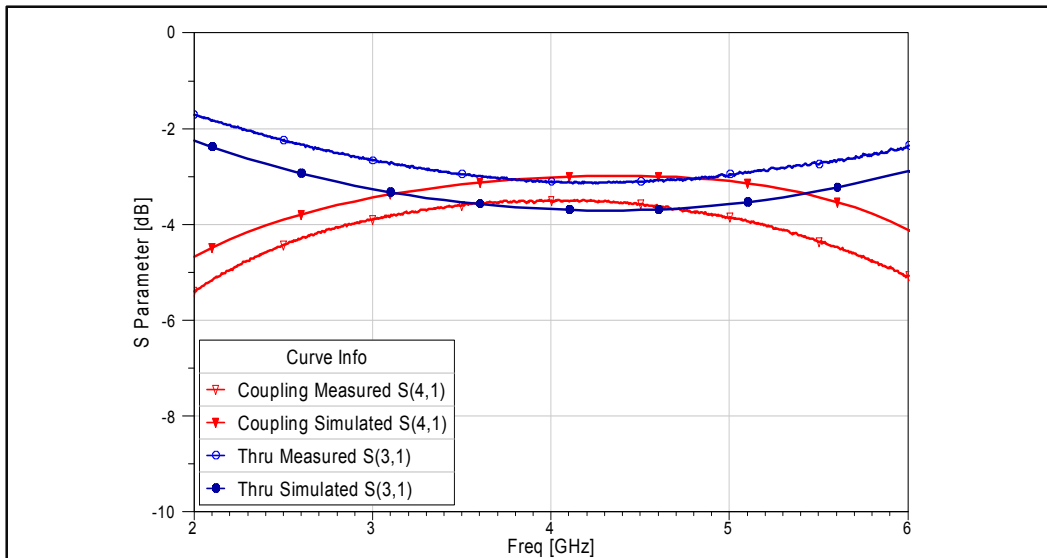


Figure 4.16 Comparaison entre simulation et mesure des pertes d'insertion des ports : direct et couplé
Tirée de Belambri et al. (2011)

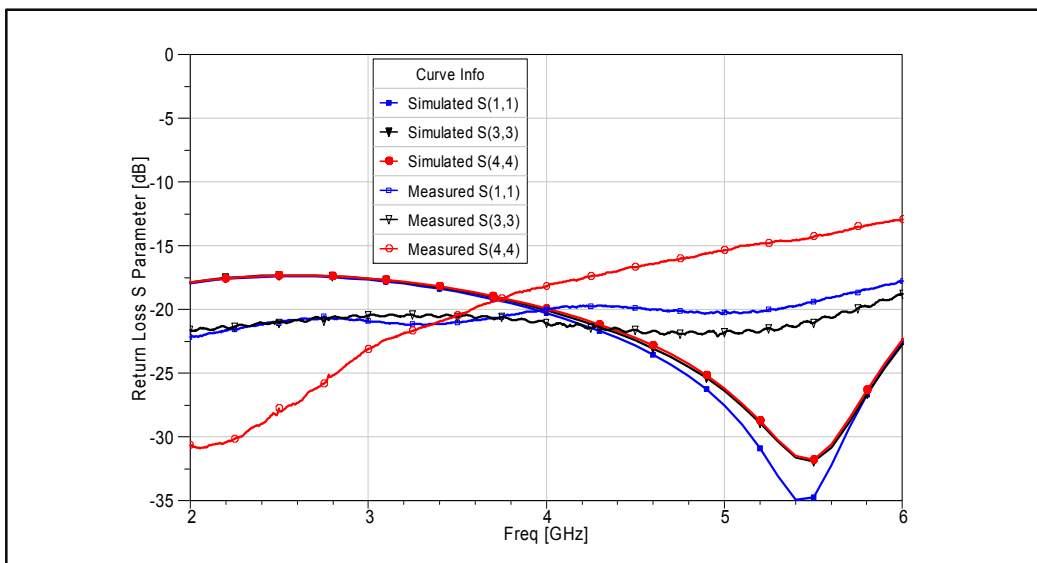


Figure 4.17 Comparaison entre simulation et mesure des coefficients de réflexion des ports 1, 3 et 4
Tirée de Belambri et al. (2011)

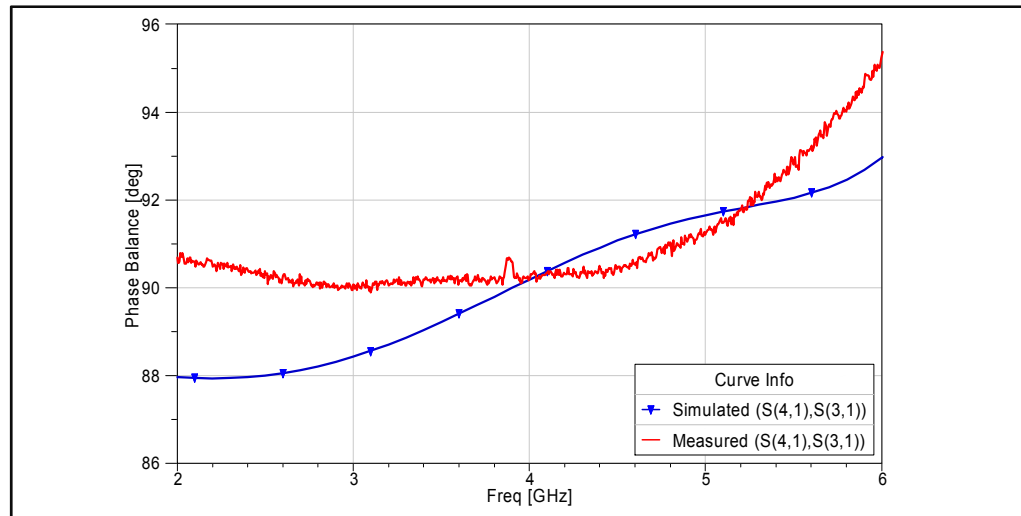


Figure 4.18 Comparaison entre simulation et mesure du déphasage entre les ports direct et couplé
Tirée de Belambri et al. (2011)

Cependant, en comparant les résultats de mesures des coupleurs (100), (101) et (300) à ceux du coupleur C1, voir ANNEXE V, on constate qu'ils sont moins performants que ceux du coupleur C1. Deux interprétations sont possibles :

- 1 - Orienter les ports d'accès pour les circuits 100, 101 et 300, voir Figure 4.19, pour permettre les mesures 4 ports sous pointe, a impliqué une distribution non uniforme des (*vias ground*) autour du (*via signal*) pour les deux transitions des ports 1 et port 3, ce qui a engendré un débalancement entre les deux branches P1P3 et P2P4 ;
- 2 - Un mauvais remplissage des (*vias ground*) autour du (*via signal*) implique une dégradation dans l'adaptation des ports d'accès au coupleur hybride, ce qui engendrerait une dégradation dans le facteur de couplage.

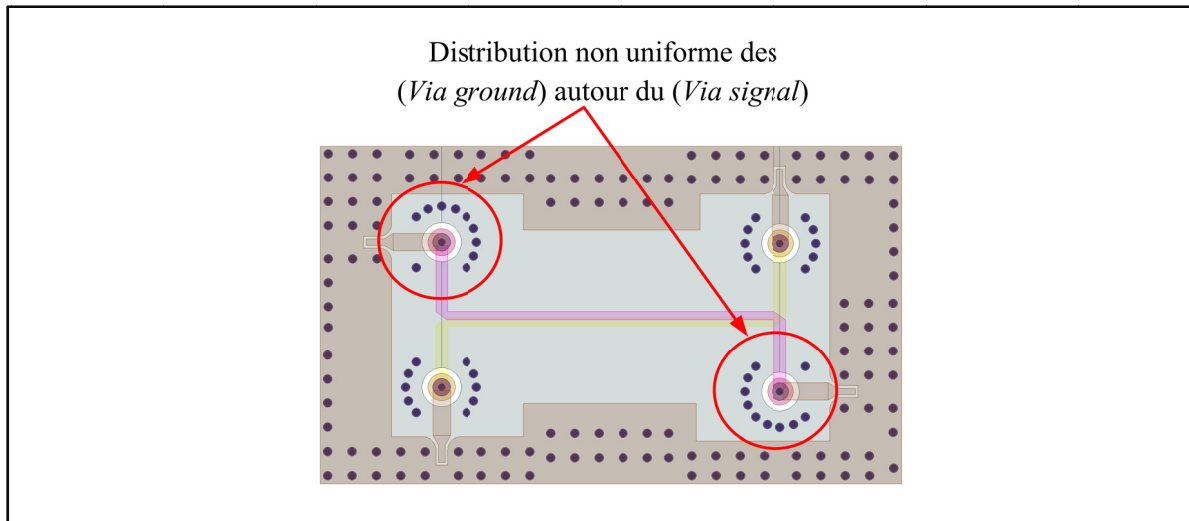


Figure 4.19 Orientation des ports d'accès pour les mesures 4 ports sous pointe

4.5 Conclusion

Un coupleur hybride 3dB à large bande et intégré dans le corps du substrat a été conçu et fabriqué en technologie LTCC en utilisant des lignes (*broadside coupled striplines*). Le coupleur comprend des transitions optimisées entre les lignes strip-line à micro-ruban et micro-ruban à coplanaire. Ces transitions permettent l'intégration du coupleur à d'autres circuits, tels que le LNA à structure balancée, et facilitent l'accès aux mesures sous pointes.

Les résultats de mesures du coupleur s'accordent étroitement aux résultats de simulations et présentent de bonnes performances sur une large bande de fréquences de 3,2 GHz à 5,1 GHz, ce qui dépasse de 3 fois les 600 MHz de largeur de bande ciblée au départ.

Vu la taille réduite du coupleur ($3,3 \times 6,8 \times 2,15 \text{ mm}^3$) et sa nature intégrée dans le substrat qui a permis de libérer son espace en surface pour le montage de composants discrets, le coupleur ainsi conçu offre à la fois une large bande de fréquences d'opérations avec une capacité d'intégration à haute densité. Cependant ce coupleur présente une sensibilité à la marge d'erreur générée par la méthode de rotations des feuilles adoptée dans le procédé de fabrication LTCC dans le but d'économiser le coût de la fabrication.

CHAPITRE 5

CONCEPTION ET INTÉGRATION EN TECHNOLOGIE LTCC D'UN LNA À STRUCTURE BALANCÉE

5.1 Introduction

Les amplificateurs à faible bruit (LNAs) sont largement utilisés dans les communications sans fil. Ils sont présents dans la plupart des récepteurs RF et micro-ondes conçus pour des applications commerciales ou militaires, telles que : les téléphones cellulaires, les intercepteurs des signaux et les radars *Doppler*. Dépendamment de son application, le LNA peut être conçu selon différentes topologies. Pour les applications commerciales, une haute densité d'intégration et une faible puissance de consommation sont visées. Quant aux applications militaires, on exige des performances plus élevées, en l'occurrence, des dispositifs suffisamment robustes pour résister aux conditions rigoureuses de fonctionnement et doté d'une large bande de fréquences d'opérations. Cependant, ces dispositifs ont tendance à avoir une taille plus importante et consommer plus d'énergie.

Ce chapitre traite l'étude et la conception d'un LNA à structure balancée en technologie LTCC, destinée à être adaptée au récepteur-radio de notre partenaire industriel. Tel qu'illustré à la Figure 5.1, la première partie du chapitre dévoile le cahier des charges du LNA, le choix du transistor à intégrer dans la conception et les éléments de base constituant le circuit d'amplification ; le circuit de polarisation et le circuit d'ajustement de l'adaptation. La deuxième partie décrit l'architecture du LNA modélisé sous ADS pour une intégration en technologie LTCC ainsi que les résultats de simulation. La troisième partie du chapitre est consacré à la fabrication du LNA, les dessins des masques sont présentés ainsi que le montage du LNA. La dernière partie présente les résultats de mesures du prototype fabriqué au laboratoire LACIME. Ces résultats sont rassemblés pour une comparaison avec les données de simulations et les spécifications du cahier des charges. Une interprétation des résultats de mesure soutenus par des tests et simulations génère une analyse corrective pour une éventuelle prochaine itération de fabrication.

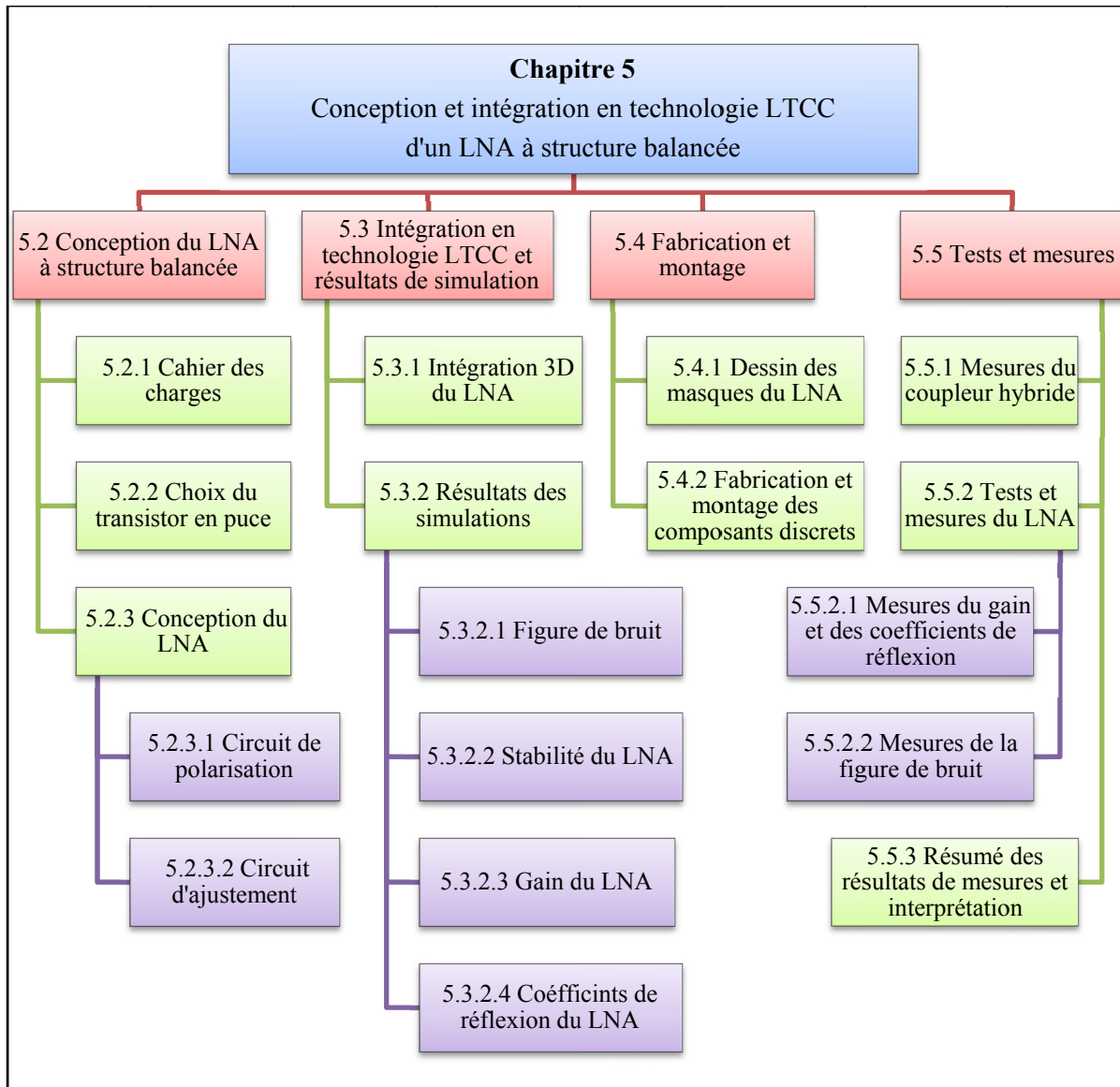


Figure 5.1 Organisation du chapitre

5.2 Conception du LNA à structure balancée

Avant d'entamer les détails de la conception du LNA, on définit d'abord le cahier des charges spécifié par notre partenaire industriel.

5.2.1 Cahier des charges

Le cahier des charges recommandé par notre partenaire industrielle comprend les spécifications du LNA à concevoir en technologie LTCC et qui sont décrites au Tableau 5.1.

Tableau 5.1 Spécifications du cahier des charges du LNA à concevoir en technologie LTCC

Paramètre	Valeur
Bande de fréquence	[4.4 GHz – 5 GHz]
Gain min (dB)	13
Variation du gain (<i>gain flatness</i>) (dB)	1.5
NF max (dB)	1.2
S_{11} (dB)	< -15
S_{22} (dB)	< -15
Stabilité	inconditionnelle
OIP3	17 dBm
Alimentation (V)	(-5), (+5)
Consommation max (mW)	250

Nous notons que les dimensions du LNA ne sont pas déterminées. Cependant, l'objectif est d'évaluer la taille du nouveau LNA en technologie LTCC comparativement à la nouvelle version améliorée du LNA conçue en PCB par notre partenaire industriel.

5.2.2 Choix du transistor en puce

L'un des principaux objectifs visés par la conception du LNA est d'optimiser les dimensions du circuit. Dans le but d'atteindre cet objectif, nous avons opté pour l'utilisation d'un transistor en puce, à la place d'un transistor en boîtier. Cependant, pour réussir à faire un choix judicieux sur le transistor à utiliser dans la conception du LNA, une prospection sur la disponibilité des transistors en puce sur le marché actuel a été effectuée. La Figure 5.2, donne une idée sur les performances des trois transistors jugés pertinents à intégrer dans la conception du LNA, en l'occurrence NEC, Fujitsu et Mitsubishi.

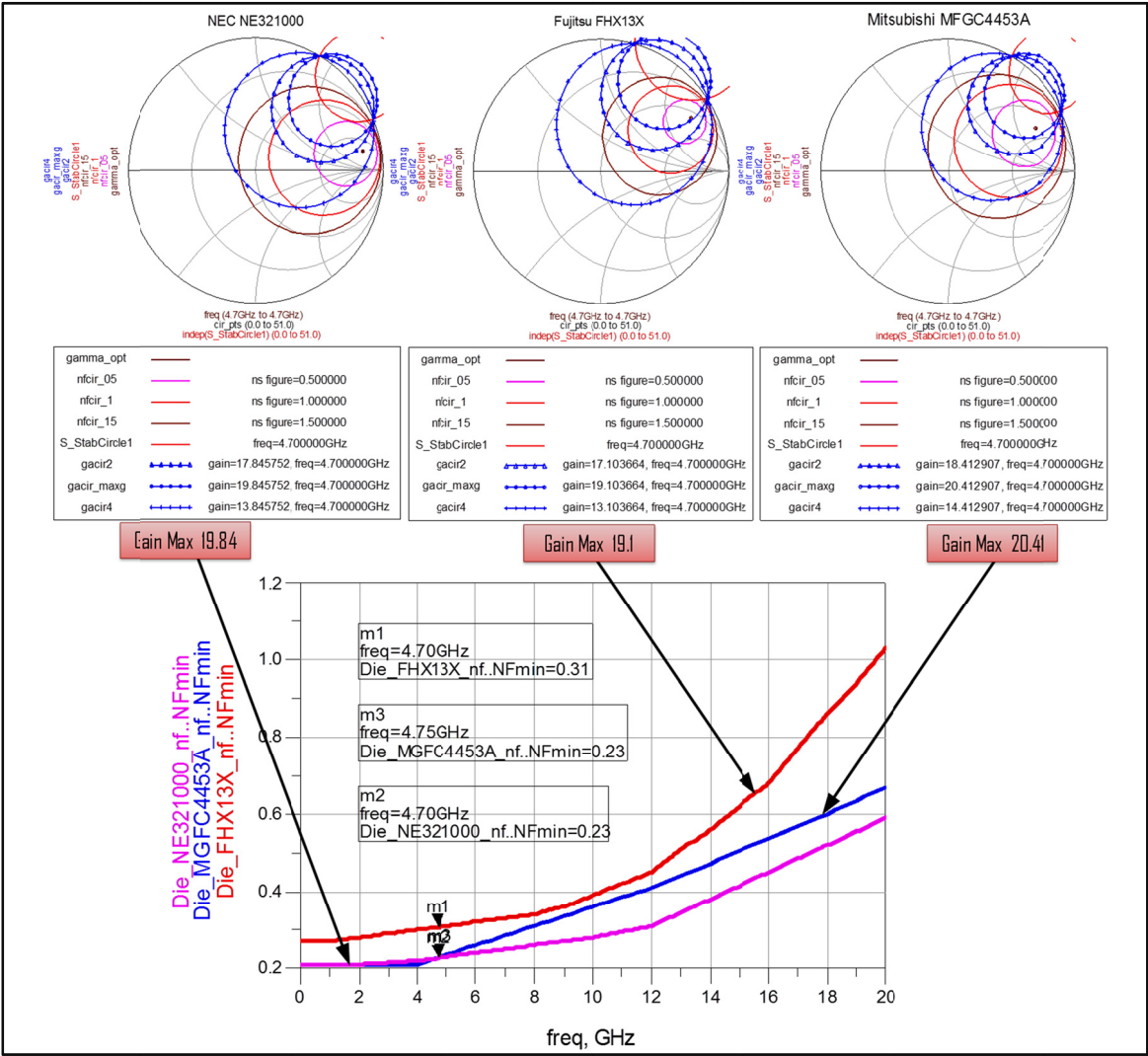


Figure 5.2 Performances des transistors en puces prospectés sur le marché

Le choix du transistor est porté sur le Mitsubishi MGFC4453A qui présente de meilleures performances en matière de figure de bruit (0.23 dB) et de gain (20.41 dB) à la fréquence centrale d'opération 4.7 GHz. Toutefois, ce transistor présente des dimensions très petites ($270 \times 290 \mu\text{m}^2$). L'espace entre le drain et la source ou la grille et la source, tel qu'illustré à la Figure 5.3, qui est de l'ordre de $40 \mu\text{m}$ est très étroit. Ces distances serrées vont nous confronter à des difficultés lors du montage du transistor, en particulier lors du câblage par fil (*wire bonding*) du transistor au reste du circuit.

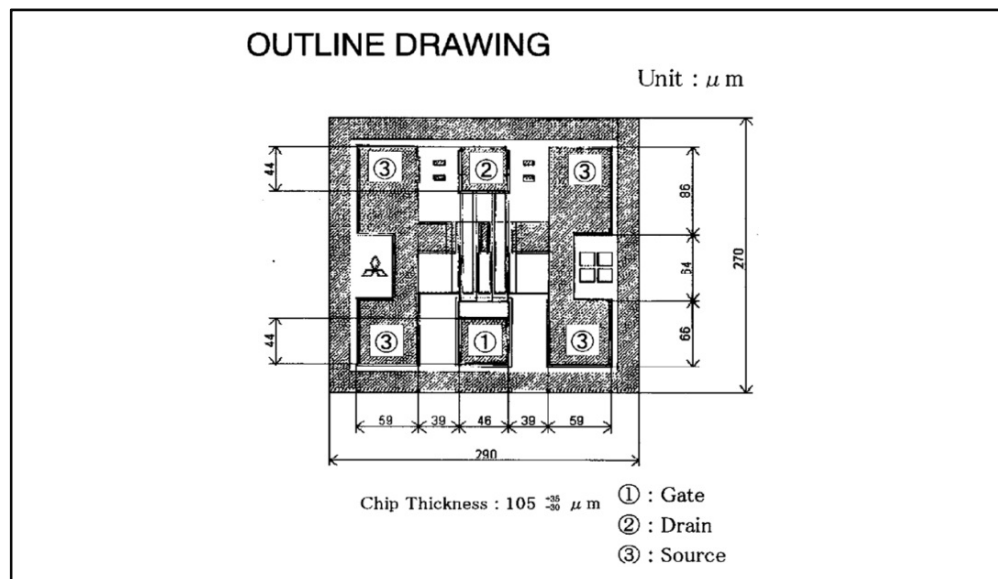


Figure 5.3 Dimensions du transistor en puce Mitsubishi MGFC4453A
Tirée de la fiche technique du transistor fournie par le fabricant

5.2.3 Conception du LNA

La Figure 5.4 présente l'architecture du LNA qui est constitué de deux transistors Mitsubishi MGFC4453A et de deux coupleurs hybrides identiques au coupleur C1 étudié au chapitre 4. Le transistor est modélisé à partir des paramètres S, tirés de la fiche technique, et des paramètres de bruit transmis par le fournisseur, voir ANNEXE III.

On notera que les paramètres S et paramètres de bruit sont donnés pour un seul point de fonctionnement ($V_{ds} = 2V$ et $V_{gs} = -0.45\text{ mV}$). Pour alimenter chaque transistor par une source d'alimentation, un circuit de polarisation est nécessaire. À l'entrée et à la sortie de chaque transistor, nous avons inséré des circuits d'ajustement pour optimiser la figure de bruit, le gain et la stabilité du dispositif.

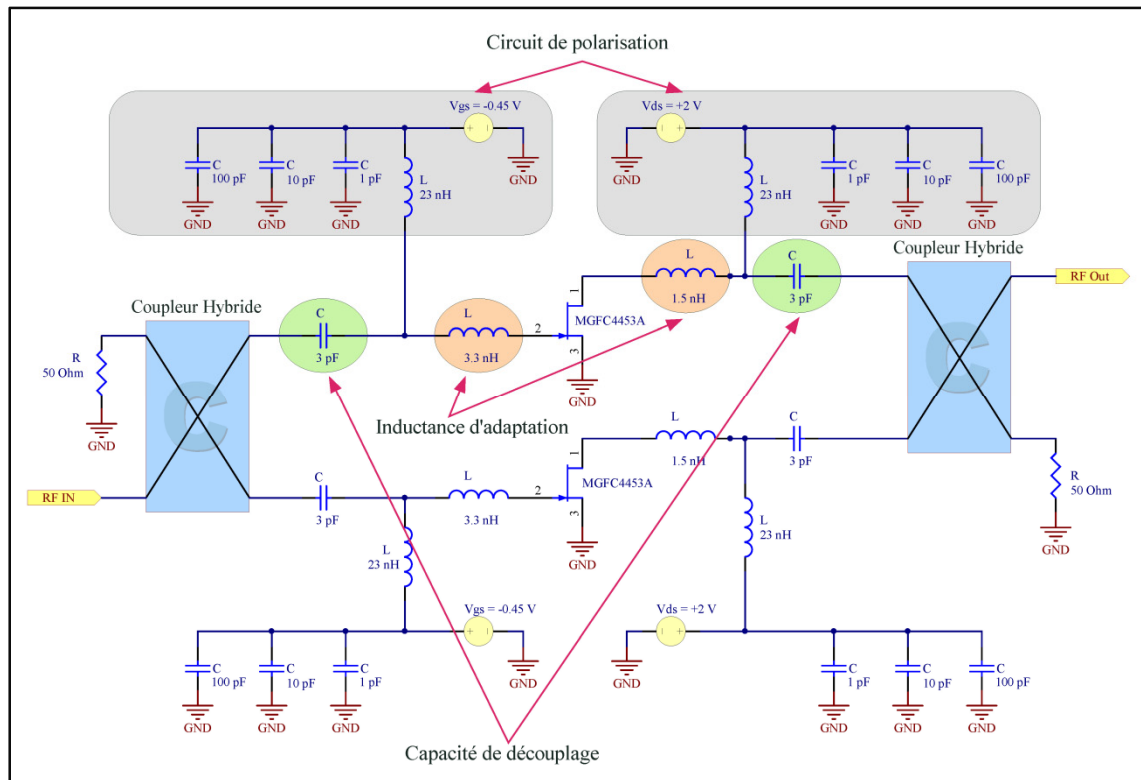


Figure 5.4 Schéma de l'amplificateur à faible bruit

5.2.3.1 Circuit de polarisation

Chaque transistor nécessite deux circuits de polarisation pour appliquer une tension négative, $V_{gs} = -0.45\text{ V}$, du côté de la grille et une tension positive, $V_{ds} = 2\text{ V}$, du côté du drain. Ce point de polarisation est donné par le fabricant, tel que spécifié à la fiche technique du transistor présentée en ANNEXE II. Nous avons préféré séparer les sources d'alimentation pour avoir plus de contrôle sur le point de fonctionnement optimal de chacun des deux transistors.

