

**THÈSE**  
PRÉSENTÉE À  
**L'UNIVERSITÉ BORDEAUX 1**

ÉCOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGÉNIEUR

Par Andrée, FOUQUE

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR

SPÉCIALITÉ : ÉLECTRONIQUE

**Contribution à la conception d'un récepteur mobile faible coût  
et faible consommation dans la bande Ku pour le standard DVB-S**

Soutenue le : 04 Juin 2012

Après avis de :

M. BOURDEL, Sylvain	Maître de conférences, HDR	IM2NP	Rapporteur
M. RIUS, Eric	Professeur	Lab-STICC/UBO	Rapporteur

Devant la commission d'examen formée de :

M. BÉGUERET, Jean-Baptiste	Professeur	Université de Bordeaux I	Directeur de thèse
M. BELOT, Didier	Ingénieur de Recherche	STMicroelectronics	Responsable industriel
M. BOURDEL, Sylvain	Maître de conférences, HDR	IM2NP	Rapporteur
M. DEVAL, Yann	Professeur	IPB Bordeaux	Co-directeur de thèse
M. RIUS, Eric	Professeur	Lab-STICC/UBO	Rapporteur
M. TARIS, Thierry	Maître de conférences, HDR	Université de Bordeaux I	Examinateur



# Remerciements

Ce travail de recherche a été effectué au sein du laboratoire IMS (Intégration du Matériau au Système) de l'Université de Bordeaux I, dirigé par le Professeur Pascal Fouillat que je remercie de m'avoir accueillie au sein de la cellule.

Je tiens particulièrement à remercier les Professeurs Jean-Baptiste Bégueret et Yann Deval pour la confiance qu'ils m'ont témoignée en acceptant la direction scientifique de mes travaux de thèse.

Je suis honorée de la présence à mon jury de thèse et je tiens à remercier :

- Mr Didier Belot, Ingénieur de Recherche à STMicroelectronics et responsable industriel
- Mr Sylvain Bourdel, Maître de conférences à l'IM2NP et rapporteur
- Mr Eric Rius, Professeur au Lab-STICC et rapporteur
- Mr Thierry Taris, Maître de conférences à l'IMS et examinateur

Je suis reconnaissante envers celles et ceux qui m'ont apporté support et soutien, qui m'ont accompagnée pendant cette aventure et qui ont contribué de près ou de loin au bon déroulement de mes travaux de thèse, en particulier Nejdât D., Quentin B-S., Aurélien L., Bernardo L. et François F. Je souhaite une bonne continuation à mes compagnons de route...



# Table des matières

<b>Introduction générale</b>	<b>3</b>
<b>1 Etat de l'art et réalisation des antennes et leur mise en réseau</b>	<b>5</b>
1.1 Introduction sur les antennes et l'application visée	5
1.1.1 Notions fondamentales du domaine des antennes	5
1.2 Bilan de liaison et spécifications du démonstrateur	8
1.2.1 Spécifications du standard DVB-S	8
1.2.2 Bilan de liaison satellite-récepteur mobile dans la bande Ku	13
1.2.3 Comparaison des liaisons satellite-téléphonie, satellite-TV mobile, satellite-TV fixe	17
1.2.4 Récapitulatif du bilan de liaison	19
1.3 Etat de l'art et choix de l'élément de base	19
1.3.1 Ligne microruban ( <i>microstrip line</i> )	20
1.3.2 Différents types d'antenne compatibles avec les circuits intégrés et/ou hybrides	23
1.3.3 Différents types d'excitation de l'antenne microruban	29
1.3.4 Réalisation de l'antenne microruban avec une excitation par fente	36
1.4 Etat de l'art et choix de la topologie du sous-réseau d'antennes	39
1.4.1 Généralités sur les antennes réseau	40
1.4.2 Contraintes de réalisation du réseau d'antennes	40
1.4.3 Avantages et inconvénients de la mise en réseau d'antennes	40
1.4.4 Différentes topologies de sous-réseaux d'antennes	41
1.4.5 Conclusion sur l'étude du sous-réseau d'antennes	50
1.5 Tête de réception envisagée pour la télévision mobile par satellite	50
1.5.1 Principe de fonctionnement global de notre tête de réception	51
1.5.2 Simulations au niveau système du <i>Front-End</i> avec ADS Ptolemy	52
1.5.3 Influence de l'effet Doppler	54
1.6 Capacité de dépointage du réseau linéaire	55
1.6.1 Amélioration des réseaux linéaires	55
1.6.2 Nécessité de pointer vers le satellite géostationnaire	56
1.6.3 Techniques de dépointage du diagramme de rayonnement	57
1.6.4 Introduction de la technique retenue pour le dépointage : la solution hybride	57
1.7 Conclusion et perspectives du chapitre I	59
<b>Bibliographie</b>	<b>61</b>
<b>2 Architectures de systèmes et circuits RF dédiées aux applications mobiles</b>	<b>65</b>
2.1 Contexte de l'étude	65