Le circuit de polarisation, tel que présenté à la Figure 5.4, est constitué d'une inductance 23 nH de Coilcraft série (03CS23N), utilisée comme bobine d'arrêt (*RF Choke*), et trois capacités mises en parallèle; 1 pF, 10 pF et 100 pF de Panasonic série (ECJZE). Les valeurs de ces composantes ont été fixées après optimisation du réseau à trois ports qui définit le circuit de polarisation, illustré à la Figure 5.5. La Figure 5.6 donne une idée sur les performances de ce circuit en utilisant les paramètres S des capacités et inductance donnés par les manufacturiers. Comme on peut le constater, sur la gamme de fréquences [4.4 GHz – 5 GHz], la transmission du port 1 au port 3 déterminée par $S(3,1)$ est inférieure à -33 dB et la transmission du port 1 au port 2 déterminée par $S(2,1)$ est égale 0 dB. Ce circuit est conçu, d'un côté, pour bloquer le passage du signal RF vers la partie source d'alimentation DC et d'un autre côté, pour permettre le passage du signal DC vers le transistor afin de l'alimenter. Le circuit d'alimentation ainsi conçu, garantit une transmission totale du signal RF du port 1 au port 2.

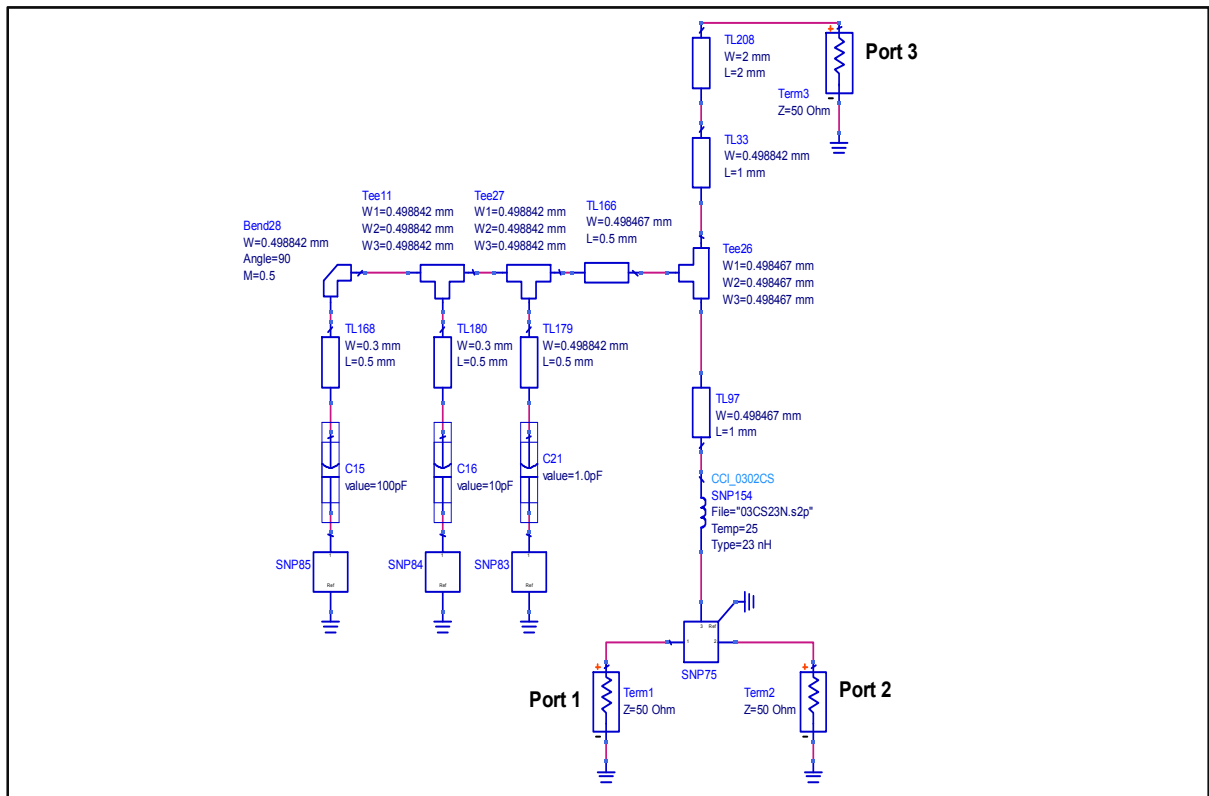


Figure 5.5 Schéma du circuit de polarisation simulé sous ADS

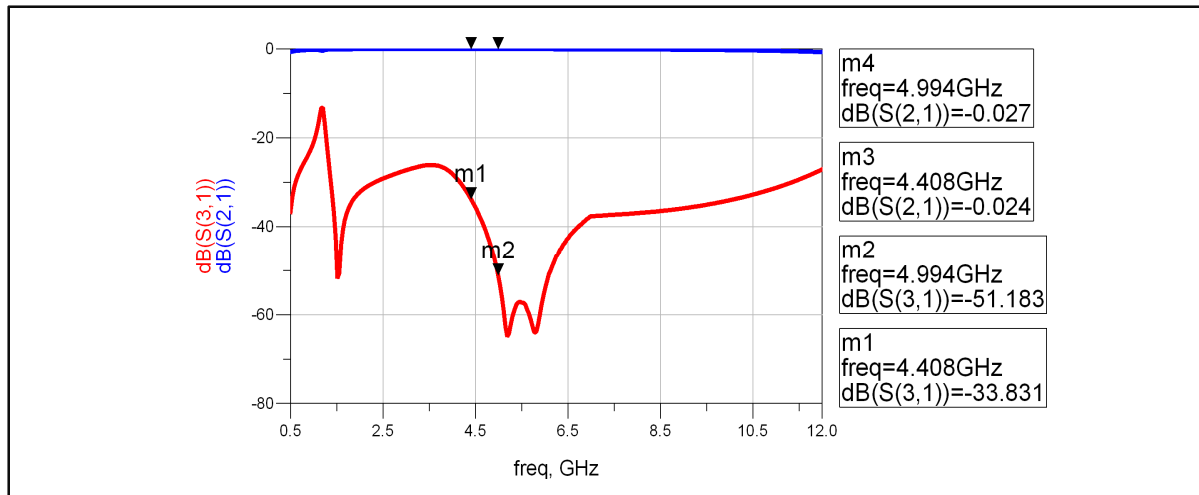


Figure 5.6 Résultat de simulation du circuit de polarisation

5.2.3.2 Circuit d'ajustement

La conception du LNA implique un compromis à faire entre ajuster le circuit pour atteindre un bruit minimum et un gain maximum dans un système adapté à 50 Ω . La structure balancée nous permet d'adapter le circuit au système et ainsi de minimiser les pertes en réflexion. Les deux coupleurs hybrides ont pour rôle d'absorber les réflexions générées par la désadaptation des transistors par rapport au système (Vendelin, Pavio et Rohde, 2005). Théoriquement, ces deux coupleurs hybrides suffisent pour maintenir une parfaite adaptation. Cependant, pour optimiser la figure de bruit, le gain et la stabilité du système, des ajustements sont nécessaires.

La Figure 5.4 présente des inductances d'adaptation qui sont insérées à l'entrée et à la sortie des deux transistors. Pour trouver les valeurs de ces composantes l'optimisateur de ADS a été utilisé en spécifiant une figure de bruit inférieure à 1 dB, un gain supérieur à 13 dB, des coefficients de réflexion inférieure à -15 dB et des facteurs de stabilité (μ) à l'entrée et à la sortie supérieures à 1. Les inductances idéales sont ensuite remplacées par des modèles d'inductances de Coilcraft ; 3.3 nH (02CS3N3) à l'entrée du transistor et 1.5 nH (02CS1N5) à la sortie.

La Figure 5.7, présente l'amélioration des performances en figure de bruit et en gain après l'ajout des circuits d'ajustement. Les paramètres de figure du bruit sont tirés des spécifications données par le fabricant et présentées en ANNEXE III. Tel que spécifié au chapitre 2, en ramenant le NFmin au centre de l'abaque de Smith, on arrive à minimiser la figure de bruit de la cellule d'amplification et ainsi minimiser la figure de bruit de la structure balancée. De la même façon, on peut maximiser le gain de la structure balancée en optimisant la cellule d'amplification pour atteindre le gain maximum et cela en ramenant le cercle du gain maximum au centre de l'abaque de Smith.

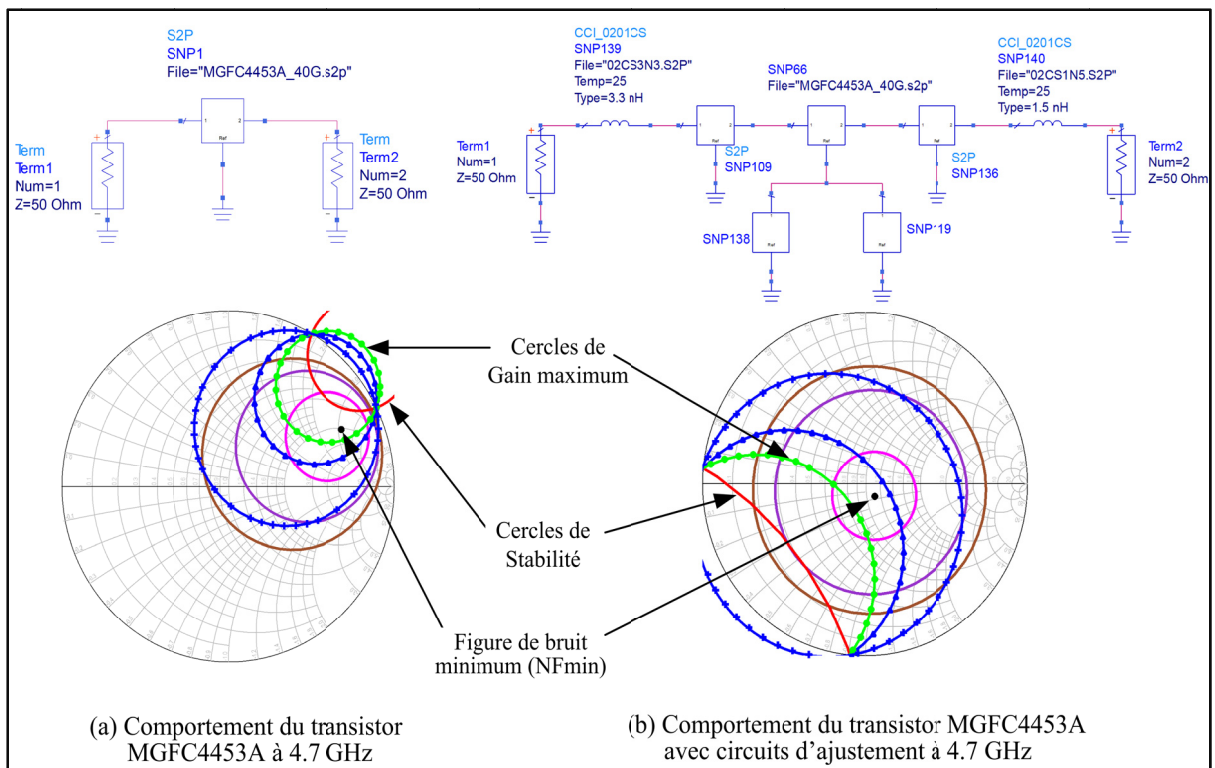


Figure 5.7 Amélioration des performances en figure de bruit et en gain avec les circuits d'ajustement

5.3 Intégration en technologie LTCC et résultats des simulations

Pour la conception du circuit LNA, nous avons utilisé la même configuration de substrat que celle utilisée pour la conception du coupleur hybride avec des feuilles de Dupont 951, voir Figure 4.3 du CHAPITRE 4, et cela, dans le but de tirer profit de l'intégration des coupleurs hybrides dans le corps du substrat tout en ayant un bon support d'emballage pour les transistors en puce.

5.3.1 Intégration 3D du LNA

La Figure 5.8 illustre l'intégration 3D du LNA. Les deux coupleurs hybrides, ainsi insérés dans le corps du substrat, libèrent leurs espaces en surface pour le montage du reste des composants discrets, en l'occurrence les inductances, les capacités et les transistors, décrits à la section 5.2.3, pour former le circuit d'amplification à faible bruit.

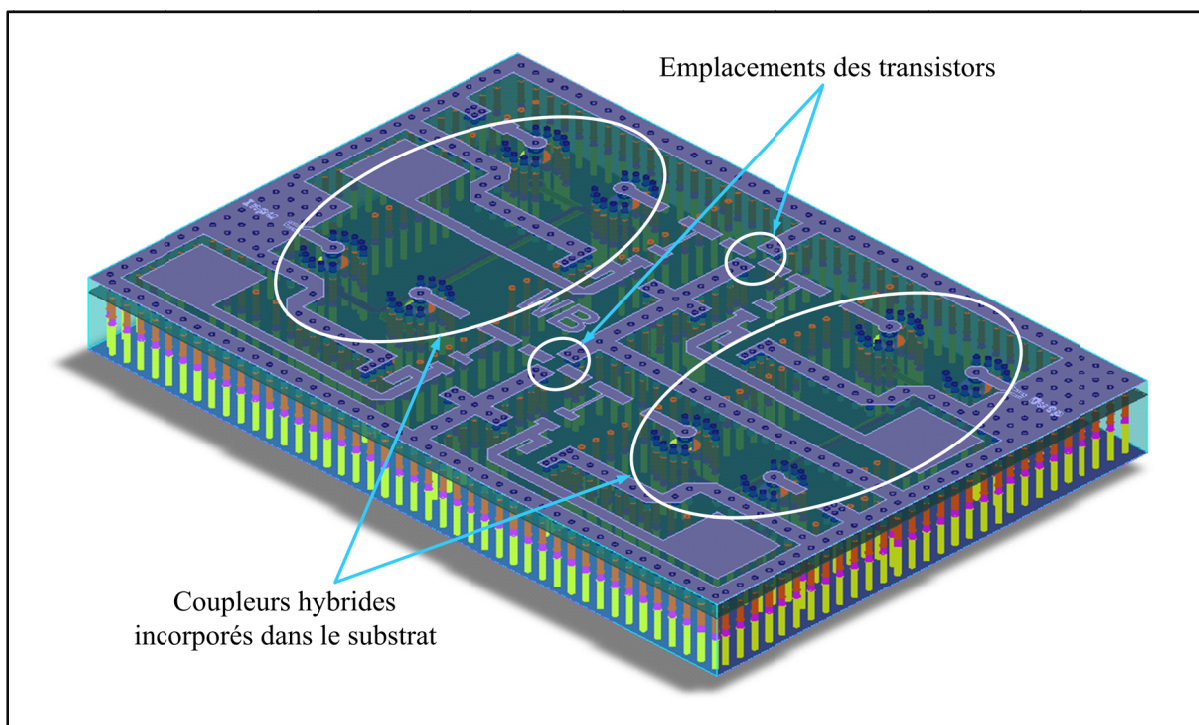


Figure 5.8 Vue en perspective du circuit LNA sans le reste des composants en surface

5.3.2 Résultats des simulations

Pour arriver à simuler l'ensemble de la structure, nous avons utilisé ADS. Les paramètres S des coupleurs sont tirés des résultats de simulation HFSS, tel que présenté au chapitre précédent. Pour bien modéliser le circuit, le reste des traces des lignes RF et des vias de connexions à la masse sont simulés sous Momentum. Par la suite, ces résultats sont exploités sous ADS (schématique) afin de simuler le comportement de la structure au complet et cela en introduisant les paramètres S du reste des composants passifs et actifs, spécifiés par les fabricants.

5.3.2.1 Figure de bruit du LNA

Le résultat de simulation de la figure de bruit après optimisation du circuit, est donné à la Figure 5.9. Comme on peut le constater, la figure de bruit du circuit d'amplification varie entre 0.72 dB et 0.83 dB sur la gamme de fréquences [4.4 GHz – 5 GHz]. Comparativement aux spécifications du cahier des charges qui recommande une figure de bruit inférieur à 1.2 dB, ce résultat est tout à fait satisfaisant.

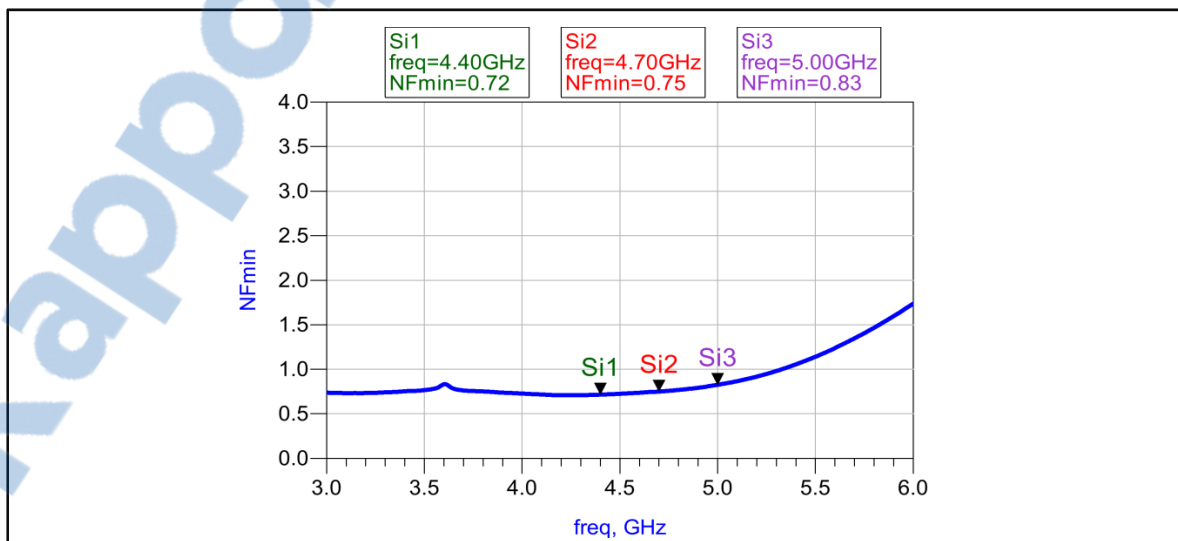


Figure 5.9 Résultat de simulation « figure de bruit »

5.3.2.2 Stabilité du LNA

Le cahier des charges spécifie que l'amplificateur soit inconditionnellement stable. Les résultats de simulation présentés à la Figure 5.10, pour la stabilité à l'entrée, et à la Figure 5.11, pour la stabilité à la sortie du circuit d'amplification, montrent clairement que le facteur de stabilité μ est supérieur à 1, sur une gamme de fréquences allant de 500 MHz à 20 GHz. Ces résultats sont suffisants pour satisfaire à l'exigence de la stabilité inconditionnelle du LNA.

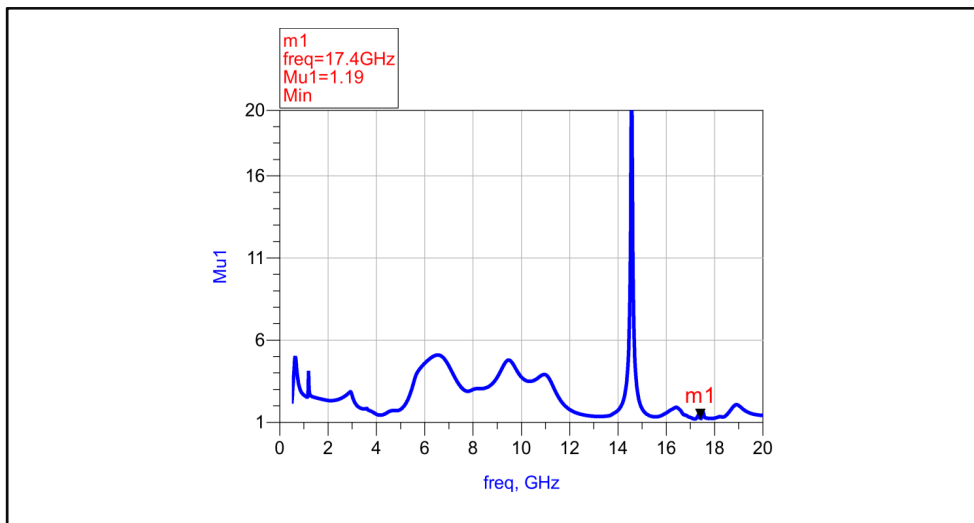


Figure 5.10 Résultat de simulation facteur de stabilité (μ) à l'entrée

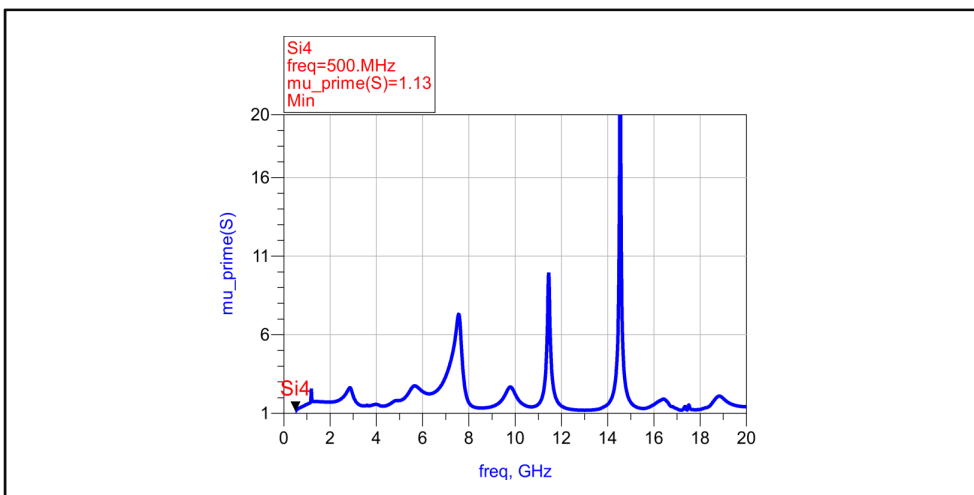


Figure 5.11 Résultat de simulation facteur de stabilité (μ) à la sortie

5.3.2.3 Gain du LNA

Le gain de l'amplificateur obtenu en simulation varie entre 16.8 dB et 18.24 dB sur la gamme de fréquences [4.4 GHz – 5 GHz] avec une balance de 1.44 dB, tel que présenté à la Figure 5.12. Ce gain, obtenu après optimisation du circuit, suite à l'ajustement présenté à la section 5.2.3.2, satisfait largement aux exigences du cahier des charges qui recommande un gain supérieur à 13 dB sur la bande de fréquences d'opérations avec une balance de 1.5 dB.

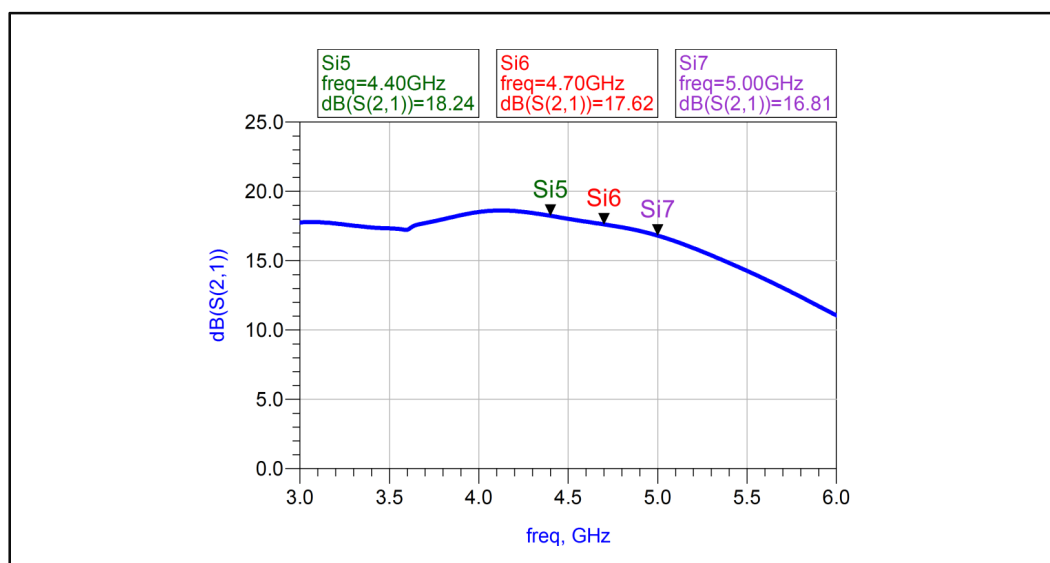


Figure 5.12 Résultat de simulation du gain de l'amplificateur S(2,1)

5.3.2.4 Coefficients de réflexion du LNA

La Figure 5.13 présente les résultats de simulation des coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie. Sur la gamme de fréquences [4.4 GHz – 5 GHz], ces coefficients sont inférieurs à -20 dB, ce qui est en accord avec les spécifications du cahier des charges qui recommande des valeurs inférieures à -15 dB.



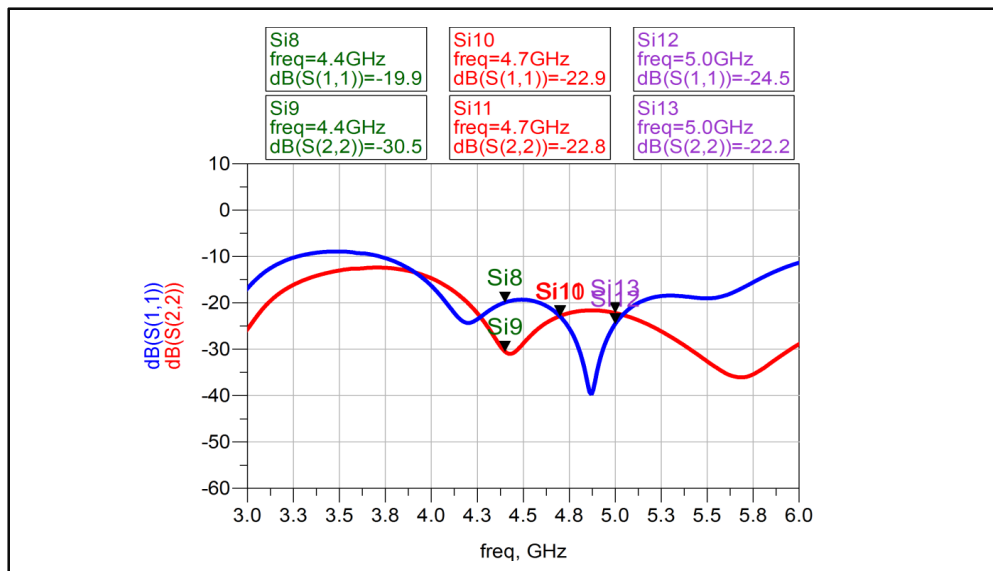


Figure 5.13 Résultat de simulation des coefficients de réflexion à l'entrée S(1,1) et à la sortie S(2,2)

En résumé le Tableau 5.2 donne une idée sur les performances atteintes en simulation, du circuit LNA, comparativement aux valeurs spécifiées au cahier des charges.

Tableau 5.2 Résumé des performances simulées sous ADS du LNA

Paramètre	Valeur à atteindre	Résultat de Simulation
Bande de fréquence	[4.4 GHz – 5 GHz]	[4.4 GHz – 5 GHz]
Surface (cm ²)	non spécifiée	2,66
Gain (dB)	> 13	> 17
Variation du gain (<i>gain flatness</i>) (dB)	1.5	1.43
NF min (dB)	< 1.2	< 0.83
S ₁₁ (dB)	< -15	< -20
S ₂₂ (dB)	< -15	< -22
Stabilité	inconditionnelle	inconditionnelle
Alimentation (V)	(-5), (+5)	(-0,045), (+2)
Consommation (mW)	< 250	40

Ces résultats nous encouragent à passer à l'étape de fabrication du prototype.

5.4 Fabrication et montage

La Figure 5.14 présente les masques de la couche supérieure développée pour la fabrication du LNA sous le numéro Run7B. Au total on a prévu de fabriquer quatre circuits de LNA identiques et deux coupleurs hybrides similaires au coupleur C1 fabriqué à la Run7 et présenté au chapitre précédent. Ces deux coupleurs hybrides, identiques à ceux intégrés dans les quatre circuits de LNAs, sont ajoutés dans la fabrication afin de :

- Mesurer les performances du coupleur C1;
- Avoir une idée sur la répétabilité du coupleur en comparant ses performances à ceux fabriqués à la Run7;
- Analyser son fonctionnement dans la structure balancée.

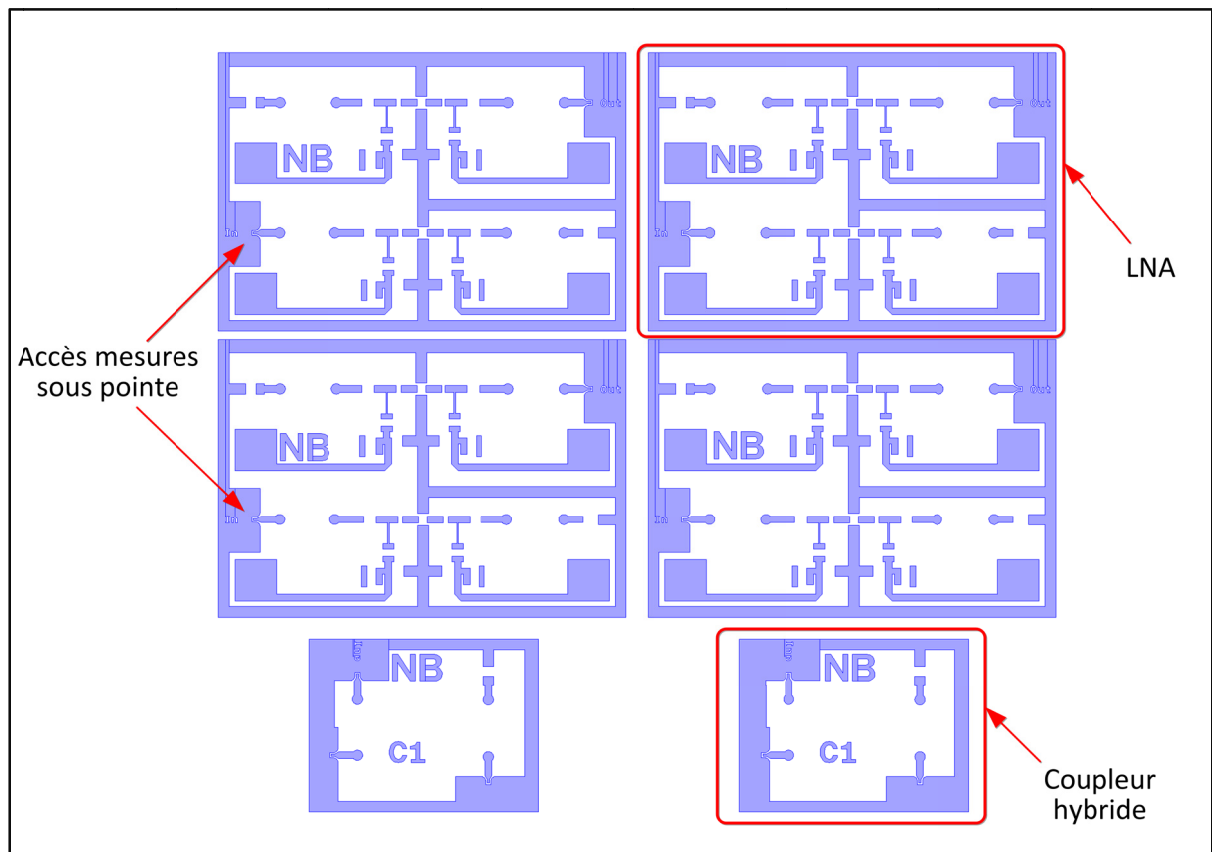


Figure 5.14 Dessin du masque de la couche supérieure (11^{ème} couche) généré pour la fabrication de la Run7B

5.4.1 Dessin des masques du LNA

La fabrication du circuit du LNA engendre la génération de 4 masques pour les 4 couches de métal et de 4 gabarits pour les différentes dispositions des vias. Les fichiers de conception des masques et des gabarits ont été générés sous ADS.

La Figure 5.15 illustre la superposition des couches de métal et des vias ainsi que les positions des composants à monter en surface du circuit d'amplification. Le circuit final du LNA est de dimensions (2 cm × 1,4 cm).

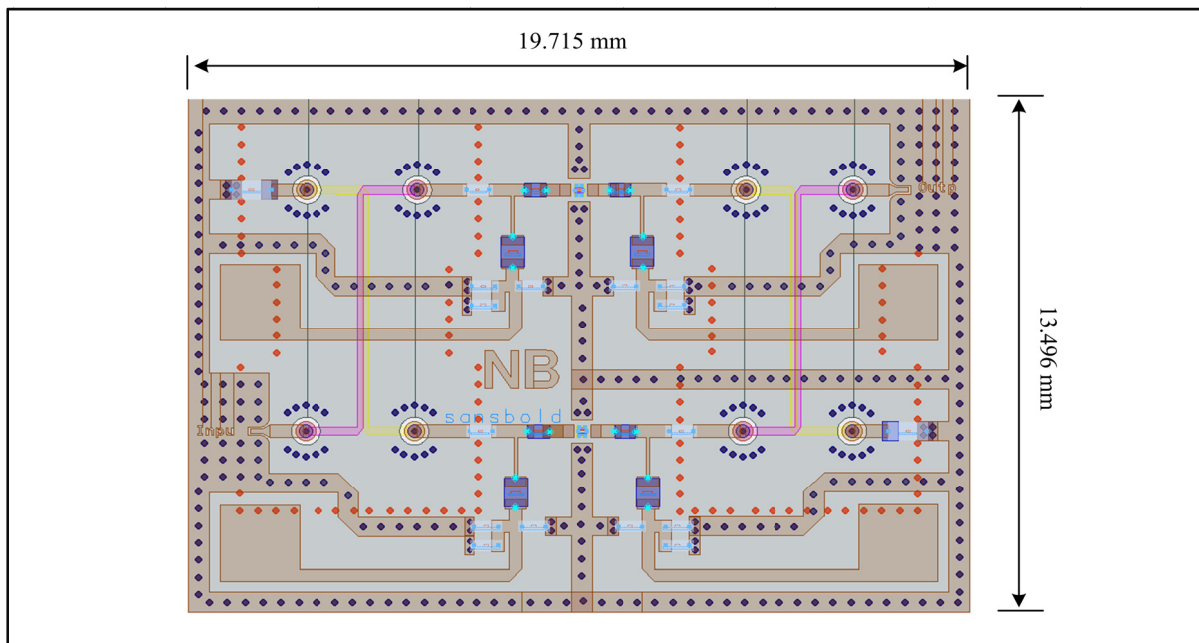


Figure 5.15 Dessin des différentes couches du circuit LNA avec les dispositions des composants en surface

5.4.2 Fabrication et montage des composants discrets

Les circuits du coupleur et du LNA fabriqués en LTCC au laboratoire LACIME de l'ÉTS sous le numéro Run 7B sont présentés aux Figure 5.16 et Figure 5.17 respectivement.

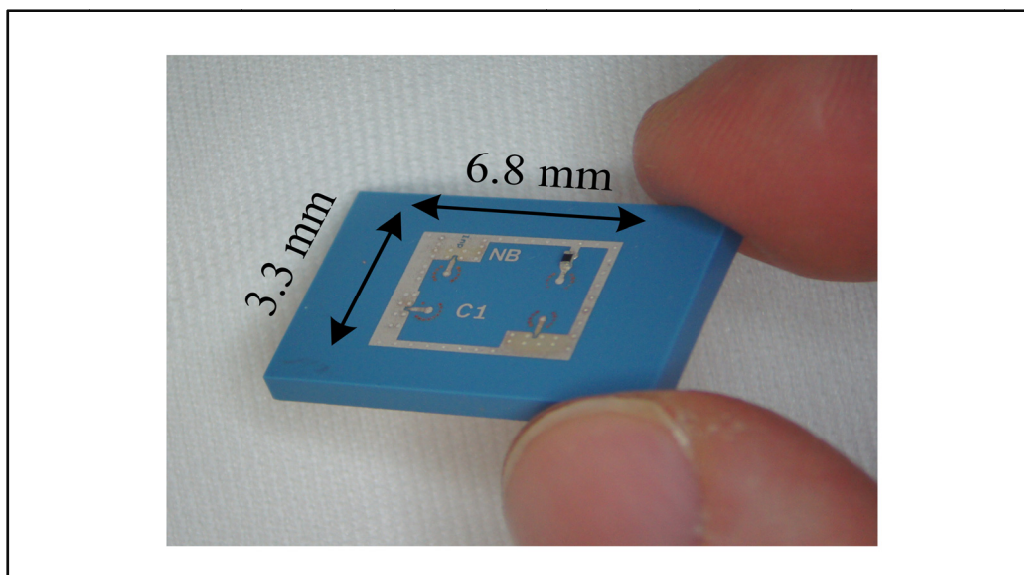


Figure 5.16 Photo prise du coupleur hybride fabriqué Run7B

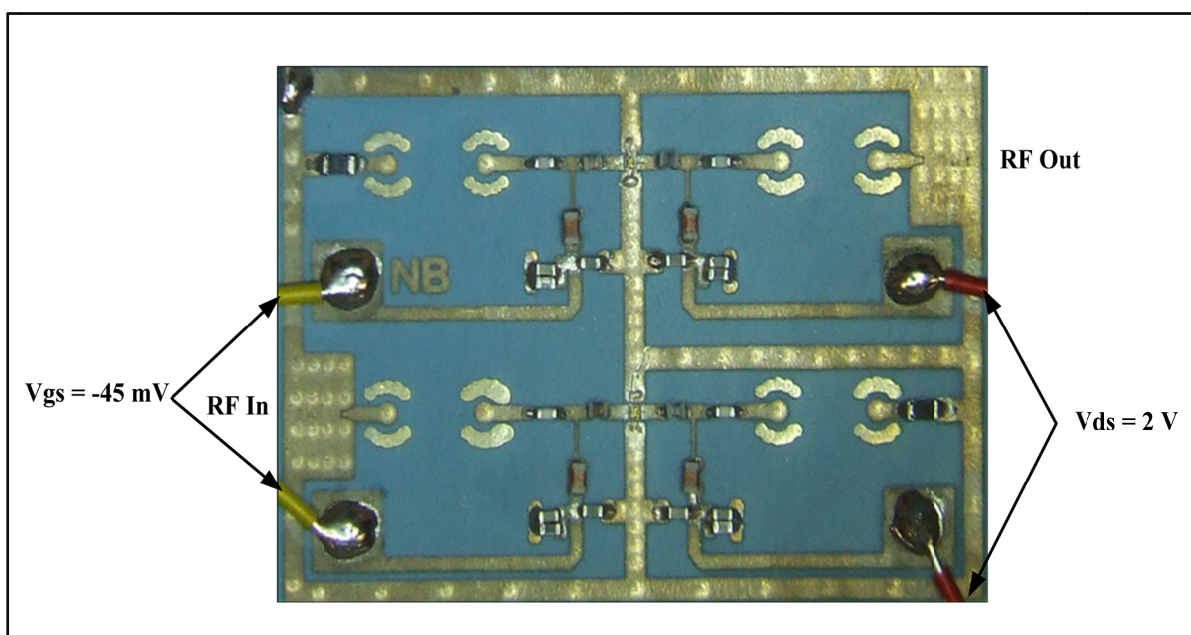


Figure 5.17 Circuit du LNA fabriqué et prêt pour les mesures

Le montage des composants discrets a été effectué au laboratoire LACIME. La partie la plus critique de cette étape de montage réside dans l'intégration du transistor dans le support en céramique du circuit et le câblage par fil (*wire bonding*).

En effet, avec le matériel disponible au niveau du laboratoire et les dimensions étroites du transistor, cette tâche s'est avérée difficile à concevoir. La câbleuse à fil (*wire bonder*) manque de précision pour les dimensions présentées par le transistor. Nous avons eu des difficultés à former des boules suffisamment petites de sorte à éviter qu'un court-circuit se forme entre la grille et la source ou le drain et la source du transistor. La Figure 5.18, donne une idée de la qualité du câblage par fil effectué sur le transistor Mitsubishi MGFC4453A au laboratoire LACIME.

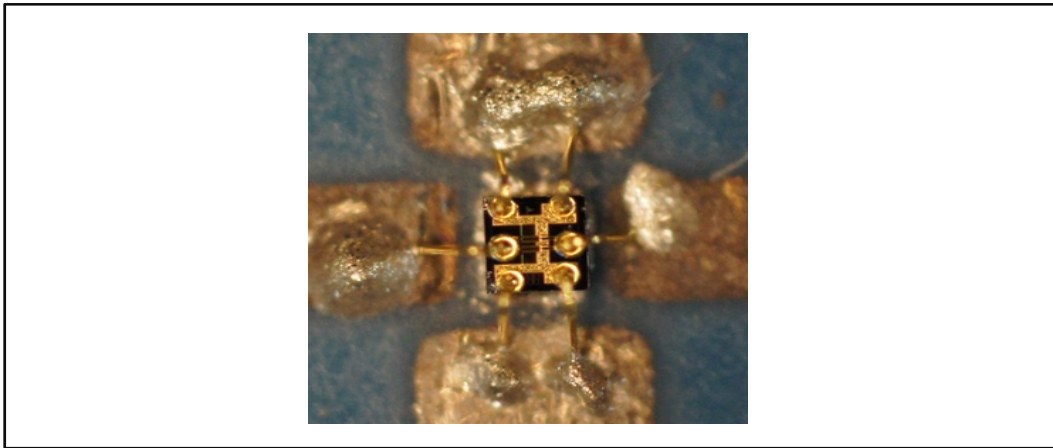


Figure 5.18 Transistor Mitsubishi MGFC4453A monté et câblé

5.5 Tests et mesures

L'ensemble des circuits fabriqués ont été testés et mesurés au laboratoire LACIME de l'ÉTS. Le montage utilisé pour prendre les mesures du coupleur hybride et du LNA est composé essentiellement d'un analyseur de réseau vectoriel 8722ES de Agilent et d'une station de mesure sous pointe de Cascade Microtech, tel que présenté à la Figure 5.19.

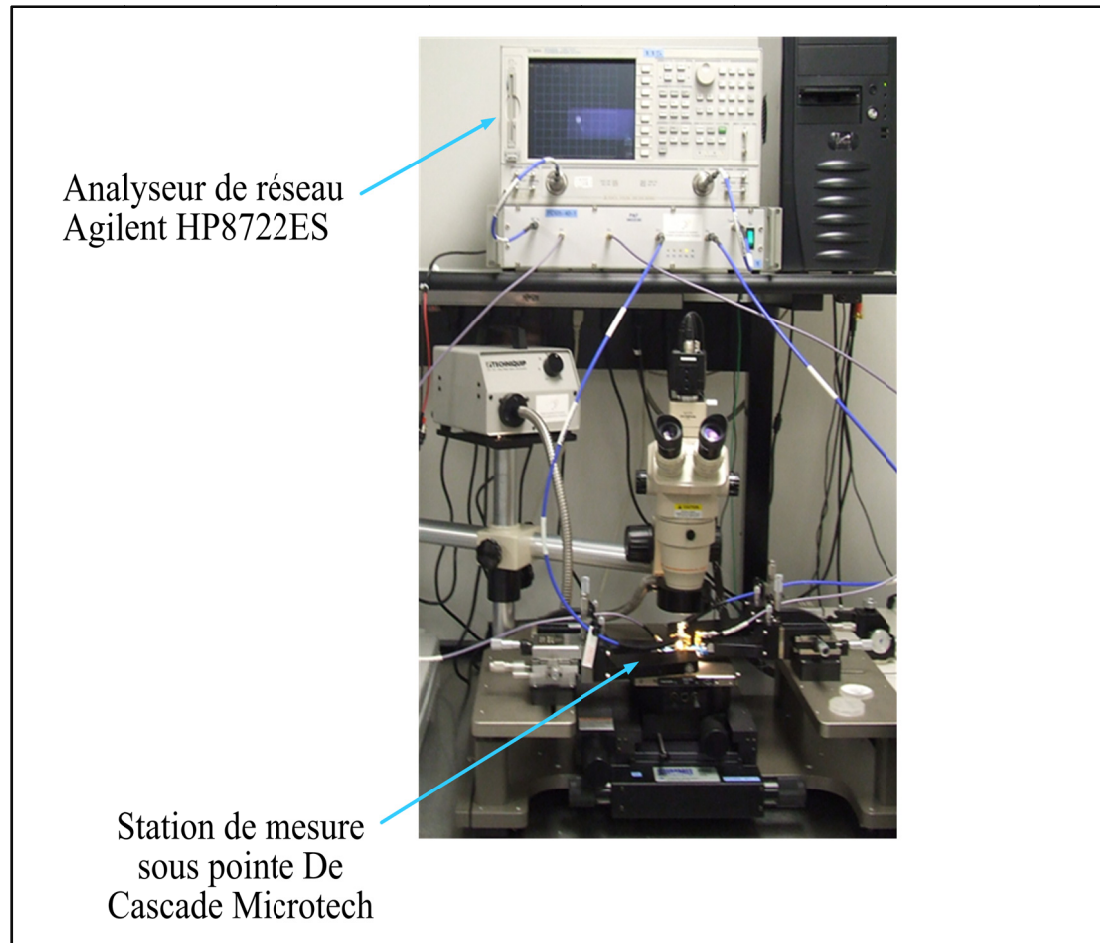


Figure 5.19 Photo du banc de test utilisé pour les mesures sous pointes des circuits fabriqués

5.5.1 Mesures du coupleur hybride

Les premières mesures effectuées sur le coupleur hybride ont permis d'établir une comparaison entre les performances du coupleur fabriqué sous cette dernière itération de fabrication (Run7B) et le coupleur du lot de fabrication Run7 présenté au chapitre précédent.

La Figure 5.20 illustre une comparaison des facteurs du couplage $S(4,1)$, et des facteurs de transmission $S(3,1)$ des deux itérations de fabrications du coupleur. La même comparaison est établie pour les coefficients de réflexion, présentée à la Figure 5.21, ainsi que pour les déphasages entre le port couplé $S(4,1)$ et le port direct $S(3,1)$, illustré à la Figure 5.22.

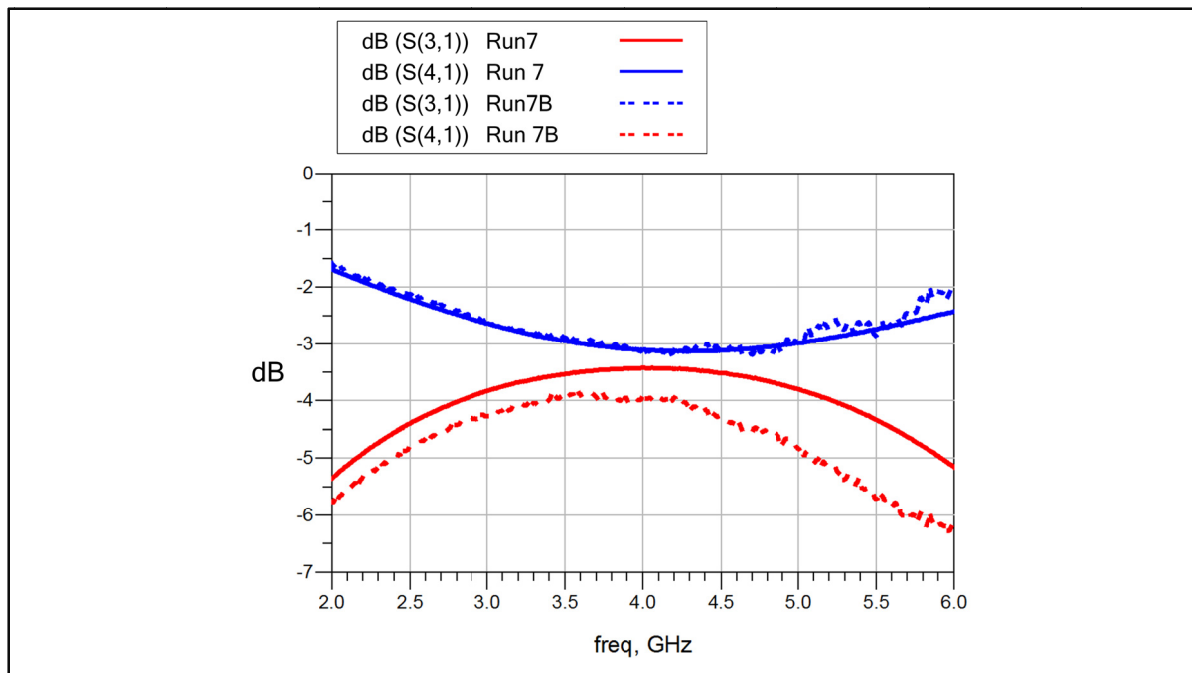


Figure 5.20 Comparaison des performances mesurées des coupleurs Run7 et Run7B en pertes d'insertion des ports couplés S(4,1) et des ports directs S(3,1)

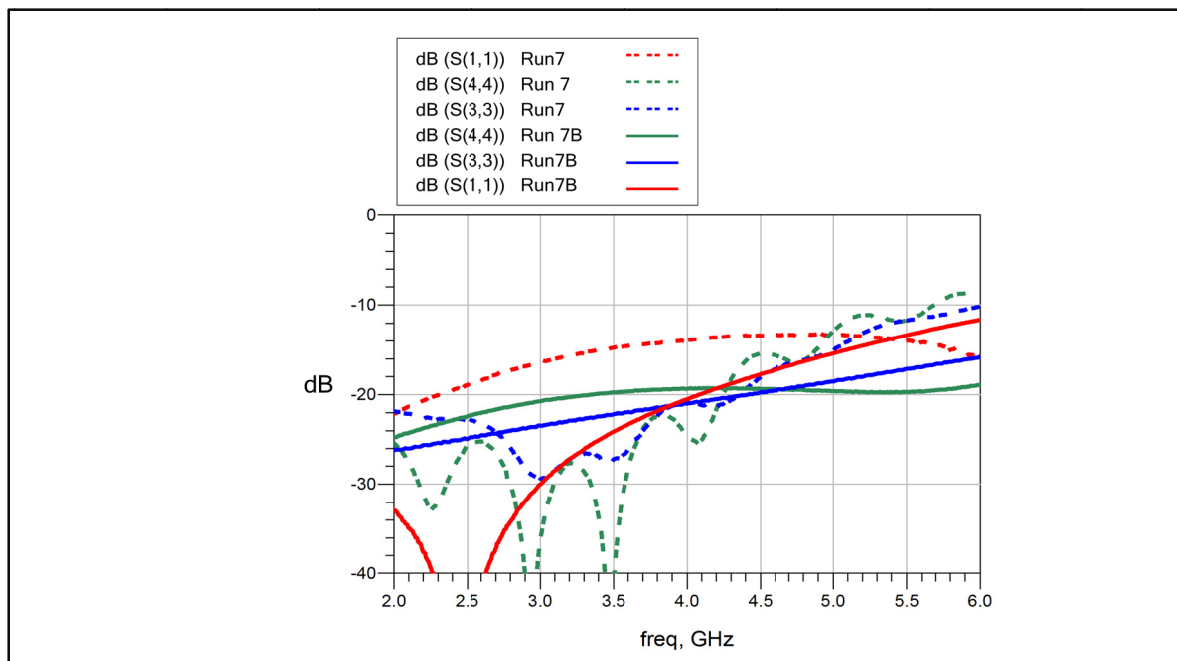


Figure 5.21 Comparaison des performances mesurées des coupleurs Run7 et Run7B en coefficients de réflexions

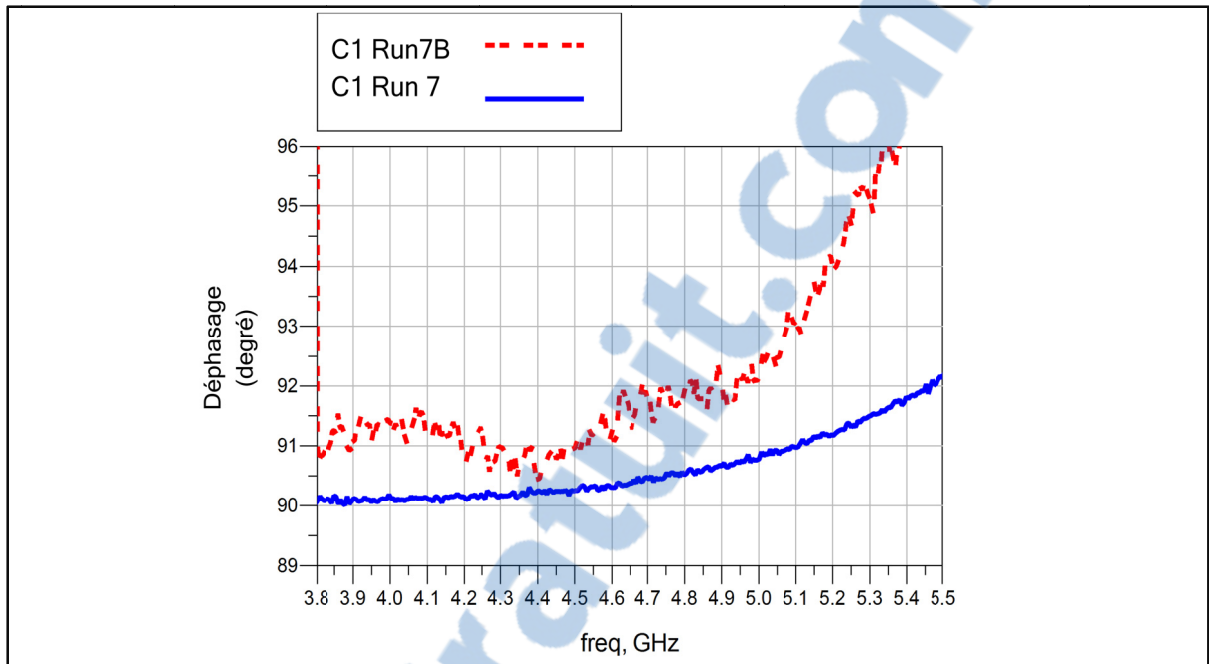


Figure 5.22 Comparaison des performances mesurées des coupleurs Run7 et Run7B en déphasage entre le port couplé S(4,1) et le port direct S(3,1)

D'après ces résultats, on peut conclure que non seulement les performances du coupleur du lot Run7 sont meilleures que celles du coupleur du lot Run7B, mais aussi que les résultats obtenus du coupleur de la Run7B sont loin des résultats de simulations. Cela aura des répercussions sur les performances du LNA, étant donné que ce dernier incorpore deux coupleurs hybrides avec les performances de la Run7B.