2.2	Architecture RF du récepteur . . . . .	66
2.2.1	Grandeurs caractéristiques d'une chaîne de réception . . . . .	66
2.2.2	Différents types d'architecture de récepteurs . . . . .	69
2.2.3	Choix de l'architecture du chemin unitaire du <i>Front-End</i> . . . . .	73
2.3	Introduction sur la mise en réseau de systèmes . . . . .	74
2.3.1	Principe de la mise en réseau de systèmes en phase ( <i>Phased Array Systems</i> ) . . . . .	74
2.3.2	Techniques de diversité . . . . .	76
2.3.3	Amélioration du rapport signal à bruit ( <i>SNR</i> ) . . . . .	78
2.4	Etat de l'art sur la mise en réseau de systèmes . . . . .	79
2.4.1	Différentes façons de combinaison du signal . . . . .	79
2.4.2	Topologie de l'architecture retenue . . . . .	82
2.5	Eléments d'une chaîne de réception . . . . .	82
2.5.1	Antenne . . . . .	82
2.5.2	Amplificateur faible bruit ( <i>LNA – Low Noise Amplifier</i> ) . . . . .	83
2.5.3	Mélangeur pour la descente en fréquence ( <i>down converter mixer</i> ) . . . . .	90
2.5.4	Oscillateur Local (OL) . . . . .	97
2.5.5	Filtres . . . . .	97
2.5.6	Balun . . . . .	98
2.5.7	Diviseurs/Combineurs de puissance . . . . .	102
2.6	Conclusion et perspectives du chapitre II . . . . .	105

## Bibliographie

107

### 3 Etude de faisabilité du démonstrateur

113

3.1	Etude théorique de la mise en parallèle de récepteurs . . . . .	113
3.1.1	Hypothèses de travail . . . . .	114
3.1.2	Calcul du gain total pour $N$ éléments . . . . .	115
3.1.3	Calcul du facteur de bruit total . . . . .	117
3.1.4	Calcul du produit d'intermodulation d'ordre 3 . . . . .	118
3.1.5	Choix de la combinaison en puissance et prédictions théoriques . . . . .	120
3.2	Simulation système de l'architecture retenue . . . . .	121
3.2.1	Choix des spécifications au niveau circuit des blocs RF . . . . .	121
3.2.2	Analyse en puissance du <i>Front-End</i> RF . . . . .	125
3.2.3	Analyse en bruit du <i>Front-End</i> RF . . . . .	126
3.2.4	Analyse de la linéarité du <i>Front-End</i> RF . . . . .	126
3.2.5	Conclusion et perspectives pour l'étude système du <i>Front-End</i> RF . . . . .	127
3.3	Simulations comportementales du démonstrateur . . . . .	128
3.3.1	Présentation du processeur analogique (Sampled Analog Signal Processor) . . . . .	128
3.3.2	Démodulation du signal QPSK pour le standard DVB-S . . . . .	129
3.3.3	Présentation de l'algorithme de "Levée de doute" . . . . .	134
3.4	Conclusion et perspectives du chapitre III . . . . .	142