5.5.2 Tests et mesures du LNA

Sur le banc de tests, présenté à la Figure 5.19, nous avons ajouté deux sources d'alimentation DC pour fonctionner les transistors et avoir un contrôle direct sur le point de polarisation optimum de chacun des deux transistors.

5.5.2.1 Mesures du gain et des coefficients de réflexion

Le meilleur comportement de la structure a été observé pour une tension $V_{ds} = 2 \text{ V}$ et $V_{gs} = -48 \text{ mV}$ avec une consommation de 13 mA pour chacun des deux transistors. Les résultats mesurés du gain sont donnés à la Figure 5.23. Sur la gamme de fréquences $[3.9 \text{ GHz} - 4.6 \text{ GHz}]$ le gain vari de 5.7 dB à 7 dB . Ces résultats de mesures sont décalés des résultats obtenus en simulation, 16.8 dB et 18 dB sur la bande de fréquences de $[4.4 \text{ GHz} - 5 \text{ GHz}]$ ainsi que des spécifications du cahier des charges recommandant un gain supérieur à 13 dB sur la bande de fréquences $[4.4 \text{ GHz} - 5 \text{ GHz}]$.

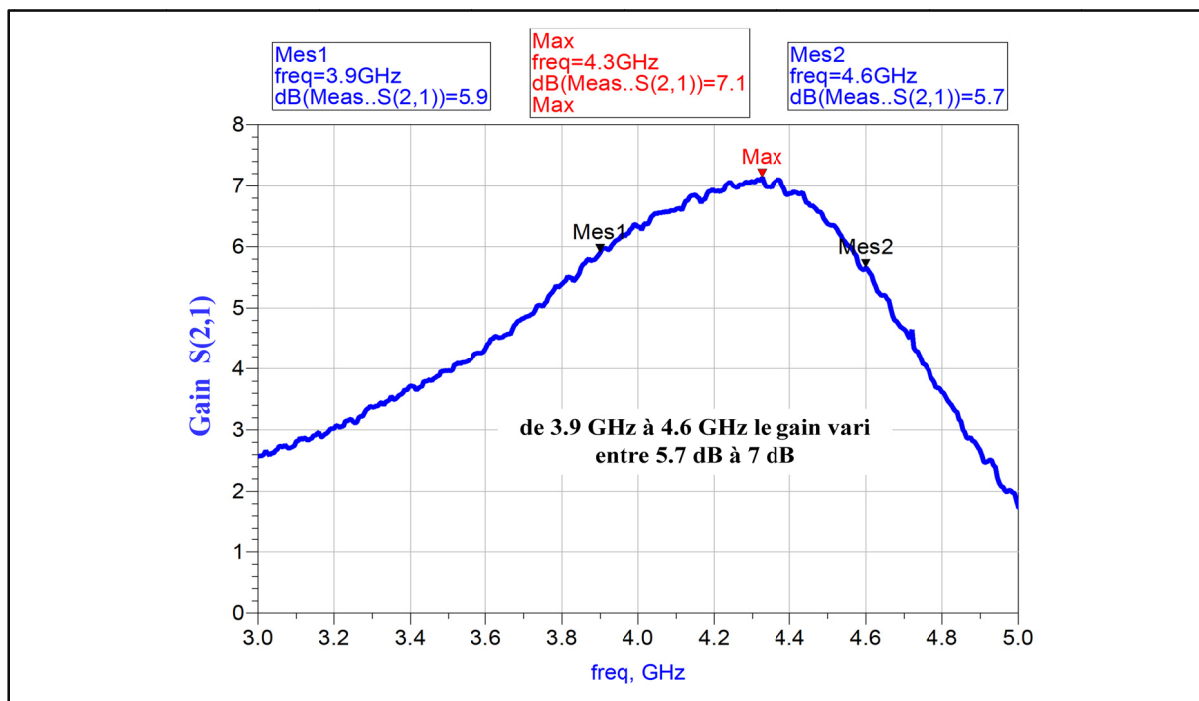


Figure 5.23 Résultats de mesures du gain

La Figure 5.24, présente les résultats de mesures des coefficients de réflexion à l'entrée $S(1,1)$ et à la sortie $S(2,2)$ qui varient entre -8 dB et -14 dB à l'entrée et entre -16 dB et -18 dB à la sortie, sur la gamme de fréquences $[4.4 \text{ GHz} - 5 \text{ GHz}]$. Ces résultats sont légèrement décalés de la cible du départ, spécifiée par le cahier des charges, qui visait à atteindre des coefficients de réflexion inférieure à -15 dB .

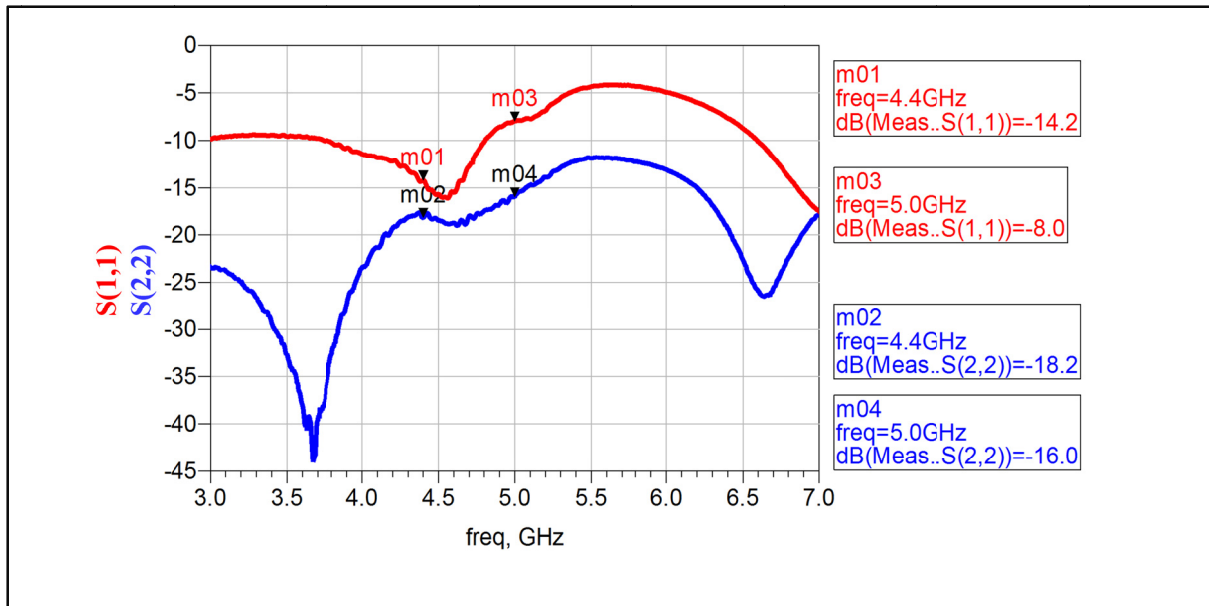


Figure 5.24 Résultats de mesures des coefficients de réflexion à l'entrée S(1,1) et à la sortie S(2,2)

5.5.2.2 Mesures de la figure de bruit

Un analyseur de figure de bruit N8975A [10 MHz à 26 GHz] et une source de bruit N4002A de Agilent sont utilisés pour effectuer les mesures de la figure de bruit. Le schéma décrit à la Figure 5.25 donne une idée sur la méthode adoptée pour calibrer l'analyseur avant d'effectuer les mesures. La première étape consiste à placer les sondes de la station de mesure sous pointe sur le substrat de calibration direct (*Thru*) et calibrer l'analyseur pour ramener le plan de mesure au niveau des pointes des sondes. Une fois la calibration effectuée on dispose le LNA à la place du (*Thru*) pour entamer les mesures (Yin-Cheng et al., 2010).

La Figure 5.26, présente les résultats de mesures du LNA obtenus avec cette technique de calibration. La moyenne de la figure de bruit mesurée est de 3.5 dB sur la gamme de fréquences [4.4 GHz – 5 GHz]. Ces valeurs sont loin des résultats de simulation qui présentaient une moyenne en figure de bruit de 0.75 dB ainsi que les spécifications du cahier des charges qui recommandait une figure de bruit inférieure à 1.2 dB.

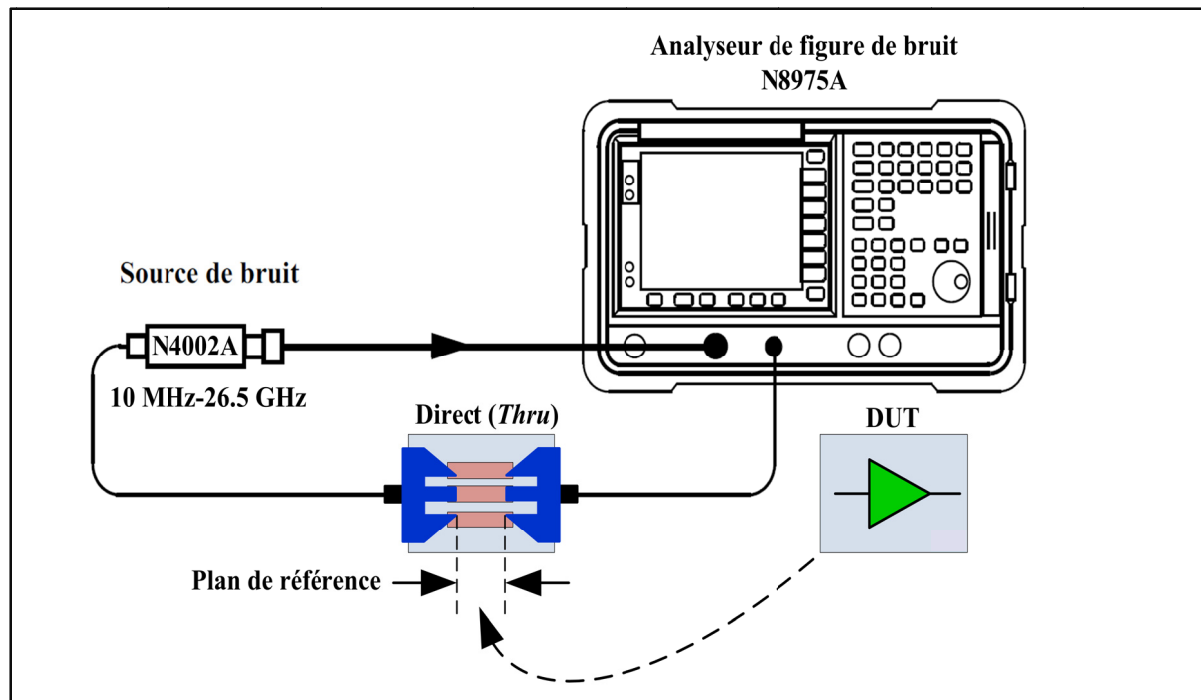


Figure 5.25 Schéma du banc de test utilisé pour mesurer la figure de bruit du LNA
Adaptée de (Yin-Cheng et al., 2010)

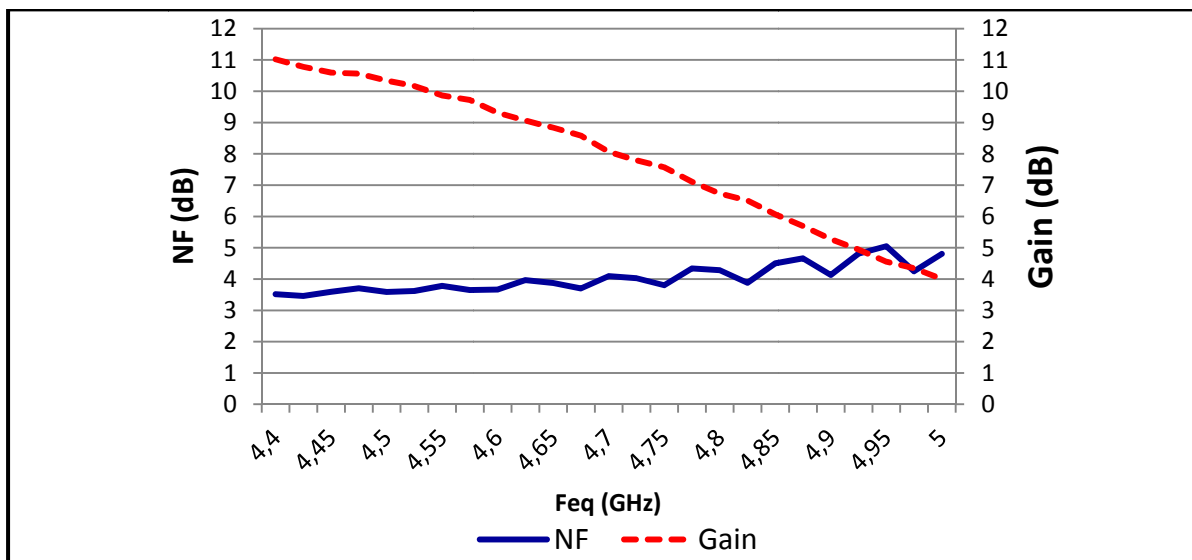


Figure 5.26 Résultats des mesures prélevées du gain et de la figure de bruit
avec l'analyseur de figure de bruit N8975A

5.5.3 Résumé des résultats de mesures et interprétations

Le Tableau 5.3 présente un résumé des résultats de mesures du LNA comparés aux exigences du cahier des charges.

Tableau 5.3 Spécifications du cahier des charges comparées aux performances du LNA

Paramètre	Valeur spécifiée	Valeur atteinte
Surface (cm ²)	non spécifiée	2,66
Bande de fréquence	4.4 GHz – 5 GHz	3.9 GHz – 4.6 GHz
Gain max (dB)	> 13	> 5.7
Variation du gain (<i>gain flatness</i>) (dB)	1.5	1.5
NF (dB)	< 1.2	< 3,5
S ₁₁ (dB)	< -15	< -10
S ₂₂ (dB)	< -15	< -18
Alimentation (V)	(-5), (+5)	(-0.048), (+ 2)
Consommation (mW)	< 250	52

La fabrication du lot Run7B inclut des LNAs et des coupleurs hybrides. Ces coupleurs hybrides sont identiques à ceux fabriqués à la Run7. Cependant, les mesures montrent que les coupleurs de la Run7B sont moins performants que ceux de la Run7. La raison pour laquelle les résultats de la dernière fabrication, Run7B, ne correspondent pas à ceux de la première fabrication, Run7, est liée à plusieurs paramètres :

- Des changements dans le procédé de fabrication de la Run7B par rapport à la Run7, tels que la méthode de remplissage des vias, l'épaisseur et diamètre des trous du gabarit et la suppression des masques destinés à former les anneaux des vias, ont été introduits pour l'amélioration du rendement et baisser le coût de la fabrication. Ces changements ont certes apporté une hausse de 50% du taux de réussite de la fabrication du coupleur et une baisse du coût de la réalisation, néanmoins les performances du coupleur C1 (lot Run7B) ont subi d'importantes dégradations;

- Sachant que les performances du coupleur sont en étroite relation avec le bon alignement des couches internes 4 et 5 constituant le coupleur hybride, cela mène à suspecter que durant la fabrication du lot Run7B, l'alignement de ces couches a subi un léger décalage lors de l'étape de l'empilement des feuilles du substrat, ce qui a engendré des performances moins efficaces;
- L'anneau et le dégagement du métal au niveau de la 9^{ème} couche du coupleur de la Run7B ne correspond pas au masque conçu pour la fabrication et réalisé à la Run7, tel qu'illustré à la Figure 5.27. Ce résultat est lié à la suppression des masques destinés à former les anneaux des vias. Il est clair que la fabrication de la Run7 est plus précise que celle de la Run7B. Non seulement il y'a une différence dans la taille du dégagement du métal, mais aussi un manque d'uniformité. Ce tronçon fait partie de la transition des lignes d'accès au coupleur hybride incorporé dans le substrat. Tel qu'on a développé au chapitre précédent, cette partie du coupleur a été optimisée pour avoir une bonne adaptation des ports. Si l'adaptation des ports est dérangée, le facteur du couplage sera dérangé à son tour, ce qui expliquerait les résultats obtenus lors des mesures du coupleur de la Run7B;
- Avec la méthode de rotation des feuilles, adoptée pour économiser le coût de la fabrication, on est confronté à une marge d'erreur de $\pm 115 \mu\text{m}$ en alignement des traces de lignes constituant le coupleur (*broadside coupled striplines*). Tel que traité au chapitre précédent, il a été conclu que cette marge d'erreur pourrait facilement altérer les performances du coupleur;
- Dans la fabrication de la Run7, nous avons utilisé la patte argentée en surface, comme métal conducteur. Cependant on a eu des difficultés à souder les composants discrets en surface. Pour éviter ce problème, nous avons préféré utiliser de la patte soudable à la place de la patte argentée en surface dans la fabrication de la Run7B. Toutefois, la patte soudable est plus résistive ce qui engendrerait plus de pertes, ce qui aurait d'un côté altéré les performances du coupleur et d'un autre côté affecté la figure de bruit.

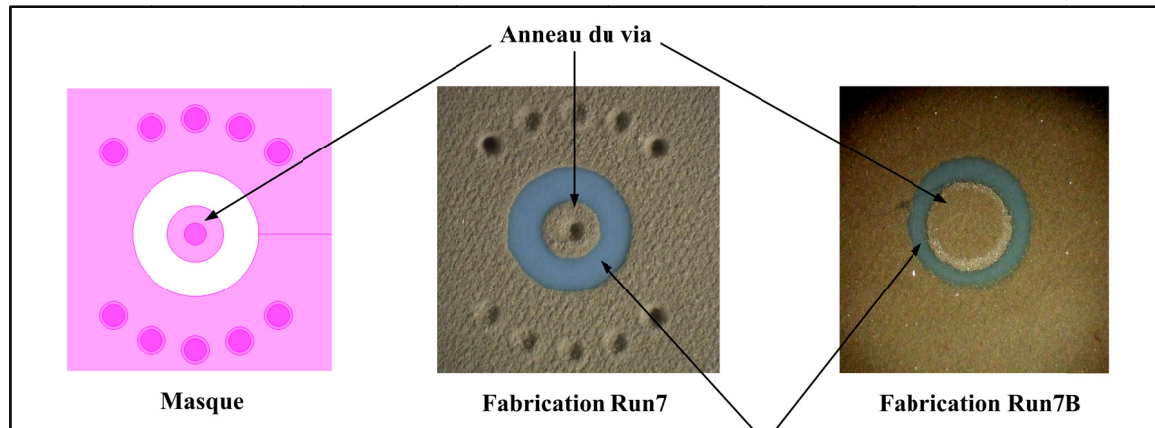


Figure 5.27 Différence entre les fabrications du lot Rnu7 et lot Run7B

Le Tableau 5.4 donne une idée sur les circuits simulés et mesurés pour comparaison. Suite aux mesures prises sur la structure balancée, notée (Struc 2), sans les composants et transistors en surface, en reliant les traces des lignes à l'aide du câblage par fil, voir Figure 5.28, nous avons pu établir une analyse comparative des deux structures (Struc 1) et (Struc 2) présentées à la Figure 5.29. Les paramètres S précédés du préfixe (Struc 1) correspondent au comportement de la structure balancée dans le cas où les coupleurs intégrés présentent de bonnes performances. Ces résultats sont obtenus en simulant la structure balancée sous ADS, Figure 5.30, en utilisant les résultats mesurés du coupleur C1 de la première fabrication (Run7). Nous avons eu recours aux simulations combinées avec les résultats expérimentaux vu que les deux circuits LNA fabriqués à la Run7 n'étaient pas opérationnels, tel que mentionné précédemment au Tableau 4.2 du chapitre 4, à cause du problème de remplissage des trous de connexion (via signal) des coupleurs.

Tableau 5.4 Circuits simulés et mesurés pour comparaison

Circuit	Noté	Simulé	Mesuré
Coupleur C1 (Run7) (patte : argent)	C1	✓	✓
Structure balancée avec coupleur C1 (Run7) (patte argentée)	Struc 1	✓	non
Coupleur C1 (Run7B) (patte : soudable)	C1_1	✓	✓
Structure balancée avec coupleur C1 (Run7B) (patte : soudable)	Struc 2	✓	✓

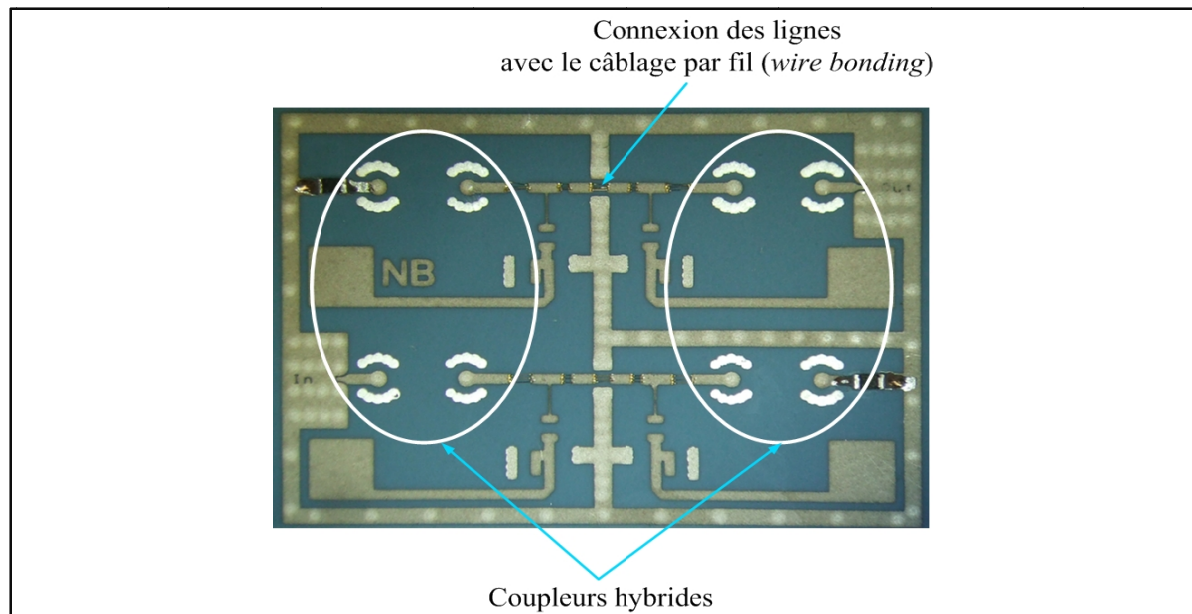


Figure 5.28 Circuit conçu pour tester la structure balancée avec les deux coupleurs

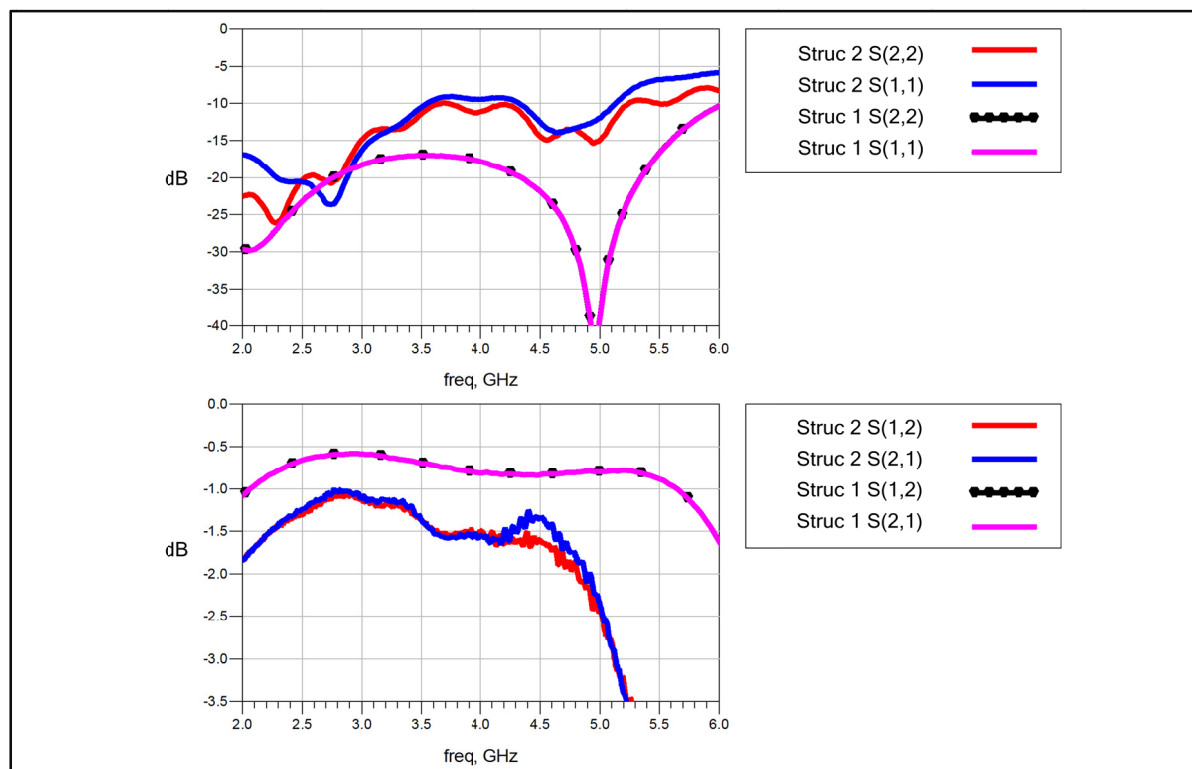


Figure 5.29 Comparaison des deux structures : Structure balancée simulée avec les mesures du coupleur C1 (patte argentée) et Structure balancée mesurée avec des coupleurs C1_1 (patte soudable)

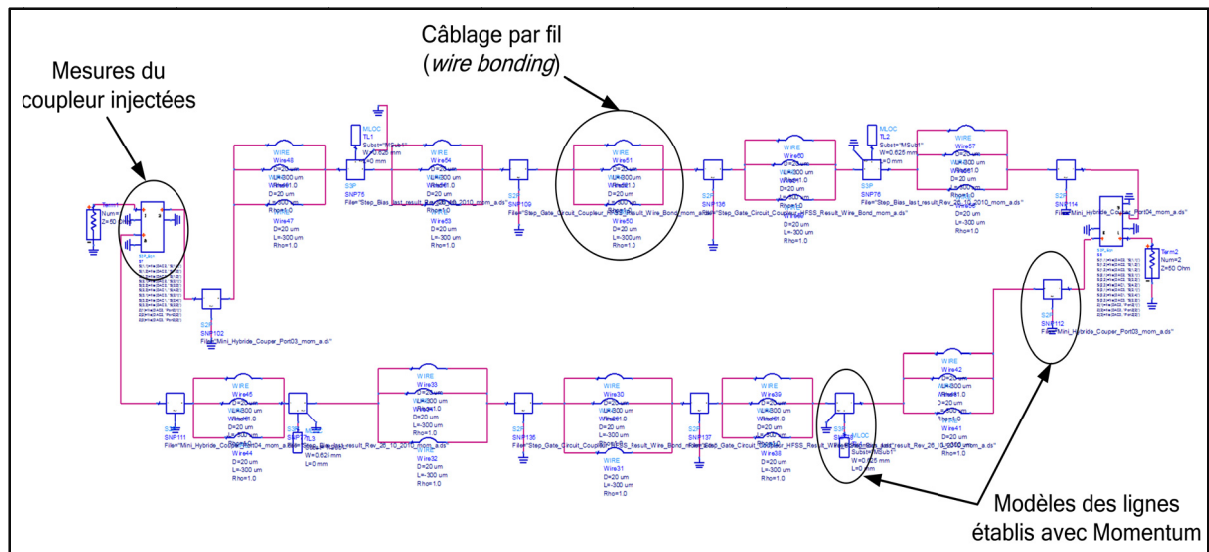


Figure 5.30 Modélisation de la structure balancée sous ADS

Les paramètres S, précédés du préfixe (Struc 2), reflètent le comportement mesuré de la structure balancée, fabriqué en (Run7B) avec de la patte soudable en surface. On constate clairement qu'il y'a une différence de 5 dB entre le comportement des deux structures. Cette différence est générée par l'incompatibilité du comportement du coupleur fabriqué à la (Run7B) par rapport au coupleur conçu à la (Run7) qui présentait de meilleures performances.

Pour valider notre modèle établi en simulation de la structure balancée, nous avons introduit les mesures du coupleur C1_1 dans la structure balancée avec des modèles de lignes avec une résistivité de ($0.0165 \Omega/\square$) pour la patte soudable à la place de ($0.0033 \Omega/\square$) pour la patte en argent. Les résultats obtenus sont illustrés à la Figure 5.31 avec préfixe (Struc 3). En comparant les simulations de la (Struc 3) avec les mesures de la (Struc 2), on constate que le comportement du modèle représenté par (Struc 3) se rapprochent du comportement du circuit mesuré (Struc 2) en adaptation sur la plage de fréquences [2 GHz – 4.4 GHz] et en transmission sur la plage de fréquences [2 GHz – 4.8 GHz], ce qui valide notre modèle établi initialement pour comparer les deux structures (Struc 1) et (Struc 2).

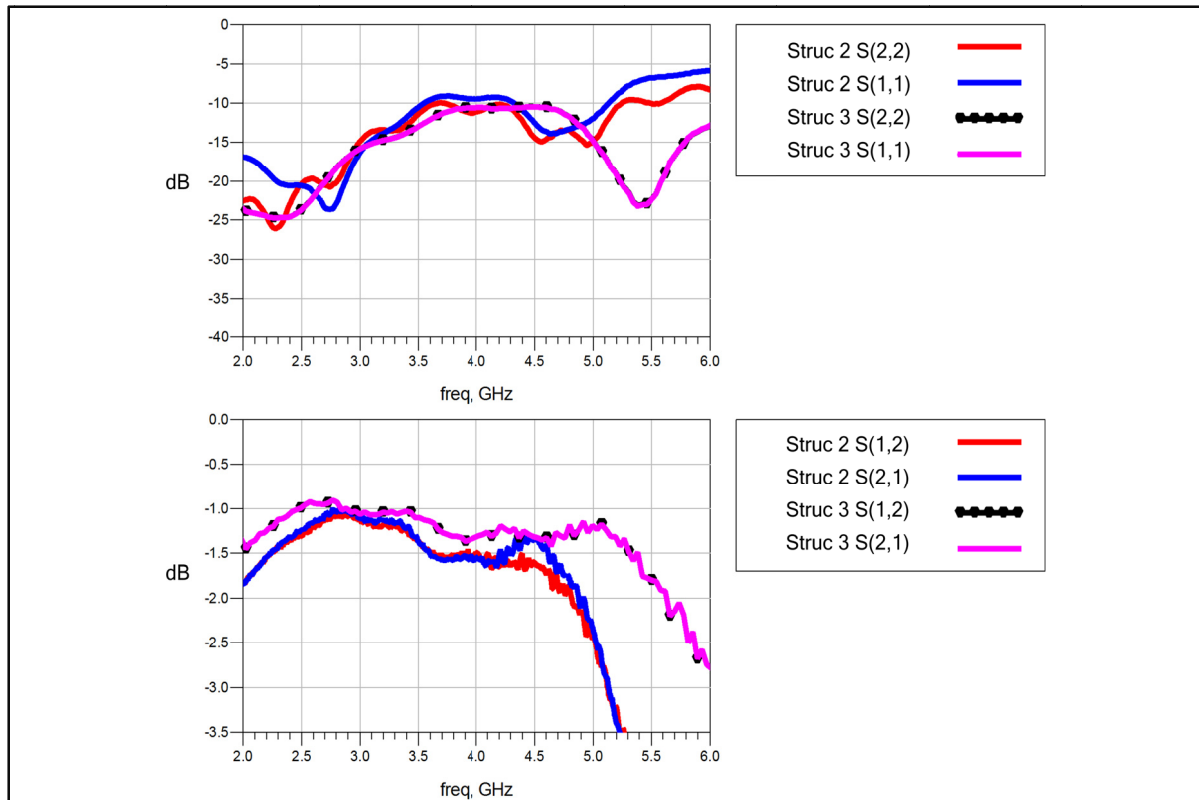


Figure 5.31 Comparaison des deux structures : Structure balancée simulée avec les mesures du coupleur C1_1 et Structure balancée mesurée avec coupleurs C1_1

En introduisant les résultats expérimentaux du coupleur C1_1, dans les simulations de la structure balancée avec le reste des composants, en l'occurrence les transistors, les inductances, etc., on arrive à obtenir des résultats significatifs. En effet, en comparant les résultats obtenus en simulation avec les mesures, tel que présenté à la Figure 5.32 on constate que les coefficients de réflexion sont similaires, ce qui valide l'interprétation de la dégradation des performances du LNA suite à la dégradation des performances des coupleurs hybride.

La stabilité du circuit d'amplification simulé avec les mesures du coupleur C1_1 est illustrée à la Figure 5.33. On constate que le circuit d'amplification entre dans une zone d'instabilité sur la plage de fréquences [4 GHz – 4.8 GHz]. Ceci peut engendrer un dysfonctionnement dans le comportement du circuit d'amplification.

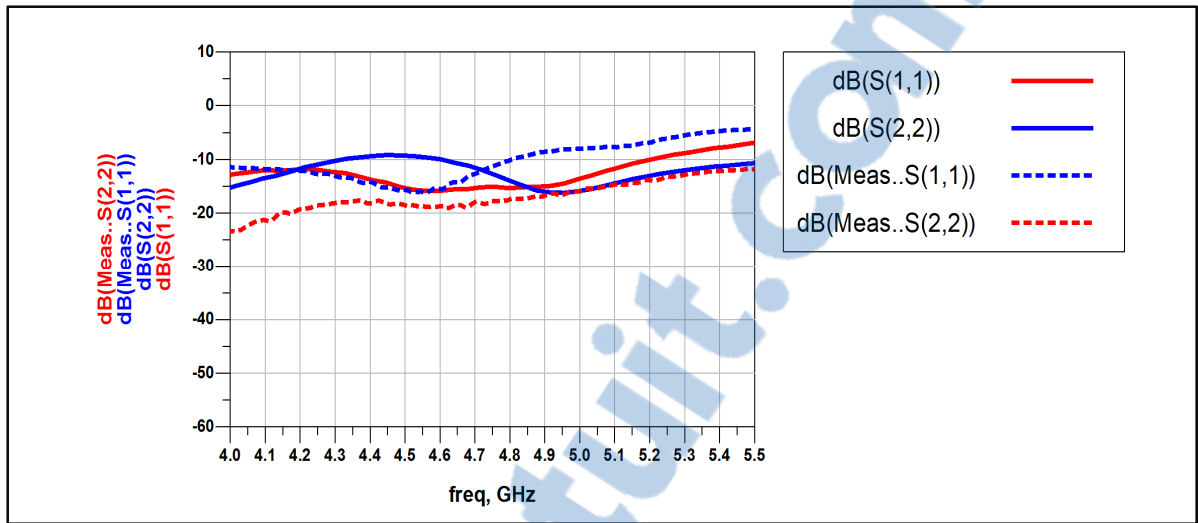


Figure 5.32 Comparaison entre simulation et mesures des coefficients de réflexion du circuit LNA avec coupleur C1 (Run7B)

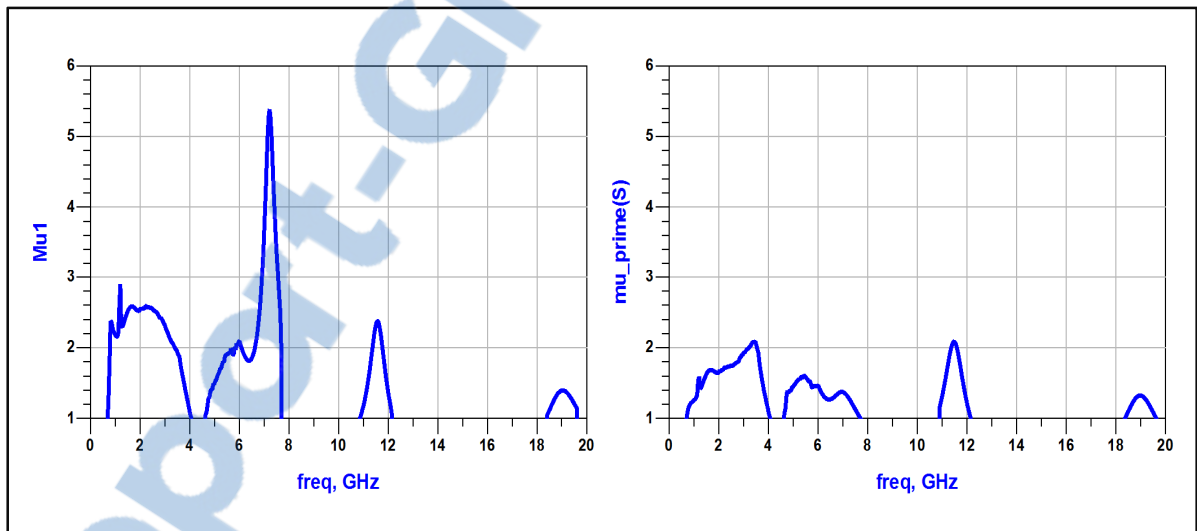


Figure 5.33 Simulation du facteur de stabilité à l'entrée (Mu1) et à la sortie (mu_prime) du circuit LNA avec coupleur C1 (Run7B)

Tout ceci interprète le décalage des résultats expérimentaux du circuit d'amplification par rapport aux simulations initiales, et confirme l'idée que ce décalage est dû essentiellement au comportement des coupleurs hybrides de cette dernière itération de fabrication (Run7B) qui étaient moins performants que ceux réalisés à la Run7.

En essayant d'adapter le procédé de fabrication LTCC au besoin d'économiser les coûts de la réalisation du circuit, on a affecté les performances du circuit. Une analyse du coût de la fabrication de la Run7B avec ou sans méthode de rotations, telle que résumée au Tableau 5.5, encourage à lancer une nouvelle itération de fabrication, mais cette fois-ci sans méthode de rotation. En effet, le coût de la fabrication reviendra moins cher à l'unité sans méthode de rotation. Non seulement on économisera 14 \$ par circuit LNA mais aussi les performances seront meilleures.

Tableau 5.5 Analyse du coût de la fabrication Run7B avec ou sans la méthode de rotation des feuilles

Désignation		Procédé LTCC	
		Avec rotation des feuilles	Sans rotation des feuilles
Gabarit	Nb.	1	4
	Prix	200 \$Ca	800 \$Ca
Masque	Nb.	1	4
	Prix	150 \$Ca	600 \$Ca
Patte	Via	(g)	2
		Prix	25 \$Ca
	Métal	(g)	19
		Prix	246 \$Ca
Couche	Nb.	11	11
	Prix	110 \$Ca	110 \$Ca
Coût Total		731 \$Ca	2 596 \$Ca
Nb. Circuits	LNA	4	16
	Coupleur	2	8
Prix unitaire par circuit		122 \$Ca	108 \$Ca
Marge d'erreur en alignement		$\pm 115 \text{ um}$	$\pm 30 \text{ um}$

5.6 Conclusion

La conception et l'intégration en technologie LTCC d'un amplificateur faible bruit à structure balancée ont été développées dans ce chapitre. Le modèle sous ADS présente des performances supérieures aux exigences du cahier des charges. Cependant, l'intégration en technologie LTCC présente de nombreux défis. Le montage du transistor en puce avec la technique de câblage par fil (*wire bonding*), le bon alignement des couches du substrat font partie des défis de l'intégration 3D du LNA en technologie LTCC. Le point le plus critique dans ce design est la répétabilité de la fabrication du coupleur hybride. Cela est dû essentiellement à la sensibilité du coupleur vis-à-vis de l'alignement des couches internes, en l'occurrence la 4^{ème} et 5^{ème} couche constituant le coupleur, ce qui peut altérer les performances de ce dernier et par conséquent affecter le fonctionnement du LNA. En effet, dans la fabrication du LNA à la Run7B, les mesures effectuées sur le coupleur hybride présentent des résultats moins performants que ceux qu'on a réussi à avoir avec le coupleur fabriqué à la Run7 et décrit au chapitre précédent. Le mauvais fonctionnement des coupleurs a engendré un fonctionnement loin des attentes estimées en simulation.

Une analyse comparative du coût de la fabrication avec ou sans méthode de rotation des feuilles nous mène à conclure que sans méthode de rotation les performances du LNA seraient meilleures et à moindre coût de fabrication. Ceci encourage à lancer une nouvelle itération de fabrication sans méthode de rotation.

CONCLUSION

Les amplificateurs à faible bruit (LNA) font partie intégrante de grand nombre de systèmes de communication sans fil. Leurs performances influencent grandement celles du récepteur. Ils déterminent, entre autres, le niveau de bruit et la sensibilité du récepteur RF.

L'objectif principal de ce projet de recherche est de concevoir un amplificateur faible bruit à structure balancée en technologie LTCC destiné à être intégré dans le récepteur-radio de notre partenaire industriel. L'idée de concevoir le circuit en technologie LTCC est motivée par le besoin de réduire les dimensions du LNA, ce qui permet de satisfaire l'intérêt d'augmenter le nombre d'unités de LNAs à insérer dans le récepteur-radio de la nouvelle génération. Effectivement, la technologie LTCC offre la possibilité d'incorporer les composants passifs dans le corps du substrat tout en procurant un excellent support aux composants actifs. Par ailleurs, la disponibilité au laboratoire LACIME de l'ÉTS d'un procédé de fabrication LTCC, de qualité industrielle pour le prototypage et la production à faible/moyen volume, soutient le choix de cette technologie.

Le premier chapitre de ce mémoire a été consacré aux analyses théoriques fondamentales et principes de bases du design d'un amplificateur à faible bruit, tels que la figure de bruit, la linéarité, la plage dynamique et la stabilité. Une analyse comparative, de différentes technologies de semi-conducteurs hyperfréquences à faible bruit, a confirmé le choix du GaAs pHEMT à employer dans la conception du LNA.

Un portrait de l'état de l'art des amplificateurs à faible bruit ainsi que des coupleurs hybrides a été développé au deuxième chapitre. Dépendamment de son application, le LNA peut être conçu à bande étroite ou à large bande. Une brève description des différentes topologies, fréquemment adoptées dans la conception d'un LNA, a été présentée. Comme notre intérêt est focalisé sur les amplificateurs à large bande, la structure balancée a été adoptée pour le design du LNA, en raison de son implémentation pratique et de ses nombreux avantages. Cette structure est composée principalement de deux transistors RF identiques à faible bruit

et deux coupleurs hybrides 90° . Il existe différentes façons de concevoir un coupleur hybride 90° . Cependant, puisque la largeur de bande de la structure balancée dépend essentiellement de la largeur de bande des coupleurs (Gonzalez, 1997), le coupleur à lignes couplées en *stripe-line* est le plus attrayant. En plus de sa largeur de bande favorable, ce type de coupleur est moins encombrant, comparativement au coupleur de *lange* ou au coupleur à branches.

Le besoin de miniaturiser l'amplificateur à structure balancée a été exposé au troisième chapitre. Une architecture 3D à la place de la structure planaire a été proposée. Ce choix est soutenu par la possibilité de matérialiser cette nouvelle disposition en optant pour l'intégration en technologie LTCC. Les divers avantages qui soutiennent le choix de cette technologie de fabrication ont été cités dans ce chapitre. La technologie LTCC offre la possibilité d'intégrer les deux coupleurs hybrides, faisant partie de l'architecture balancée du LNA, dans le corps du substrat, pour céder leur espace occupé en surface au montage du reste des composants. D'autre part, le substrat en LTCC procure un support d'emballage à hautes performances pour les transistors en puces (*die*). Cependant, l'incorporation de composants passifs en technologie LTCC tout en conservant les performances RF fait partie des défis de l'intégration 3D.

Le quatrième chapitre a été consacré à la modélisation 3D d'un coupleur hybride 90° à lignes couplées (*broadside coupled striplines*). Ce coupleur a été optimisé pour couvrir une large bande de fréquences [2.5 GHz – 5.5 GHz]. La modélisation du coupleur a été établie à l'aide de l'outil de simulation électromagnétique Momentum de ADS. Cependant, la configuration finale du coupleur a été transférée vers HFSS afin de simuler la structure au complet. Une technique d'optimisation des transitions des lignes *stripe-line* - microruban - coplanaire a été élaborée afin de procurer un accès aux mesures et, en même temps, faciliter l'intégration du coupleur à des dispositifs plus complexes, notamment l'amplificateur à structure balancée. Le coupleur a été fabriqué au sein du laboratoire LACIME de l'ÉTS. Les résultats expérimentaux s'accordent étroitement aux résultats de simulation donnés par HFSS. Les performances d'un coupleur sont évaluées par : son facteur de couplage, sa phase, ses coefficients de réflexion et sa largeur de bande. Le coupleur fabriqué présente de très bons

coefficients de réflexion, qui sont inférieurs à -15 dB, des pertes d'insertion du port direct et du port couplé autour de 3 ± 0.5 dB et un déphasage de 90° avec une précision de $\pm 1.5^\circ$, sur une large bande de fréquences [3.2 GHz – 5.1 GHz]. Cette largeur de bande dépasse de 3 fois les 600 MHz de largeur de bande ciblée au départ. Ce coupleur hybride ainsi miniaturisé ($3.3 \times 6.8 \times 2.15$ mm³) et intégré dans le corps du substrat offre à la fois une large bande de fréquences d'opérations et une haute densité d'intégration.

Finalement, la conception et l'intégration en technologie LTCC d'un amplificateur faible bruit à structure balancée a été développé au cinquième chapitre. Les résultats de simulation, du modèle établi sous ADS, dépassent largement les attentes spécifiées par le cahier des charges, présenté en détail dans le même chapitre. Une analyse comparative des résultats, obtenus en simulation, comparativement aux performances exigées a été formulée au Tableau 5.2. Toutefois, le passage du modèle établi vers la fabrication du prototype a révélé de nombreux défis liés au processus de la technologie LTCC :

- Difficulté de reproduire le coupleur hybride C1 avec les mêmes performances obtenues lors de la fabrication du lot Run7;
- Sensibilité du coupleur à l'alignement des couches 4 et 5 avec la méthode de rotation des feuilles lors de la fabrication;
- Difficulté lors de l'assemblage du transistor (*wire bonding*).

En effet, les mesures effectuées sur le coupleur hybride fabriqué sous le numéro Run7B, présentent des résultats moins performants que ceux obtenus sous le numéro de fabrication Run7 et décrit au quatrième chapitre. Un mauvais fonctionnement des coupleurs a engendré une dégradation des performances du LNA. Une analyse complète, des résultats de simulations comparativement aux résultats de mesures et cahier des charges, est dévoilée au Tableau 5.3. Cependant, les résultats préliminaires sont très intéressants et confirment l'intérêt de fabriquer le circuit sous une nouvelle itération de fabrication qui permettra présenter le plein potentiel du circuit.

Contribution

Dans ce travail de recherche, plusieurs contributions et réalisations autour de l'intégration d'un amplificateur faible bruit à structure balancée en technologie LTCC, autant sur l'aspect modélisation que pratique, sont présentés. Essentiellement, ce mémoire présente une approche d'optimisation et de conception des transitions nécessaires à l'intégration 3D des composants passifs en assurant le maintien des performances RF. Cette technique a été adoptée dans la conception d'un coupleur hybride 3 dB large bande à lignes couplées en strip-line. Les résultats expérimentaux du coupleur présentent d'excellentes performances dès la première fabrication. Ce coupleur peut être intégré dans la conception de nombreux dispositifs et modules RF tels que les atténuateurs variables, les mélangeurs, les déphaseurs, les LNAs, etc. Par la suite, ce coupleur a été intégré dans la conception d'un amplificateur à faible bruit à structure balancée. Le prototype de l'amplificateur à faible bruit figure parmi les premiers circuits complexes fabriqués en technologie LTCC au laboratoire LACIME de l'ÉTS. Non seulement peu de publications traitent le sujet d'intégration en technologie LTCC d'un LNA, mais aussi, aucune ne dévoile l'intégration en cette technologie d'un LNA à structure balancée. Finalement, ce travail de recherche a contribué à l'évolution et à l'amélioration du procédé de fabrication LTCC disponible au laboratoire LACIME de l'ÉTS.

Travaux futurs

Le prototype du LNA balancé a été réalisé avec un procédé de fabrication en stade de développement. Une fois le procédé LTCC de l'ÉTS bien maîtrisé, une seconde itération de fabrication sans méthode de rotation des feuilles éliminera toutes les anomalies rencontrées précédemment. Ainsi on pourra valider le circuit du LNA et améliorer ses performances. Avec un LNA respectant les exigences du cahier des charges, la prochaine étape est d'intégrer une série de 6 à 12 LNA suivant les exigences de notre partenaire industriel et d'adapter cette structure à l'interface de son récepteur radio.

Publication

Un article de conférence (Belambri et al., 2011) issu des travaux présentés dans le cadre de cette recherche a été présenté à la « 24^{ième} Conférence Canadienne de Génie Électrique et Génie Informatique, IEEE Canada ». L'article résume le contenu du CHAPITRE 4 concernant la conception et la fabrication d'un coupleur hybride large bande en technologie LTCC. Ce coupleur hybride a été intégré dans la conception d'un amplificateur faible bruit à structure balancée, destiné à être adapté au récepteur radio de notre partenaire industriel.

Réalisation

Durant ce projet de maîtrise, un circuit d'amplificateur à faible bruit à 2.45 GHz a été conçu en technologie PCB afin de participer à la compétition de réalisation d'un amplificateur à faible bruit, dans le cadre de la conférence (*International Microwave Symposium*), qui s'est tenue à Baltimore, Maryland USA du 5 au 10 juin 2011.

Ce projet a exigé la fabrication de multiples circuits, pour la mise au point d'un prototype qui répond aux critères de la compétition avec des performances d'un niveau concurrentiel.

Le circuit fabriqué au Laboratoire LACIME de l'ÉTS, après tests et mesures a obtenu la 5^{ème} place.

ANNEXE I

Article de conférence

DESIGN OF A BURIED HYBRID COUPLER FOR WIDEBAND APPLICATIONS USING LTCC TECHNOLOGY

Nouria Belambri¹, Dominique Dubouil², Christian Talbot¹, Ammar B. Kouki¹ and François Gagnon¹

¹ Communications and Microelectronics Laboratory (LACIME)
Ecole de Technologie Supérieure, Montreal (Qc) H3C 1K3, Canada.

nouria.belambri@lacime.etsmtl.ca

² Ultra Electronics TCS
5990 Côte de Liesse Montreal (Qc) H4T 1V7, Canada

ABSTRACT

The design of a buried wideband 3 dB hybrid coupler in Low Temperature Co-fired Ceramics (LTCC) technology is presented. The LTCC process used is briefly described and the electromagnetic field simulation-based design is presented. Particular care is placed on the design and optimization of transmission from the buried stripline coupler to coplanar probing pads at the surfaces. Measured results of the fabricated coupler are in good agreement with simulations and show good performance with input matching, an amplitude balance of ± 0.5 dB and phase balance of $90 \pm 1.5^\circ$ over a wide frequency band from 3.2 to 5.1 GHz. The dimensions of the fabricated coupler are $(3.3 \times 6.8 \times 2.15 \text{ mm}^3)$.