<b>Bibliographie</b>	<b>143</b>
<b>4 Résultats de simulations des blocs RF et leur mise en système</b>	<b>145</b>
4.1 Description de la technologie CMOS 65 nm . . . . .	145
4.1.1 Back-end de la technologie CMOS 65 nm . . . . .	145
4.1.2 Les éléments actifs (transistors MOS) . . . . .	146
4.1.3 Les éléments passifs . . . . .	147
4.2 Méthodologie de conception sous contrainte de faible consommation, faible bruit et hautes fréquences . . . . .	148
4.3 Simulations de l'amplificateur faible bruit ( <i>LNA</i> ) . . . . .	148
4.3.1 Schématique du <i>LNA</i> . . . . .	149
4.3.2 Résultats de simulations au niveau schématique . . . . .	150
4.3.3 Résultats Post-layout du <i>LNA</i> . . . . .	151
4.3.4 Conclusion et perspectives d'optimisation . . . . .	155
4.4 Simulations du balun dans la bande Ku . . . . .	156
4.4.1 Back-end simplifié de la technologie CMOS 65 nm . . . . .	156
4.4.2 Simulations du balun sous HFSS . . . . .	157
4.4.3 Comparatif des simulations entre HFSS, Momentum et Programme Self . . . . .	158
4.5 Simulations du mélangeur doublement équilibré de Gilbert . . . . .	159
4.5.1 Schématique du mélangeur . . . . .	159
4.5.2 Résultats de simulations au niveau schématique . . . . .	160
4.5.3 Résultats Post-layout du mélangeur . . . . .	163
4.5.4 Perspectives d'optimisation . . . . .	167
4.6 Simulation de la mise en cascade du <i>LNA</i> et du mélangeur . . . . .	167
4.6.1 Schématique de la mise en cascade du <i>LNA</i> et du mélangeur . . . . .	167
4.6.2 Résultats Post-Layout du chemin unitaire ( <i>LNA</i> + mélangeur) . . . . .	168
4.6.3 Perspectives d'optimisation . . . . .	170
4.7 Simulations de la mise en parallèle de deux chemins unitaires . . . . .	171
4.7.1 Schématique de la mise en parallèle de deux chemins unitaires . . . . .	171
4.7.2 Résultats Post-layout de MARMoTS (Multiple Antennas and Receivers for Mobile Television from Satellite) . . . . .	172
4.7.3 Perspectives d'optimisation . . . . .	175
4.8 Simulations du déphaseur variable . . . . .	177
4.8.1 Schématique du déphaseur . . . . .	177
4.8.2 Résultats de simulations au niveau schématique . . . . .	178
4.8.3 Perspectives d'optimisation . . . . .	180
4.9 Conclusion et perspectives du chapitre IV . . . . .	181

Bibliographie	183
Conclusion générale et perspectives	189
Annexe 1	193
Annexe 2	199
Annexe 3	201
Annexe 4	203
Bibliographie	205



# Table des figures

1.1.1	Quelques satellites en orbite géostationnaire . . . . .	6
1.1.2	Angle d'élévation entre le satellite et l'horizon local . . . . .	7
1.1.3	Angles d'azimut et d'élévation de quelques villes . . . . .	7
1.1.4	Définition d'un point $A$ et d'une direction $\Delta$ dans un système de coordonnées sphériques ( $R, \theta, \varphi$ ) . . . . .	7
1.2.1	Antenne parabolique . . . . .	9
1.2.2	Spécifications du Front-End ( $LNB$ ) . . . . .	9
1.2.3	Mesure des signaux reçus par une tête de réception standard . . . . .	9
1.2.4	Différents canaux en fréquence intermédiaire dans la bande haute . . . . .	9
1.2.5	Polarisations des ondes propagées . . . . .	10
1.2.6	Principe de la modélisation d'une chaîne bruyante . . . . .	14
1.2.7	Modélisation du bruit pour la chaîne de réception . . . . .	14
1.2.8	Bruit généré par le circuit . . . . .	14
1.2.9	Bruit du circuit ramené en entrée . . . . .	14
1.2.10	Bilan de liaison descendante . . . . .	15
1.2.11	Schéma de la liaison satellite-TV fixe . . . . .	17
1.2.12	$SNR$ en sortie du réseau de récepteurs suivant le nombre d'antennes d'un sous-réseau . . . . .	19
1.3.1	Ligne microruban . . . . .	20
1.3.2	Ligne microruban équivalente . . . . .	20
1.3.3	Dipôle de Hertz sur un substrat microruban . . . . .	21
1.3.4	Ondes rayonnées ( $Space\ Waves$ ) . . . . .	21
1.3.5	Ondes de surface ( $Surface\ Waves$ ) . . . . .	21
1.3.6	Ondes évanescentes ( $Leaky\ Waves$ ) . . . . .	22
1.3.7	Ondes guidées ( $Guided\ Waves$ ) . . . . .	22
1.3.8	Antenne <i>patch</i> rectangulaire . . . . .	24
1.3.9	Configuration du champ dans une antenne <i>patch</i> . . . . .	24
1.3.10	Plans E et H d'une antenne microruban . . . . .	27
1.3.11	Diagramme de rayonnement d'une antenne microruban par simulation électromagnétique . . . . .	28
1.3.12	Diagramme de rayonnement tiré du modèle de l'antenne microruban . . . . .	28
1.3.13	Diagramme de rayonnement bidirectionnel en coordonnées cartésiennes . . . . .	29
1.3.14	Diagramme de rayonnement bidirectionnel en coordonnées polaires . . . . .	29
1.3.15	Excitations par ligne de transmission et ligne coaxiale d'une antenne microruban . . . . .	30
1.3.16	Calcul de l'impédance caractéristique d'une ligne quart d'onde . . . . .	30
1.3.17	Impédance sur le bord du <i>patch</i> sous HFSS . . . . .	30
1.3.18	Adaptation et bande passante d'un <i>patch</i> excité par une ligne quart d'onde . . . . .	31