Index Terms— LTCC, wideband, coupler, stripline-microstrip transition.

1. INTRODUCTION

Due to the increased performance requirements in new electronic systems for military and space applications, such as higher densities, higher temperatures and smaller form factors, there is a pressing need for miniaturization and higher levels of integration. In addition, broader-band performance is often sought due to increased data rates or, in the case of tactical systems, due to the nature of the application. Consequently, developing wideband components, particularly passives, suitable for high density integration with good RF performance is an area of active research [1]. Achieving these objectives simultaneously is a challenging task that requires well suited circuit fabrication technologies. In this context, Low Temperature Cofired Ceramic (LTCC) technology offers a high potential for the design of miniaturized broadband components such as filters, couplers, combiners/dividers, etc. Indeed, by exploiting LTCC technology's multi-layer 3D integration capabilities and its repeatability and high yield, buried

components can be made to help achieve high levels of integration and miniaturization in a cost-effective manner. However, one must ensure that RF performance of a given component is maintained while burying inside the substrate and adding the necessary transitions between various layers. For instance, in the case of directional couplers, which are used in a wide range of applications in various RF and microwave systems, using microstrip or standard printed circuit board technology typically leads to poor directivity and occupies a large surface area of the circuit, especially at low-frequencies.

In this work, we propose to design a buried broadside hybrid coupler using LTCC technology. The goal is to have a coupler that is centered at 4.7 GHz with a minimum of 600 MHz bandwidth. This coupler is specifically designed for balanced power and low noise amplifiers, where tight amplitude and phase balance as well as low insertion loss are needed. In the remainder of this paper, we first give a brief overview of LTCC technology and the process used at ÉTS (École de technologie supérieure). In section 3, we present the details of the coupler design and we give simulation results of critical coupler elements. The measured results of the fabricated coupler are presented in section 4.

2. LTCC TECHNOLOGY OVERVIEW

LTCC technology offers a number of attractive features for RF circuit fabrication. In particular, it is well suited for 3D circuit integration where passive components, i.e., inductors, capacitors, resistors, couplers, interconnecting lines, etc., can be buried in the body of the substrate thereby freeing up its surface for placing active surface mount components. This way higher circuit densities can be achieved. In addition, LTCC materials often have relatively low dissipation factor, high dielectric constant, temperature and frequency stability, high power handling and very low manufacturing cost for high volume production. As a matter

of fact, LTCC technology has become one of the most prevailing technologies for passive integration of RF/Microwave circuits [2].

In recent years, ÉTS has deployed a new LTCC prototyping laboratory using a commercial grade fabrication chain. The fabrication steps are as shown in Fig. 1. Two different LTCC processes are available: one using Dupont's 951 green tape [3] and the other based on the higher performing 9k7 laminates [4]. Both processes use silver paste for vias and conducting traces. Table 1 summarizes the main parameters of the materials and the process at ÉTS.

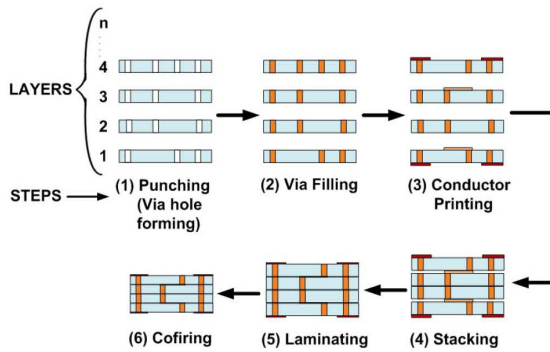


Fig. 1. Main fabrication steps of the LTCC process.

Table 1. Parts of characteristics and design rules of ÉTS LTCC technology

Item		951		9k7	
Electrical dielectric constant		7.8		7.1	
Electrical loss tangent		0.008 at 4 GHz		0.001 at 10 GHz	
X, Y Shrinkage (%) (after firing)		13		9.1±0.3	
Z Shrinkage (%) (after firing)		17		11.8±0.5	
Available thickness (μm) (pre-fired)		254, 114.3 and 50.8		254 and 127	
Metal (silver paste) conductivity (mΩ/sq)	for traces	6142	3.3	LL612	3
	for vias	6141	3	LL601	5
Minimum metal line width (μm) (pre-fired)		75 (~3 mils)			
Via hole diameter (μm) (pre-fired)		150 (~6 mils)			

3. HYBRID COUPLER DESIGN

It is well known that designing 3dB hybrid couplers using edge-coupled lines requires excessively small dimensions, particular line spacing, which cannot easily be fabricated. For this reason, we focus on using broadside coupled traces in a stripline configuration. Simple calculations show that to achieve tighter coupling in the broadside configuration, the traces must be close with a high degree of overlap. Given that the 951 Green tape offers

layers as thin as 50.8 μm (2mils), which is not available in the 9k7 tape, we choose this substrate for our design

The main challenges in designing this coupler in buried technology can be divided into two main issues: (i) the choice of a suitable multilayer stack and (ii) the design of the transitions between the external signal layers (microstrip line) and buried signal layers (stripline) while maintaining good coupler performance over the entire targeted operational bandwidth [4.4 GHz – 5 GHz].

3.1. Substrate configuration

The LTCC stack used is shown in Fig. 2. It consists of a 9-layer stripline configuration with the broadside coupled lines placed on either side of layer 5. Layers 1-4 and 6-9 are all 254 μm thick while layer 5 is 50.8 μm thick. Layers 10 and 11 are used for making the access line in microstrip. These microstrip lines are designed in order to connect the buried hybrid coupler to other surface mount circuit components. Both ground planes (Gnd 1 and Gnd 2) are connected through via holes.

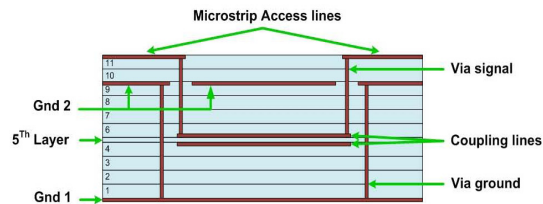


Fig. 2. Substrate structure required (front view).

Using offset broadside coupled lines, we first dimensioned the coupler using LineCalc/Momentum in ADS to obtain 3dB coupling in 50 Ω. The resulting dimensions are a length $L = 6.108$ mm, a trace width $W = 152$ μm and an offset $WO = 117$ μm, see Fig. 7. Next, we added the stripline to microstrip transitions and simulated the resulting circuit. With a conventional microstrip to stripline transition [5], formed by a circular metal clearance in the ground plane at the interface between layers 9 and 10 the required 3 dB coupling was no longer achieved. Furthermore, the return loss at all ports was deteriorated. Consequently, special care must be given to the design of this transition.

3.2. Stripline to microstrip transition optimization

To maintain a good matching in the stripline to microstrip transition, two parameters were considered: the metal clearance diameter and the addition of through grounded vias as shown in Fig. 3. Because the new transition structure is fully three-dimensional and is more complex, it was simulated in HFSS as a two-port network. The goal was to maintain a good 50 Ω transition, thus the transition was optimized to minimize the return loss at both ports. Fig. 4 shows a comparison between the return losses

of the simple transition and the optimized one where a return loss better than 20 dB was achieved over the frequency range of [2 GHz – 5.5 GHz]. This result was obtained for a clearance diameter $CD = 728 \mu\text{m}$ and via ground to via signal distance $VGD = 671 \mu\text{m}$.

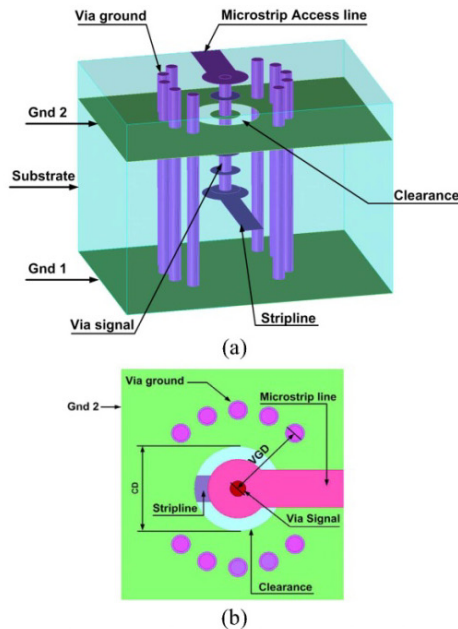


Fig. 3. Stripline to microstrip transition (a) 3D view (b) top view.

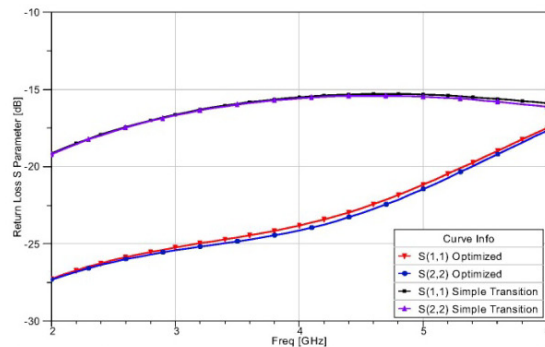


Fig. 4. Comparison between simulation results of simple transition (stripline to microstrip) and optimized one.

3.3. Microstrip to coplanar transition optimization

Because the coupler is to be measured using a probe station with Ground-Signal-Ground probes, a transition from microstrip to coplanar line was also designed and optimized using ADS/Momentum. The resulting transition is shown in Fig. 5.

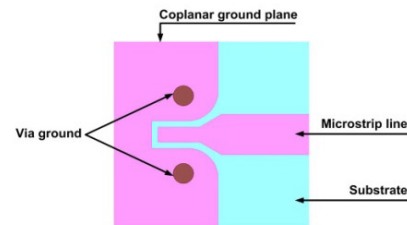


Fig. 5. Microstrip to coplanar transition.

The layout of the designed coupler with all transitions is shown in Fig. 6 and 3D view of it is given in Fig. 7. It should be noted that it was necessary to rotate by the access to port 4 by 90° in order to accommodate the probe positions of the measurement setup. Furthermore, port 2, the isolated port, was terminated by a 50Ω resistance to facilitated measurements and in prevision for using the coupler for a balanced amplifier configuration.

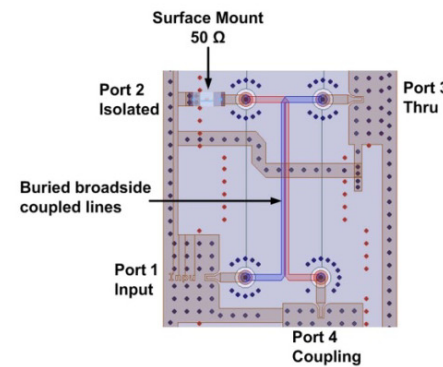


Fig. 6. Fabricated hybrid coupler layout.

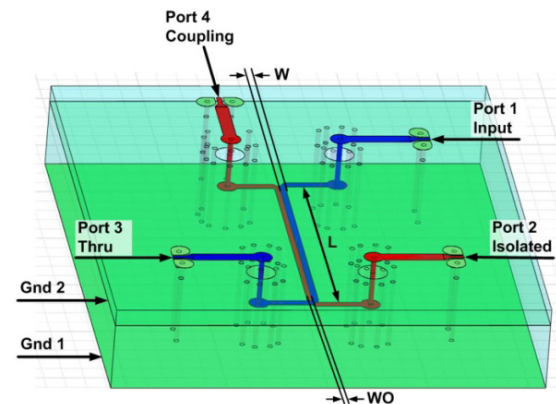


Fig. 7. 3D view proposed hybrid coupler structure.

4. FABRICATION AND MEASUREMENT RESULTS

The buried hybrid coupler was fabricated using the ETS LTCC [6] process. A photograph of the fabricated prototype with its dimensions is shown in Fig. 8.

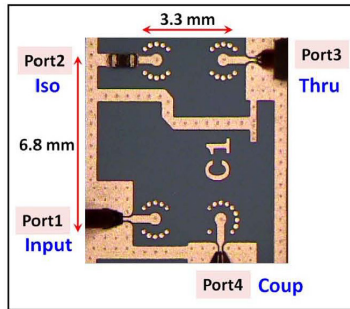


Fig. 8. Fabricated hybrid coupler for on wafer probing measurement.

On wafer probing measurement were performed using an Agilent HP8722ES vector network analyzer, from 2 GHz to 6 GHz. Fig. 9 shows a comparison between simulation and measurement for the coupling, $S(4,1)$, and the thru transmission, $S(3,1)$. Similar comparisons are shown in Fig. 10 for the simulated and measured return loss while Fig. 11 presents the phase balance.

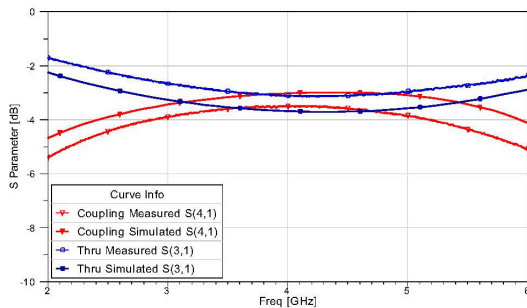


Fig. 9. Coupling and thru S parameters.

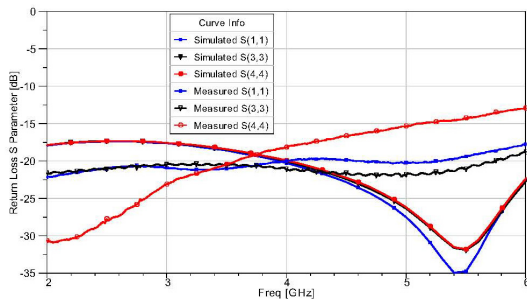


Fig. 10. Return loss S parameters.

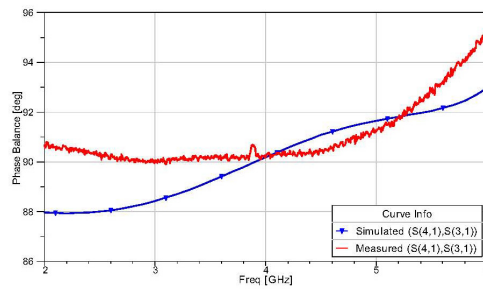


Fig. 11. Simulated and measured phase balance.

5. CONCLUSION

A buried, wideband 3 dB hybrid coupler was designed and fabricated in LTCC technology using broadside coupled striplines. The coupler includes an optimized stripline to microstrip transition to enable easy measurement and the integration of surface mount components. Measurement results were found to be in very good agreement with simulations and have shown a wideband performance covering [3.2 GHz – 5.1 GHz] and exceeding the original targeted bandwidth of 600 MHz. Given its small size ($3.3 \times 6.8 \times 2.15 \text{ mm}^3$) and its buried nature, which makes its surface available for mounting discrete devices, the designed coupler offers both bandwidth and high density integration capabilities.

6. ACKNOWLEDGMENTS

The authors make a grateful acknowledgement for the support of Alan Rich from Ultra Electronics TCS.

7. REFERENCES

- [1] V. Sundaram, et al., "Recent advances in low CTE and high density system-on-a-package (SOP) substrate with thin film component integration," in *IEEE 56th Electronic Components and Technology Conference*, USA, 2006, pp. 1375-1380.
- [2] Y. Imanaka, "Multilayered low temperature cofired ceramics (LTCC) technology", Springer 2005.
- [3] DuPont™ GreenTape™ 951, , 2009 [Online]. Available: http://www2.dupont.com/MCM/en_US/assets/downloads/prodinfo/951ProductSelectorGuide.pdf, Dupont.
- [4] DuPont™ GreenTape™ 9K7, , 2009 [Online]. Available: http://www2.dupont.com/MCM/en_US/assets/downloads/prodinfo/GreenTape9K7DataSheet.pdf, Dupont.
- [5] J. Huei-Han and H. Tian-Wei, "Design for electrical performance of wideband multilayer LTCC microstrip-to-stripline transition," in *Proceedings of 6th Electronics Packaging Technology Conference (EPTC 2004)*, USA, 2004, pp. 506-9.
- [6] "ETS LTCC Design Rules" internal document.

ANNEXE II

Fiche technique du transistor Mitsubishi MFGC4453A

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET>

MFGC4453A

InGaAs HEMT

DESCRIPTION

The MFGC4453A low-noise HEMT (High Electron Mobility Transistor) is designed for use in X to K band amplifiers.

FEATURES

- Low noise figure @ $f=12\text{GHz}$
NFmin. = 0.40dB (TYP.)
- High associated gain @ $f=12\text{GHz}$
Gs = 13.0dB (TYP.)

APPLICATION

X to K band low noise amplifiers.

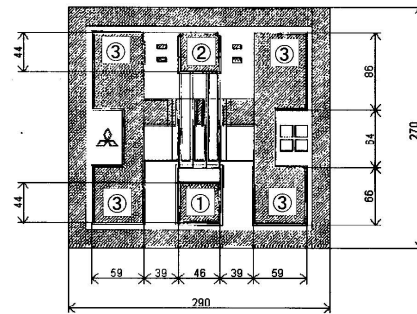
RECOMMENDED BIAS CONDITIONS

$V_{DS}=2\text{V}$, $I_D=10\text{mA}$

Refer to Bias Procedure

OUTLINE DRAWING

Unit : μm



Chip Thickness : $105 \pm 3 \mu\text{m}$
① : Gate
② : Drain
③ : Source

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta=25°C)

Symbol	Parameter	Ratings	Unit
V_{GDO}	Gate to drain voltage	-4	V
V_{GSO}	Gate to source voltage	-4	V
I_D	Drain current	60	mA
PT	Total power dissipation	50	mW
T_{ch}	Channel temperature	125	°C
T_{stg}	Storage temperature	-65 to +125	°C

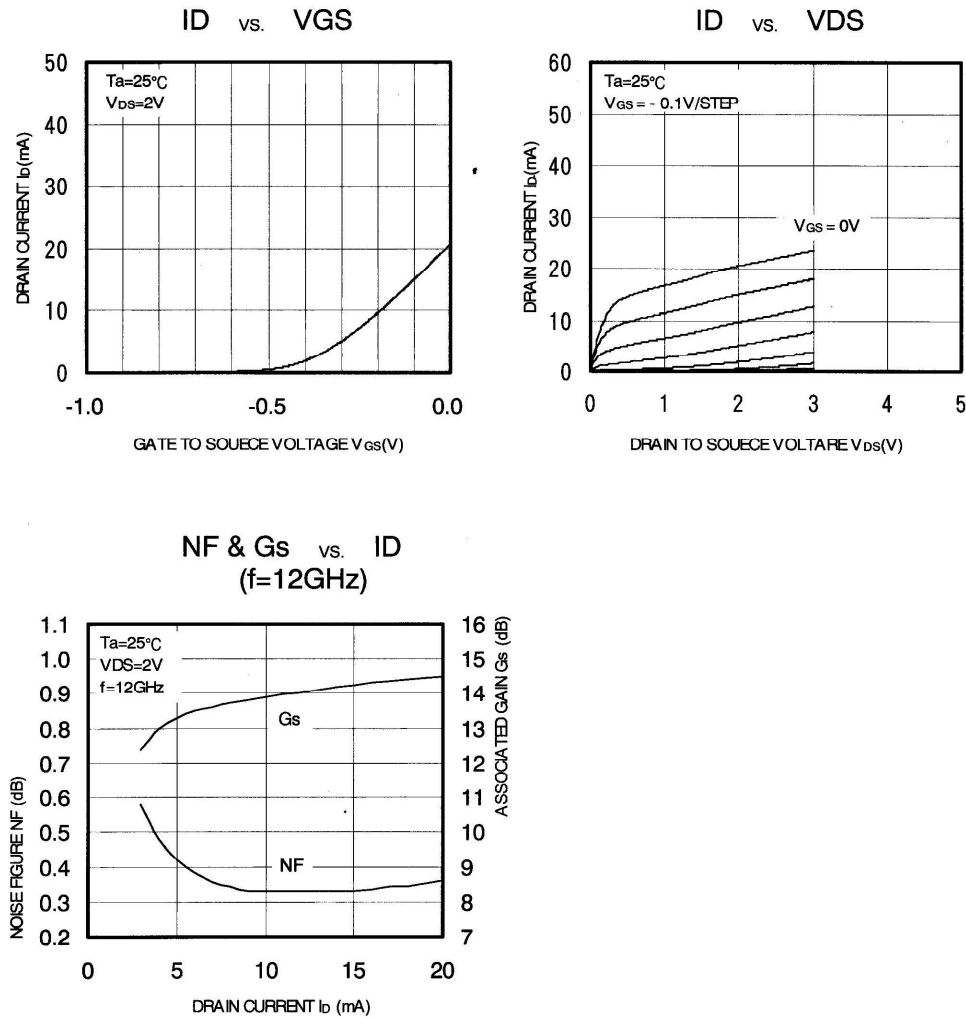
Keep safety first in your circuit designs! Mitsubishi Electric Corporation puts the maximum effort into making semiconductor products better and more reliable, but there is always the possibility that trouble may occur with them. Trouble with semiconductors may lead to personal injury, fire or property damage. Remember to give due consideration to safety when making your circuit designs, with appropriate measures such as (i) placement of substitutive, auxiliary circuits, (ii) use of non-flammable material or (iii) prevention against any malfunction or mishap.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta=25°C)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			MIN.	TYP.	MAX.	
$V_{(BR)GDO}$	Gate to drain breakdown voltage	$I_G=-10\mu\text{A}$	-3	--	--	V
I_{GSS}	Gate to source leakage current	$V_{GS}=-2\text{V}, V_{DS}=0\text{V}$	--	--	50	μA
I_{DSS}	Saturated drain current	$V_{GS}=0\text{V}, V_{DS}=2\text{V}$	15	--	60	mA
$V_{GS(off)}$	Gate to source cut-off voltage	$V_{DS}=2\text{V}, I_D=500\mu\text{A}$	-0.1	--	-1.5	V
Gs	Associated gain	$V_{DS}=2\text{V}, I_D=10\text{mA}$	12.0	13.0	--	dB
NFmin.	Minimum noise figure	$f=12\text{GHz}$	--	0.40	0.50	dB

MITSUBISHI
ELECTRIC

TYPICAL CHARACTERISTICS



MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET>

MGFC4453A

InGaAs HEMT

TYPICAL CHARACTERISTICS

S PARAMETERS (Ta=25°C, VDS=2V, ID=10mA)

f (GHz)	S11		S21		S12		S22		MSG/MAG (dB)	K
	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Magn.	Angle		
1	0.998	-7.9	5.458	173.4	0.010	84.7	0.573	-5.9	27.37	0.03
2	0.994	-15.8	5.424	166.8	0.198	79.5	0.569	-11.8	14.38	0.50
3	0.987	-23.6	5.369	160.3	0.029	74.3	0.561	-17.6	22.62	0.08
4	0.977	-31.4	5.295	153.8	0.039	69.1	0.551	-23.4	21.37	0.11
5	0.964	-39.0	5.204	147.4	0.047	64.1	0.539	-29.1	20.41	0.14
6	0.950	-46.5	5.098	141.2	0.056	59.2	0.525	-34.8	19.63	0.16
7	0.935	-53.9	4.980	135.1	0.063	54.4	0.509	-40.4	18.97	0.19
8	0.919	-61.2	4.852	129.1	0.070	49.8	0.492	-45.9	18.40	0.22
9	0.902	-68.3	4.718	123.3	0.076	45.3	0.474	-51.4	17.91	0.25
10	0.885	-75.3	4.578	117.6	0.082	41.0	0.455	-56.8	17.46	0.27
11	0.869	-82.0	4.436	112.0	0.087	36.9	0.437	-62.1	17.06	0.30
12	0.853	-88.7	4.292	106.6	0.092	32.8	0.418	-67.5	16.70	0.33
13	0.837	-95.1	4.149	101.4	0.096	29.0	0.400	-72.8	16.37	0.36
14	0.822	-101.4	4.007	96.3	0.099	25.3	0.382	-78.1	16.08	0.38
15	0.809	-107.6	3.868	91.3	0.102	21.7	0.365	-83.5	15.80	0.41
16	0.796	-113.6	3.732	86.4	0.104	18.3	0.349	-88.9	15.54	0.44
17	0.785	-119.4	3.599	81.7	0.106	15.0	0.333	-94.3	15.30	0.47
18	0.774	-125.0	3.470	77.1	0.108	11.9	0.319	-99.9	15.08	0.50
19	0.765	-130.5	3.345	72.5	0.109	8.8	0.306	-105.5	14.87	0.53
20	0.757	-135.9	3.225	68.1	0.110	5.9	0.295	-111.3	14.68	0.55
21	0.750	-141.0	3.108	63.8	0.110	3.1	0.285	-117.1	14.50	0.58
22	0.744	-146.1	2.996	59.6	0.111	0.4	0.276	-123.0	14.32	0.61
23	0.740	-150.9	2.889	55.4	0.111	-2.1	0.269	-128.9	14.16	0.64
24	0.736	-155.6	2.785	51.4	0.111	-4.6	0.264	-134.9	14.01	0.67
25	0.733	-160.2	2.685	47.4	0.110	-7.0	0.260	-140.9	13.86	0.70
26	0.731	-164.6	2.589	43.4	0.110	-9.3	0.257	-146.8	13.72	0.72

MITSUBISHI
ELECTRIC

(3/5)

TECHNICAL NOTE

1.Characteristics and quality assurance

1.1 Electrical characteristics

- a. DC characteristics on spec.sheet show the test conditions and values using wefer -prober.DC characteristics are tested 100%devices.
- b. RF characteristics are tested using the corresponding packaged FET.When more then 80% of the samples satisfy the value of RF characteristics on spec.sheet,that wafer is accepted for shipment.

1.2 Quality assurance and reliability

- a. Mechanical characteristics are tested using corresponding package with sampling test.
- b. Visual inspection is complied with MITSUBISHI's technical note.
- c. The electrical characteristics and the quality assurance test are sampling test. And so the shipped chips are contained some sub-standard articles.
- d. After opening the packing , the quality of chips are influenced s torage conditions. Our recommended storage conditions and period is as follows:

$T_a=25\pm3^{\circ}\text{C}$

MITSUBISHI's packing + Desiccator 6 months

Opened packing + Desiccator 2 months

In the desiccator , leave the chips in the pack keeping up -side-up and store in a clean and dry environment , preferable dry N2.

e. Packing quantity

Standard:100pcs.or 25pcs./ each waffle pack

Custom order:25~100pcs./each waffle pack by 25pcs.step

In case of long storage exceeding 2 months at customer after opening the packing , total quantity of order shall be separated and small unit quantity of each orders shall be custom ordered. In this case , we may prepare special spec. No for each customer. (ex . -A21,-A22...)

1.3 Others

The device shall not be returned in the following case.

- a. Inadequate storage
- b. Mishandling
- c. Incorrect die/wire bonding
- d. RF characteristics failure rate then 30%.
- e. Exceed the recommended storage period
- f. Visual failure rate less than 10%

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET>

MGFC4453A

InGaAs HEMT

2.Ordering information

Spec. No.	Visual Grade	Unit quantity for each wafer pack
-A02	B	100pcs
-A03	C	
-A12	B	25pcs
-A13	C	

**MITSUBISHI
ELECTRIC**

(5/5)

ANNEXE III

Paramètres S et paramètres de bruit du transistor Mitsubishi MFGC4453A

MGFC4453A (Ta=25deg. C, VDS=2V, ID=10mA)

/Mar./2002 revised

Paramètres S

GHz S MA R 50

f	S11		S21		S12		S22	
(GHz)	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Magn.	Angle
1	0.999	-7.3	4.839	173.6	0.009	85	0.586	-5.5
2	0.995	-14.6	4.817	167.3	0.019	80	0.583	-11.1
3	0.989	-21.9	4.78	161	0.028	75	0.577	-16.6
4	0.98	-29.1	4.729	154.7	0.037	70	0.569	-22.1
5	0.969	-36.3	4.666	148.5	0.045	65.2	0.559	-27.5
6	0.957	-43.4	4.592	142.4	0.053	60.4	0.547	-33
7	0.943	-50.5	4.507	136.4	0.061	55.7	0.534	-38.3
8	0.928	-57.4	4.414	130.4	0.068	51.1	0.519	-43.7
9	0.913	-64.3	4.314	124.5	0.074	46.6	0.503	-49
10	0.896	-71.2	4.208	118.8	0.08	42.2	0.487	-54.2
11	0.88	-77.9	4.098	113.2	0.086	38	0.47	-59.4
12	0.864	-84.5	3.985	107.6	0.091	33.8	0.454	-64.6
13	0.849	-91.1	3.87	102.2	0.095	29.8	0.437	-69.8
14	0.833	-97.5	3.754	96.9	0.099	25.9	0.42	-75
15	0.819	-103.8	3.638	91.7	0.102	22.1	0.404	-80.2
16	0.806	-110	3.522	86.6	0.105	18.5	0.388	-85.4
17	0.794	-116.1	3.408	81.6	0.107	14.9	0.373	-90.6
18	0.783	-122.1	3.295	76.7	0.109	11.5	0.359	-95.9
19	0.773	-128	3.108	71.9	0.11	8.2	0.346	-101.2
20	0.764	-133.7	3.076	67.2	0.112	5	0.334	-106.5
21	0.756	-139.3	2.97	62.6	0.112	1.9	0.324	-111.9
22	0.75	-144.7	2.867	58.1	0.113	-1.1	0.314	-117.4
23	0.745	-150	2.767	53.7	0.113	-3.9	0.306	-122.8
24	0.741	-155.1	2.67	49.3	0.113	-6.7	0.299	-128.3

Paramètres S (suite)

GHz S MA R 50

f	S11		S21		S12		S22	
(GHz)	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Magn.	Angle
25	0.738	-160.2	2.576	45.1	0.113	-9.4	0.293	-133.8
26	0.736	-165	2.484	40.9	0.112	-11.9	0.289	-139.3
27	0.735	-169.7	2.396	36.8	0.112	-14.4	0.287	-144.7
28	0.735	-174.3	2.311	32.7	0.111	-16.8	0.285	-150.1
29	0.735	-178.7	2.228	28.7	0.11	-19	0.285	-155.4
30	0.737	177.1	2.148	24.8	0.109	-21.2	0.286	-160.5
31	0.739	172.9	2.071	21	0.107	-23.3	0.289	-165.5
32	0.741	169	1.997	17.2	0.106	-25.3	0.292	-170.3
33	0.744	165.1	1.925	13.4	0.105	-27.2	0.296	-175
34	0.748	161.4	1.855	9.8	0.103	-29	0.302	-179.5
35	0.752	157.8	1.788	6.2	0.102	-30.7	0.308	176.2
36	0.756	154.4	1.723	2.6	0.1	-32.3	0.315	172
37	0.76	151.1	1.661	-0.9	0.099	-33.8	0.323	168.1
38	0.765	147.8	1.601	-4.3	0.097	-35.3	0.331	164.3
39	0.77	144.7	1.542	-7.7	0.096	-36.7	0.34	160.6
40	0.775	141.7	1.486	-11	0.094	-37.9	0.349	157.2

Figure de bruit

f (GHz)	NFmin	Sopt	Angle	Rn
4	0.21	0.76	21.9	0.35
8	0.31	0.74	42.8	0.30
12	0.41	0.70	63.9	0.25
18	0.60	0.59	96.3	0.19
22	0.74	0.52	118.9	0.15
26	0.88	0.45	142.7	0.13
30	1.03	0.41	168.0	0.11
35	1.23	0.40	157.9	0.09
40	1.43	0.46	120.3	0.08

ANNEXE IV

Résultats des simulations de la sensibilité du coupleur (*broadside coupled striplines*) au décalage en offset

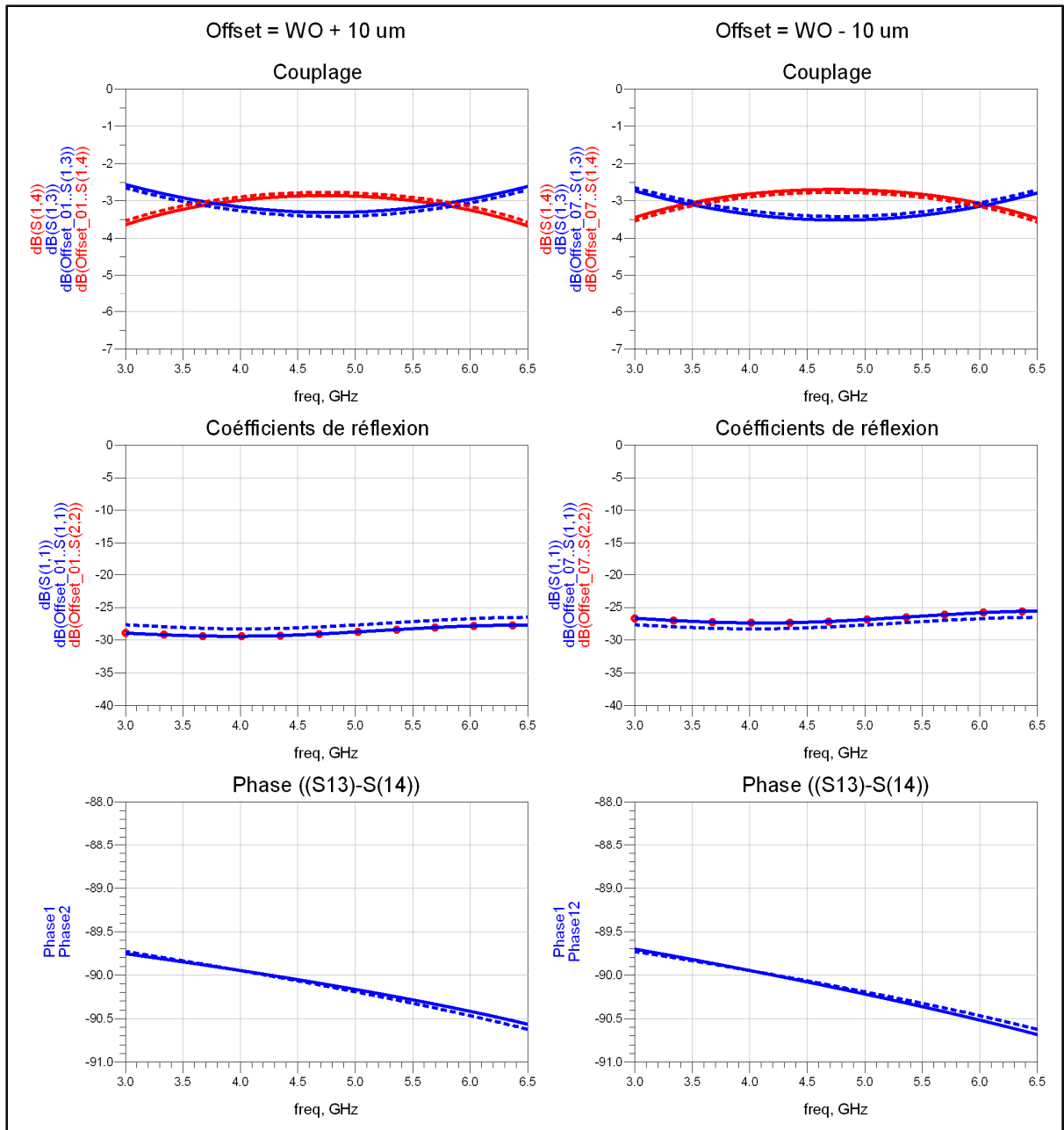


Figure-A IV-1 Impacte des variations de l'offset (WO) de $\pm 10 \mu\text{m}$
Lignes pointillées : Offset = WO

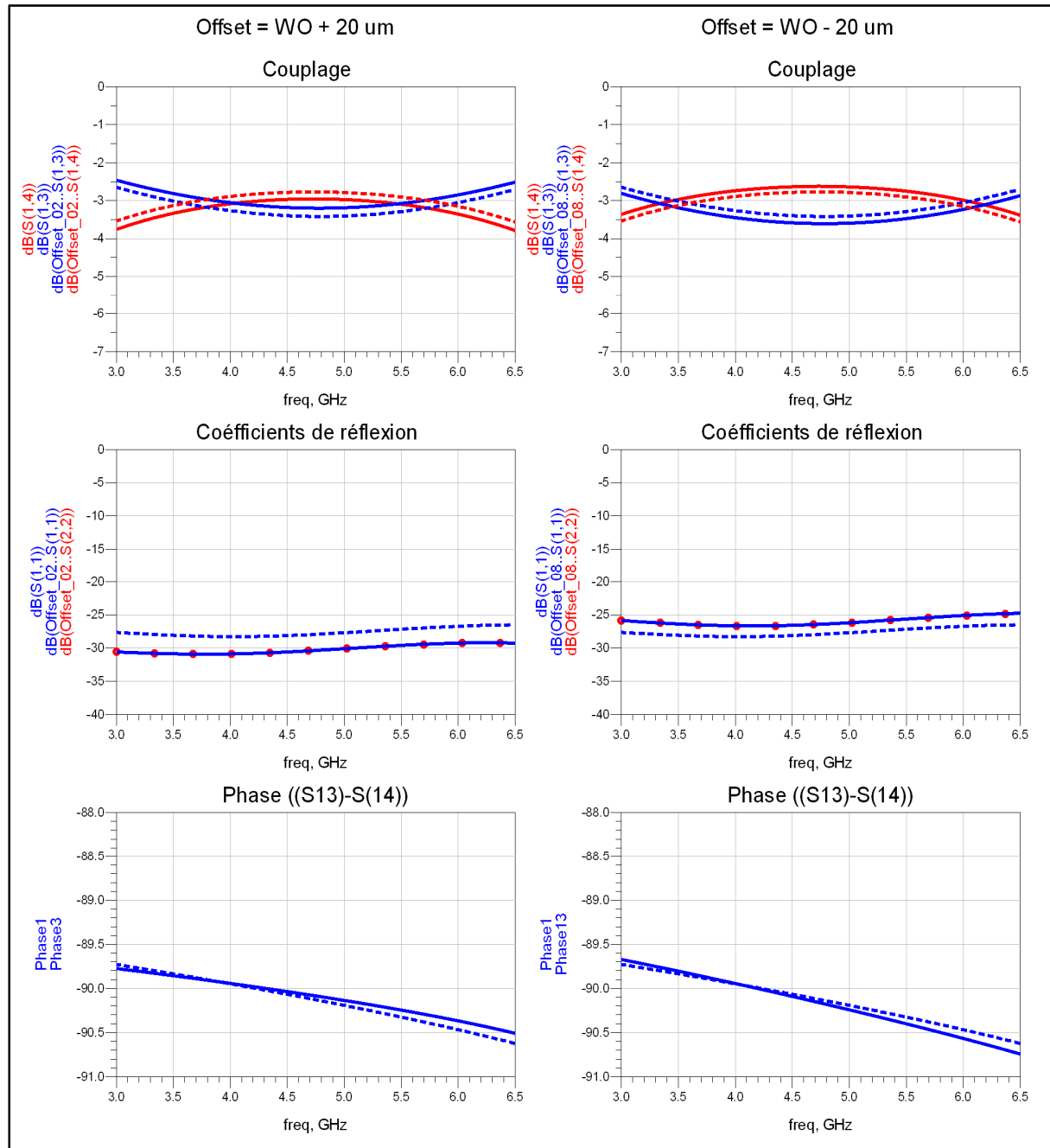


Figure-A IV-2 Impacte des variations de l'offset (WO) de $\pm 20 \mu\text{m}$
Lignes pointillées : Offset = WO

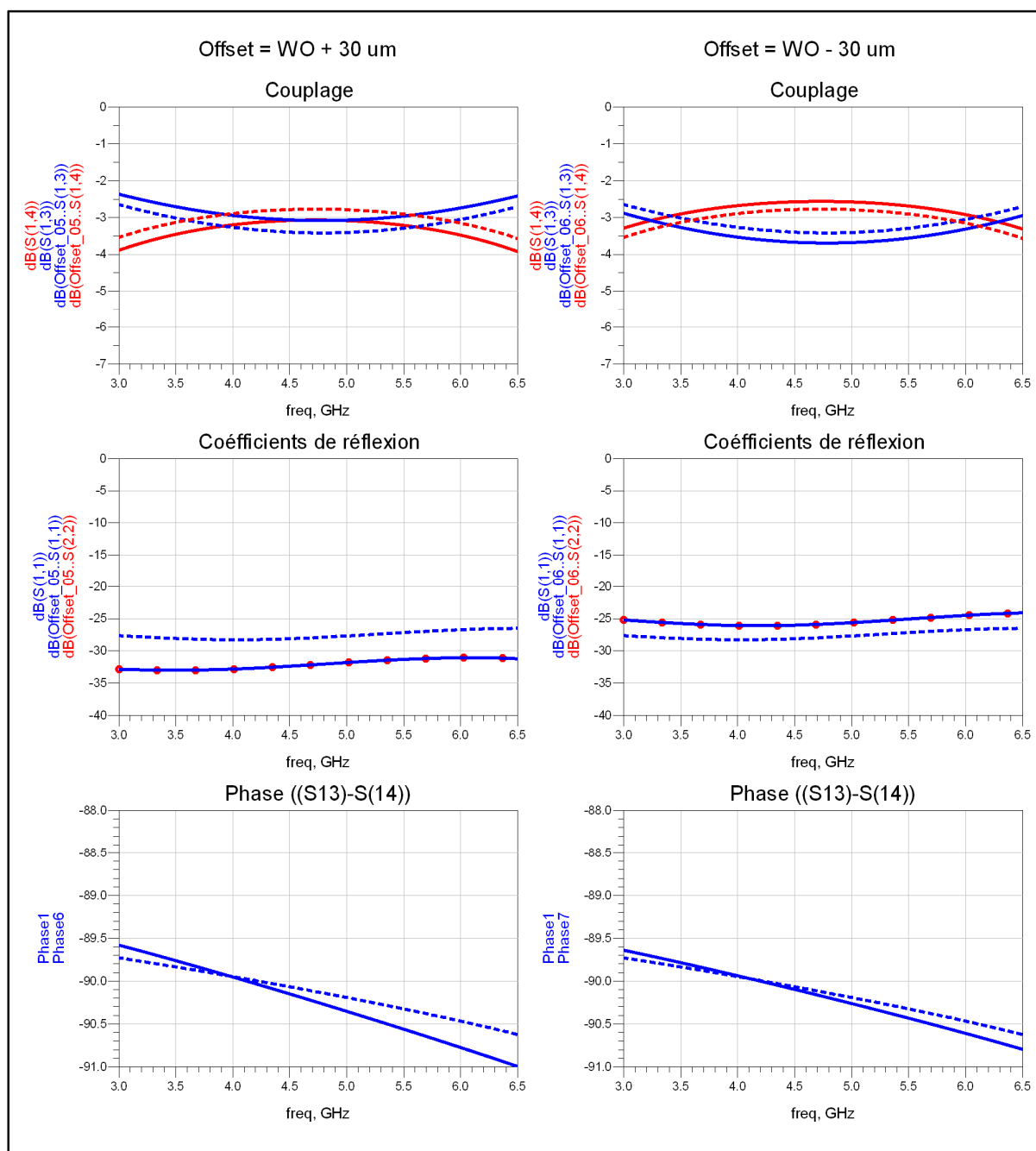


Figure-A IV-3 Impacte des variations de l'offset (WO) de $\pm 30 \mu\text{m}$
Lignes pointillées : Offset = WO

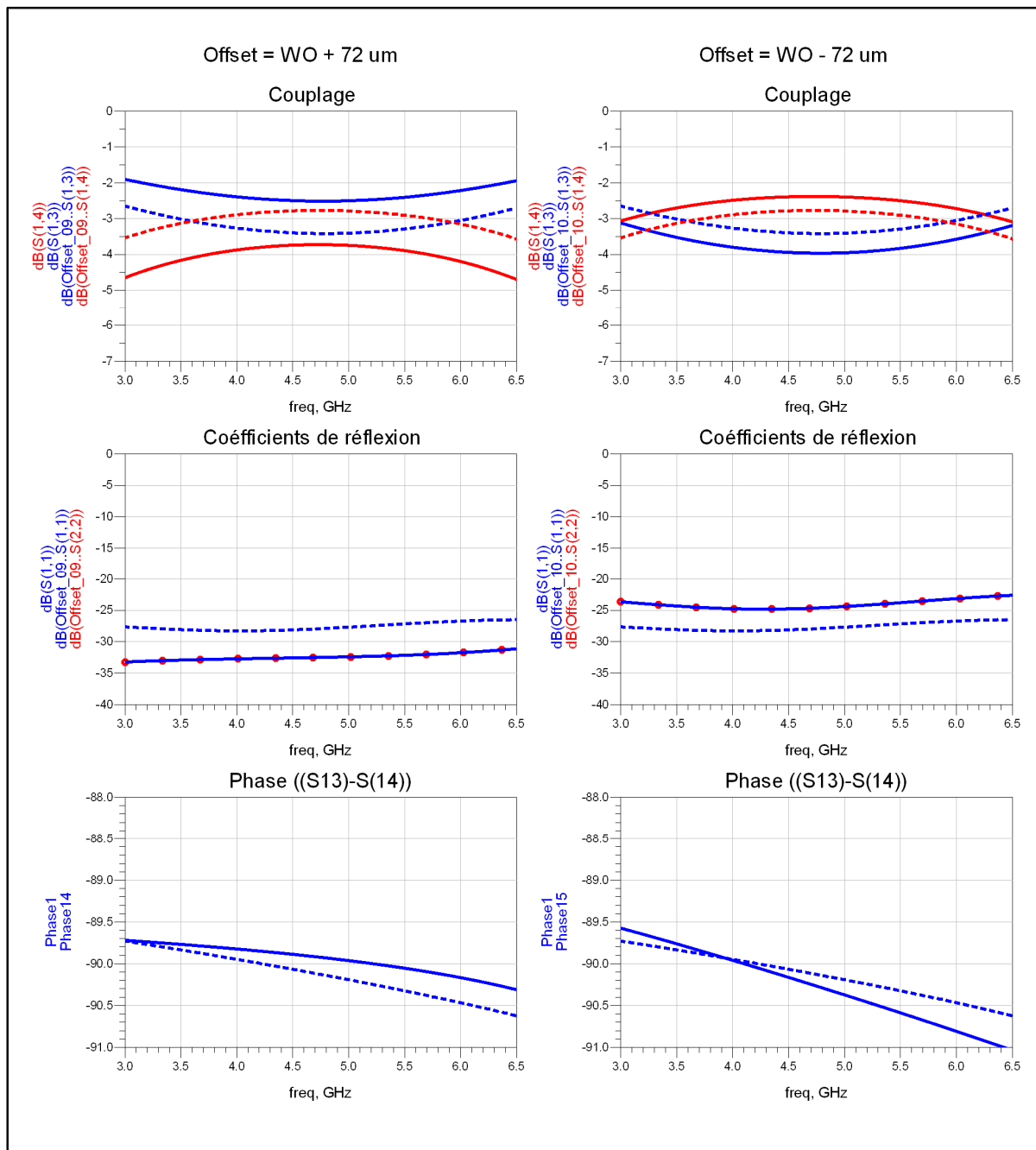


Figure-A IV-4 Impacte des variations de l'offset (WO) de $\pm 72 \mu\text{m}$
Lignes pointillées : Offset = WO

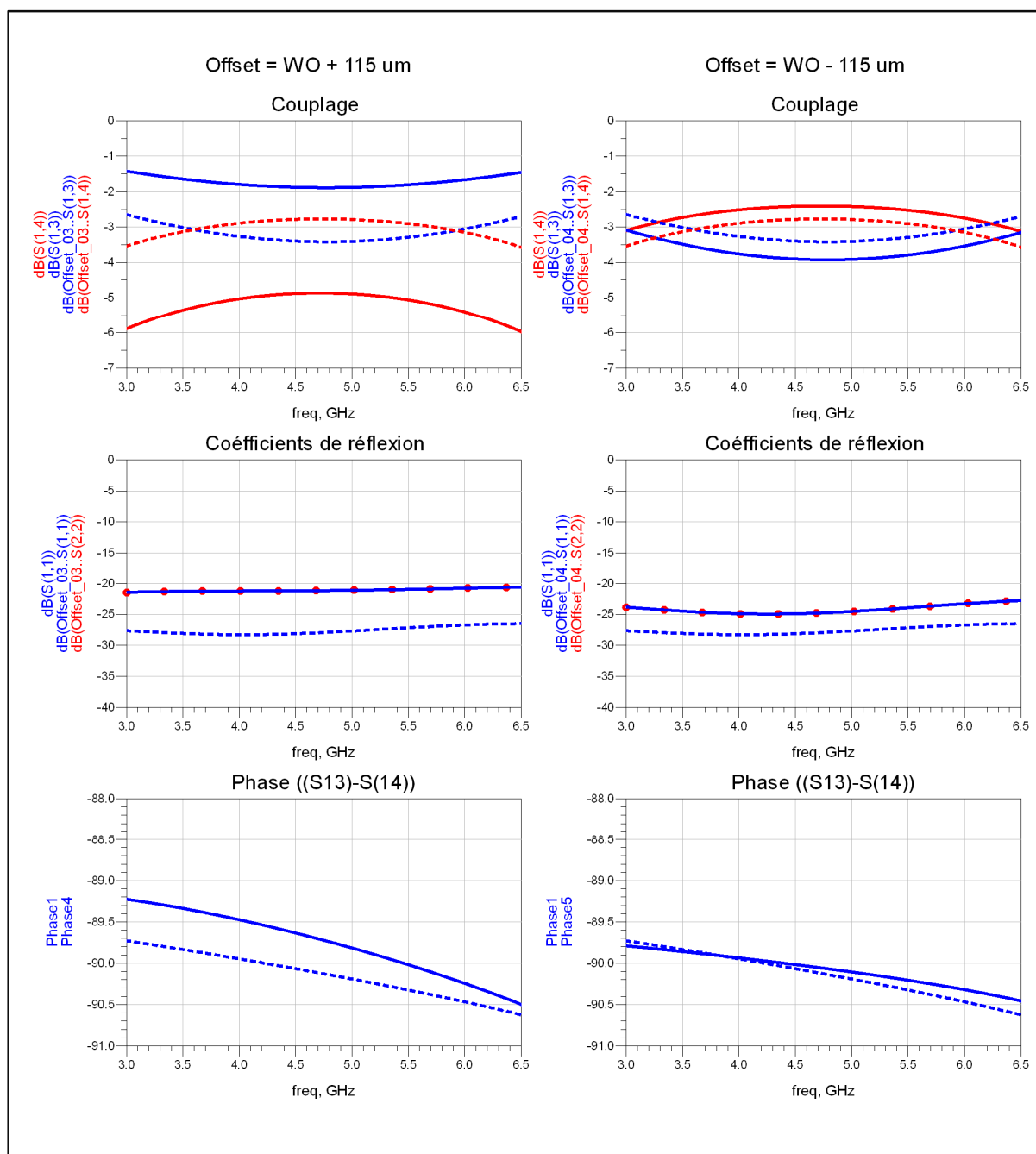


Figure-A IV-5 Impacte des variations de l'offset (WO) de $\pm 115 \mu\text{m}$
Lignes pointillées : Offset = WO

ANNEXE V

Résultats de mesures des coupleurs fabriqués à la Run7

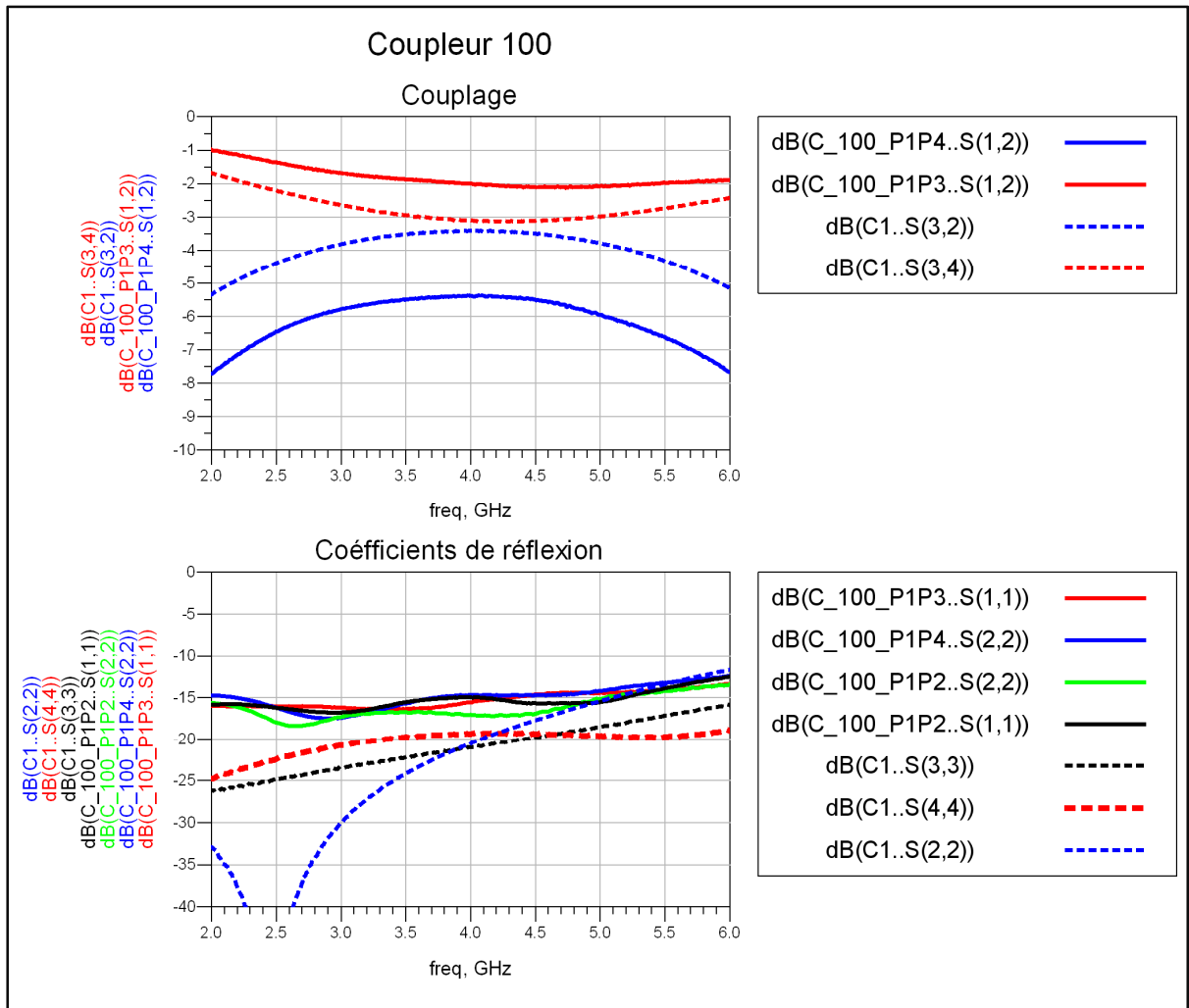


Figure-A V-1 Mesures des performances du coupleur 100 comparé au coupleur C1 Run7

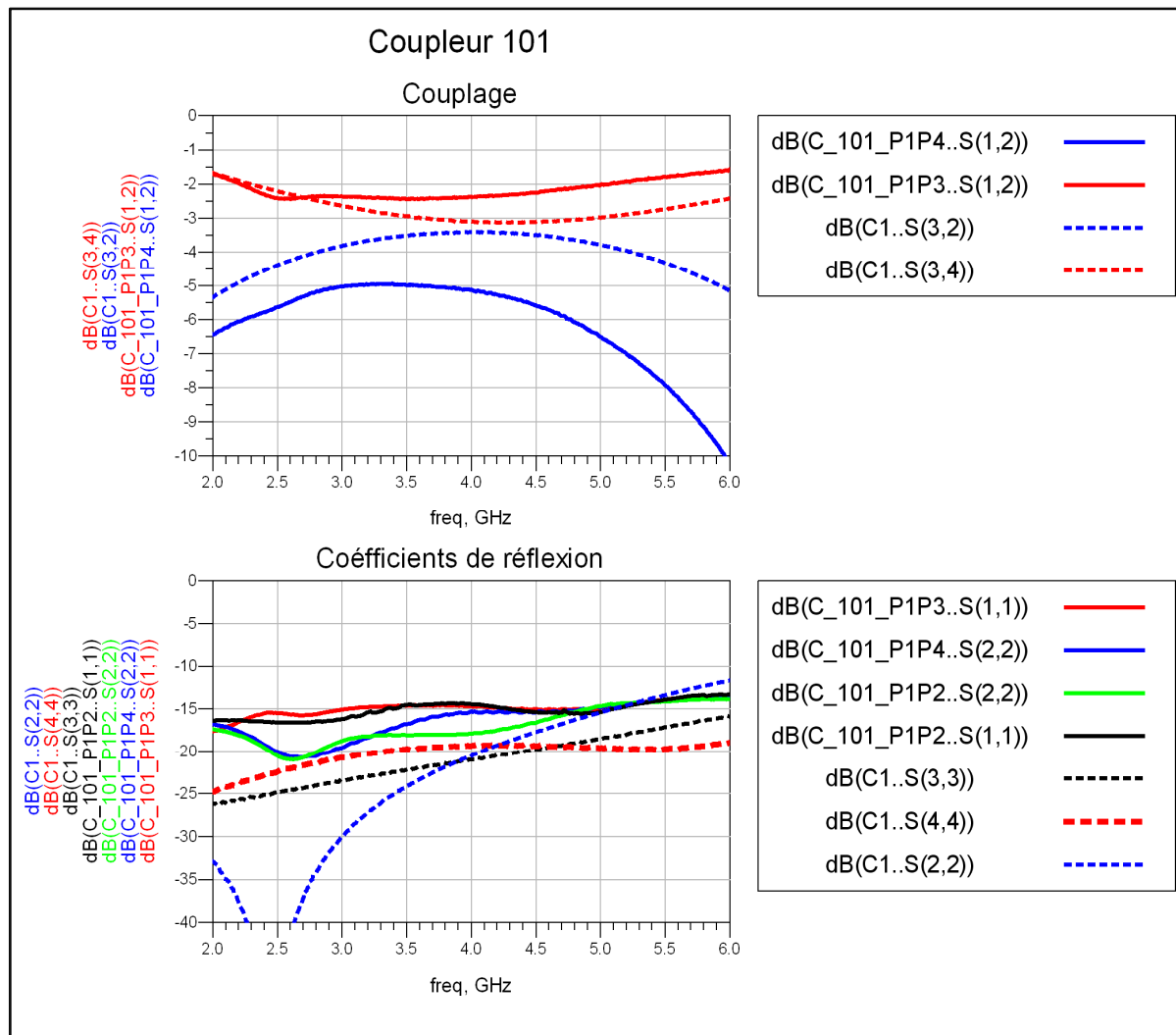


Figure-A V-2 Mesures des performances du coupleur 101 comparé au coupleur C1 Run7

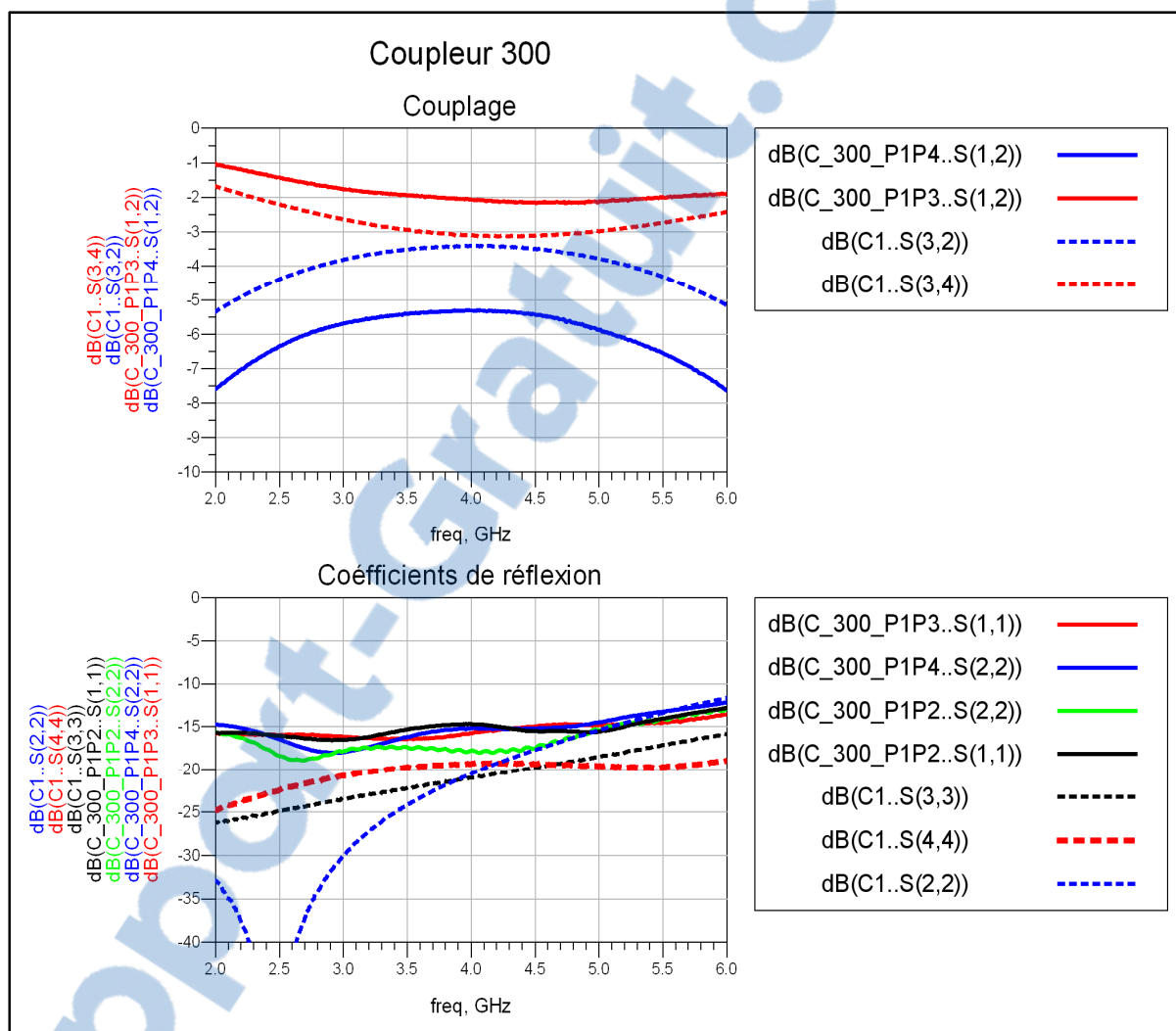


Figure-A V-3 Mesures des performances du coupleur 300 comparé au coupleur C1 Run7

ANNEXE VI

Résumé des performances du coupleur C1

Freq. [GHz]	Couplage [dB]	Direct [dB]	Amplitude balancée [dB]	Phase [degré]	Réflexion [dB]			VSWR		
					S11	S33	S44	Port1	Port3	Port4
3.2	-3.8	-2.8	0.5	90.0	-21.2	-20.5	-21.9	1.2	1.2	1.2
3.3	-3.7	-2.9	0.4	90.0	-21.2	-20.5	-21.4	1.2	1.2	1.2
3.4	-3.7	-2.9	0.4	90.2	-21.1	-20.6	-20.9	1.2	1.2	1.2
3.5	-3.6	-3.0	0.3	90.2	-21.0	-20.6	-20.5	1.2	1.2	1.2
3.6	-3.6	-3.0	0.3	90.1	-20.8	-20.7	-19.9	1.2	1.2	1.2
3.7	-3.5	-3.0	0.3	90.2	-20.7	-20.7	-19.4	1.2	1.2	1.2
3.8	-3.5	-3.1	0.2	90.2	-20.4	-20.8	-18.9	1.2	1.2	1.3
3.9	-3.5	-3.1	0.2	90.6	-20.2	-20.9	-18.5	1.2	1.2	1.3
4.0	-3.5	-3.1	0.2	90.2	-20.0	-21.1	-18.2	1.2	1.2	1.3
4.1	-3.5	-3.1	0.2	90.3	-19.8	-21.2	-17.9	1.2	1.2	1.3
4.2	-3.5	-3.1	0.2	90.3	-19.7	-21.3	-17.6	1.2	1.2	1.3
4.3	-3.5	-3.1	0.2	90.4	-19.7	-21.4	-17.3	1.2	1.2	1.3
4.4	-3.6	-3.1	0.2	90.4	-19.8	-21.5	-17.0	1.2	1.2	1.3
4.5	-3.6	-3.1	0.2	90.5	-19.9	-21.6	-16.7	1.2	1.2	1.3
4.6	-3.6	-3.1	0.3	90.5	-20.0	-21.7	-16.4	1.2	1.2	1.4
4.7	-3.7	-3.1	0.3	90.6	-20.1	-21.8	-16.1	1.2	1.2	1.4
4.8	-3.7	-3.1	0.3	91.0	-20.2	-21.8	-15.9	1.2	1.2	1.4
4.9	-3.8	-3.0	0.4	91.1	-20.3	-21.8	-15.6	1.2	1.2	1.4
5.0	-3.9	-3.0	0.4	91.3	-20.2	-21.8	-15.3	1.2	1.2	1.4
5.1	-3.9	-2.9	0.5	91.5	-20.3	-21.8	-15.0	1.2	1.2	1.4

ANNEXE VII

Fiche technique Dupont 951

DuPont Microcircuit Materials

951 Green Tape™

Thick Film Composition

All values reported here are results of experiments in our laboratories intended to illustrate product performance potential with a given experimental design. They are not intended to represent the product's specifications.

Product Description

951 Green Tape™ is a low-temperature cofired ceramic tape. The 951 system comprises a complete cofireable family of Au and Ag metallizations, buried passives, and encapsulants. 951 is available in multiple thicknesses and is designed for use as an insulating layer in:

- Multichip modules
- Single chip packages
- Ceramic printed wiring boards
- RF modules

The 951C2, 951PT, 951P2 and 951PX products are provided on a base film with improved punching characteristics. Tape performance properties are not affected by base film type.

Product Benefits

When used with compatible metallizations, 951 offers the following benefits:

- Component integration – buried resistors, capacitors, and inductors
- Hermetic packaging
- Low temperature brazing
- Cavities
- High density interconnections
- Cofire processing and refire stability

Processing

Design

For detailed recommendations on use of 951 Green Tape™, see the 951 Green Tape™ Design Guide. For compatible metallizations and their recommended use see the 951 Product Selector Guide.

System Capability

The 951 Green Tape™ system is designed to deliver line and space resolution of 100 µm, via diameters of 100 µm, and maximum layer counts in excess of 100.

Typical Tape Properties

Physical

Unfired Thickness (µm)	50 ± 3 (951C2) 114 ± 8 (951PT/951AT) 165 ± 11 (951P2/951A2) 254 ± 13 (951PX/951AX)
X, Y Shrinkage (%)	12.7 ± 0.3
Z Shrinkage (%)	15 ± 0.5
TCE(25 to 300°C), ppm/°C	5.8
Density (g/cm³)	3.1
Camber, inch/inch	Conforms to setter
Surface Roughness, µm	<0.34
Thermal Conductivity, W/m-K	3.3
Flexural Strength¹, MPa	320
Young's Modulus, GPa	120

Electrical

Dielectric constant @ 3 GHz	7.8
Loss Tangent @ 3 GHz	0.006
Insulation resistance at 100VDC, Ω	>10 ¹²
Breakdown voltage, V/µm	>1000/25

¹ Four point bend

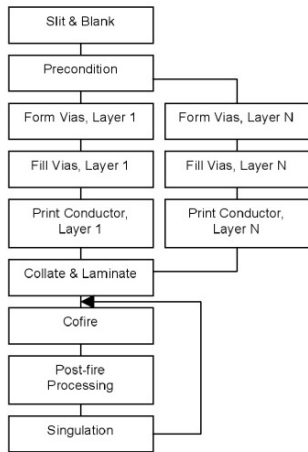
Printing

Following blanking and preconditioning of 951 green sheets, print compatible compositions directly onto unfired 951 Green Tape™ using thick film printing methods and a vacuum stone or other support structure that uniformly distributes vacuum. Follow specific printing and drying recommendations described on individual composition product data sheets.

Inspection

Inspect via, conductor and other prints prior to collation and lamination.

Typical Process Flow



Lamination and Firing

Laminate multiple sheets of 951 Green Tape™ according to processing parameters detailed in the DuPont™ 951 Green Tape™ Design Guide. Recommended parameters for lamination are 3000 psi at 70°C for 10 minutes. Cofire laminates of 951 using the recommended firing profile and a belt or box furnace.

Post-fire Processing

Print compatible compositions onto cofired substrate surface and refire.

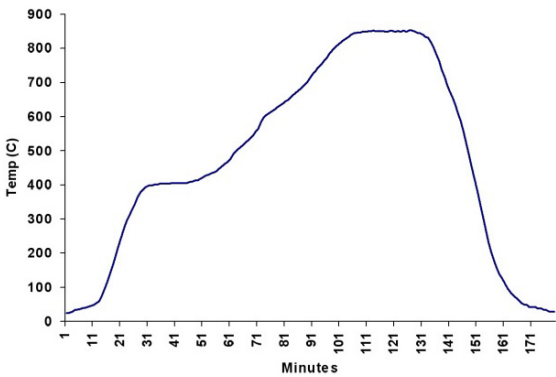
Singulation

Singulate multi-up substrates either in the green state using a hot-knife or after cofire using either a diamond saw (preferred) or laser scribe.

Storage and Shelf Life

Tape rolls, or boxes of sheeted tape, should be stored tightly sealed in a clean, stable

Recommended Firing Profile



environment at room temperature (<25°C). Shelf life of material in unopened containers is six months.

Safety and Handling

DuPont dielectric tapes are intended for use in an industrial environment by trained personnel. Users should comply with all appropriate health and safety regulations regarding storage, handling, and processing of such materials. 951 contains organic solvent and materials. The following precautions should be taken when handling 951:

- Use with adequate ventilation
- Avoid prolonged breathing of vapor
- If contact with skin occurs, wash affected area immediately with soap and water
- Dangerous if swallowed – DO NOT CONSUME.
- Refer to MSDS for additional details.

United States	Europe	Japan
DuPont Microcircuit Materials	DuPont (UK) Limited	DuPont Kabushiki Kaisha
14 T.W. Alexander Drive	DuPont Microcircuit Materials	ARCO Tower
Research Triangle Park, NC 27709	Coldharbour Lane	8-1, Shimomeguro 1-Chome
Tel.: 800-284-3382	Bristol BS16 1QD	Meguro-ku, Tokyo 153-0064
	England	Japan
	Tel.: 44-117-931-1444	Tel.: 81-35-434-6573

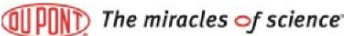
Visit our website at: <http://www.dupont.com/mcm>

The information given herein is based on data believed to be reliable, but DuPont makes no warranties express or implied as to its accuracy and assumes no liability arising out of its use by others. This publication is not to be taken as a license to operate under, or recommendation to infringe, any patent.

Caution: Do Not use in medical applications involving permanent implantation in the human body. For other medical applications, see "DuPont Medical Caution Statement," H-50102

Copyright © 2001 E.I. DuPont de Nemours and Company. All right reserved.

MCM951 (9/03) Printed in U.S.A.



BIBLIOGRAPHIE

- Bahl, I. J. 2009. *Fundamentals of RF and microwave transistor amplifiers [ressource électronique]*. Hoboken, N.J.: John Wiley & Sons.
- Barnes, A. R., A. Boetti, L. Marchand et J. Hopkins. 2005. « An overview of microwave component requirements for future space applications ». In *Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium, 2005. EGAAS 2005. European* (3-4 Oct. 2005). p. 5-12.
- Bechtold, F. 2009. « A comprehensive overview on today's ceramic substrate technologies ». In *Microelectronics and Packaging Conference, 2009. EMPC 2009. European* (15-18 June 2009). p. 1-12.
- Belambri, Nouria, Dominique Dubouil, Christian Talbot, Ammar B. Kouki et Francois Gagnon. 2011. « Design of a buried hybrid coupler for wideband applications using LTCC technology ». In *Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2011 24th Canadian Conference on* (8-11 May 2011). p. 001101-001104.
- Borges Maciel, C. V., D. F. M. Argollo et H. Abdalla. 1993. « Broadside Suspended Stripline 3 dB Couplers ». In *Microwave Conference/Brazil, 1993., SBMO International* (2-5 Aug 1993). Vol. 1, p. 117-122.
- Brenner, P. 2009. « Tesla against Marconi: The dispute for the radio patent paternity ». In *EUROCON 2009, EUROCON '09. IEEE* (18-23 May 2009). p. 1035-1042.
- Bryant, T. G., et J. A. Weiss. 1968. « Parameters of Microstrip Transmission Lines and of Coupled Pairs of Microstrip Lines ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 16, n° 12, p. 1021-1027.
- Chang, Kai, I. J. Bahl et Vijay Nair. 2002. *RF and microwave circuit and component design for wireless systems*. Coll. « Wiley series in microwave and optical engineering ». New York, N.Y.: J. Wiley and Sons, 532 p.
- Chang, Kai, et Knovel (Firme). 2005. *Encyclopedia of RF and microwave engineering [ressource électronique]*. Hoboken, N.J.: Wiley-Interscience.
- Chris, Bowick, et Chris Bowick. 2008. *RF circuit design*. Amsterdam ; Boston: Amsterdam ; Boston : Newnes/Elsevier.
- Cohn, S. B. 1955. « Shielded Coupled-Strip Transmission Line ». *Microwave Theory and Techniques, IRE Transactions on*, vol. 3, n° 5, p. 29-38.

- Cohn, S. B., et R. Levy. 1984. « History of Microwave Passive Components with Particular Attention to Directional Couplers ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 32, n° 9, p. 1046-1054.
- Cripps, Steve C. 1999. *RF power amplifiers for wireless communications*. Coll. « Artech House microwave library ». Boston: Artech House, 337 p.
- Edwards, M. L., et J. H. Sinsky. 1992. « A new criterion for linear 2-port stability using a single geometrically derived parameter ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 40, n° 12, p. 2303-2311.
- Eisele, K., R. Engelbrecht et K. Kurokawa. 1965. « Balanced transistor amplifiers for precise wideband microwave applications ». In *Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers. 1965 IEEE International* (Feb 1965). Vol. VIII, p. 18-19.
- Engelbrecht, R. S., et K. Kurokawa. 1965. « A wide-band low noise L-band balanced transistor amplifier ». *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, n° 3, p. 237-247.
- Feng, M., Shen Shyh-Chiang, D. C. Caruth et J. J. Huang. 2004. « Device technologies for RF front-end circuits in next-generation wireless communications ». *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, n° 2, p. 354-375.
- Friis, H. T. 1944. « Noise Figures of Radio Receivers ». *Proceedings of the IRE*, vol. 32, n° 7, p. 419-422.
- Fukui, H. 1979. « Design of Microwave GaAs MESFET's for Broad-Band Low-Noise Amplifiers ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 27, n° 7, p. 643-650.
- Gonzalez, Guillermo. 1997. *Microwave transistor amplifiers : analysis and design*, 2nd. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall, 506 p.
- Hashemi, H., et A. Hajimiri. 2002. « Concurrent multiband low-noise amplifiers-theory, design, and applications ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, n° 1, p. 288-301.
- Haussonne, Jean-Marie. 2002. *Céramiques pour l'électronique et l'électrotechnique*. Lausanne: Presses polytechniques et universitaires romandes, 272 p.
- Hoffmann, Reinmut K., et Harlan H. Howe. 1987. *Handbook of microwave integrated circuits*. Norwood, MA: Artech House, 527 p.
- Imanaka, Yoshihiko. 2005. *Multilayered low temperature cofired ceramics (LTCC) technology*. New York: Springer, 229 p.

- Jhuang, H.H., et T.W. Huang. 2004. « Design for electrical performance of wideband multilayer LTCC microstrip-to-stripline transition ». In., p. 506-509. IEEE.
- John, Rogers, et Calvin Plett. 2003. *Radio frequency integrated circuit design*. Boston: Boston : Artech House.
- Jui-Chieh, Chiu, Lin Chih-Ming et Wang Yeong-Her. 2006. « A 3-dB Quadrature Coupler Suitable for PCB Circuit Design ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, n° 9, p. 3521-3525.
- Lange, J. 1969. « Interdigitated Stripline Quadrature Hybrid (Correspondence) ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 17, n° 12, p. 1150-1151.
- Leighton, W. H., Jr., et A. G. Milnes. 1971. « Junction Effects Reactance on X-Band and Dimensional Tolerance 3-Db Directional Couplers ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 19, n° 10, p. 818-824.
- Li, Richard Chi-Hsi. 2009. *RF circuit design*. Coll. « Wiley series on information and communication technologies ». Hoboken, N.J.: Wiley, 827 p.
- Liechti, C. A. 1976. « Microwave Field-Effect Transistors--1976 ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 24, n° 6, p. 279-300.
- Miller, C. K. S., W. C. Daywitt et M. G. Arthur. 1967. « Noise standards, measurements, and receiver noise definitions ». *Proceedings of the IEEE*, vol. 55, n° 6, p. 865-877.
- Moez, K., et M. I. Elmasry. 2008. « A Low-Noise CMOS Distributed Amplifier for Ultra-Wide-Band Applications ». *Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on*, vol. 55, n° 2, p. 126-130.
- Nougier, J.P. 1987. « Origine du bruit dans les dispositifs à semiconducteurs ». *Rev. Phys. Appl. (Paris)*, vol. 22, n° 8, p. 803-819.
- Pozar, David M. 2005. *Microwave engineering*, 3rd. Hoboken: J. Wiley, 700 p.
- Pudas, Marko, Stéphane Viollet, Franck Ruffier, Arvi Kruusing, Stéphane Amic, Seppo Leppävuori et Nicolas Franceschini. 2007. « A miniature bio-inspired optic flow sensor based on low temperature co-fired ceramics (LTCC) technology ». *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 133, n° 1, p. 88-95.
- Razavi, Behzad. 2012. *RF microelectronics*, 2nd. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 916 p.

- Reiha, M. T., et J. R. Long. 2007. « A 1.2 V Reactive-Feedback 3.1–10.6 GHz Low-Noise Amplifier in 0.13 μm CMOS ». *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 42, n° 5, p. 1023-1033.
- Scrantom, C.Q. 1995. « LTCC Technology: Where we are and where we're Going ». *MCM C/Mixed Technologies and Thick Film Sensors*, p. 77-87.
- Shelton, JP. 1966. « Impedances of offset parallel-coupled strip transmission lines ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 14, n° 1, p. 7-15.
- Statz, H., P. Newman, I. W. Smith, R. A. Pucel et H. A. Haus. 1987. « GaAs FET device and circuit simulation in SPICE ». *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 34, n° 2, p. 160-169.
- Sunappan, V., A. Periannan, Meng Chua Kai et Khuen Wong Chee. 2004. « Process issues and characterization of LTCC substrates ». In *Electronic Components and Technology Conference, 2004. Proceedings. 54th* (1-4 June 2004). Vol. 2, p. 1933-1937 Vol.2.
- Sung-Chan, Jung, R. Negra et F. M. Ghannouchi. 2009. « A miniaturized double-stage 3dB broadband branch-line hybrid coupler using distributed capacitors ». In *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific* (7-10 Dec. 2009). p. 1323-1326.
- Vendelin, George D., Anthony M. Pavio et Ulrich L. Rohde. 2005. *Microwave circuit design using linear and nonlinear techniques*, 2nd. Hoboken, N.J.: Wiley, 1058 p.
- Wolff, I. 2007. « Design and Technology of Microwave and Millimeterwave LTCC Circuits and Systems ». In *Signals, Systems and Electronics, 2007. ISSSE '07. International Symposium on* (July 30 2007-Aug. 2 2007). p. 505-512.
- Yin-Cheng, Chang, Lin Shuw-Guann, Chiou Hwann-Kaeo, Chang Da-Chiang et Juang Ying-Zong. 2010. « On-wafer noise figure measurements of millimeter-wave LNA and mixer ». In *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 Asia-Pacific* (7-10 Dec. 2010). p. 1424-1427.