1.3.19	Directivité d'un <i>patch</i> excité par une ligne quart d'onde (3D) . . . . .	31
1.3.20	<i>Patch</i> avec une excitation par ligne $50 \Omega$ avec une encoche . . . . .	31
1.3.21	Positionnement de l'excitation par ligne $50 \Omega$ avec une encoche pour un <i>patch</i> . . . . .	31
1.3.22	Adaptation d'impédance et bande passante d'un <i>patch</i> excité par une ligne $50 \Omega$ avec encoche . . . . .	32
1.3.23	Directivité d'un <i>patch</i> excité par une ligne $50 \Omega$ avec encoche . . . . .	32
1.3.24	Schéma d'une antenne <i>patch</i> excitée par une ligne coaxiale . . . . .	33
1.3.25	Excitation par une ligne coaxiale d'une antenne <i>patch</i> sous HFSS . . . . .	33
1.3.26	Adaptation d'impédance et bande passante pour un <i>patch</i> excité par une sonde coaxiale . . . . .	33
1.3.27	Directivité pour un <i>patch</i> excité par une sonde coaxiale (3D) . . . . .	33
1.3.28	Excitations par couplage d'une antenne microruban . . . . .	34
1.3.29	<i>Patch</i> avec une excitation par fente . . . . .	35
1.3.30	<i>Patch</i> avec une excitation par fente sous HFSS . . . . .	35
1.3.31	Adaptation d'impédance et bande passante d'un <i>patch</i> excité par fente sous HFSS . . . . .	36
1.3.32	Directivité pour un <i>patch</i> excité par fente sous HFSS . . . . .	36
1.3.33	Organigramme du flot de conception d'une antenne microruban . . . . .	36
1.3.34	Adaptation d'impédance et bande passante d'un <i>patch</i> excité par fente sous Momentum . . . . .	37
1.3.35	Gain réalisé dans les plans E et H d'un <i>patch</i> excité par fente sous HFSS . . . . .	37
1.3.36	Diagramme de rayonnement du gain réalise d'un <i>patch</i> excité par fente sous CST . . . . .	37
1.3.37	Layout d'un <i>patch</i> excité par fente sous ADS . . . . .	38
1.3.38	Assemblage final d'un <i>patch</i> excité par fente . . . . .	38
1.3.39	Table traçante dédiée à la fabrication d'antennes . . . . .	38
1.3.40	Mesures de l'adaptation du <i>patch</i> excité par fente à la résonance . . . . .	39
1.3.41	Mesures de gain du <i>patch</i> excité par fente . . . . .	39
1.4.1	Schéma générique d'un réseau linéaire d'antennes . . . . .	41
1.4.2	Calcul de la marche de phase . . . . .	41
1.4.3	Alimentation série d'un réseau d'antennes microruban . . . . .	42
1.4.4	Alimentation parallèle de $2^3$ éléments rayonnants pour 3 étages de diviseurs de puissance . . . . .	42
1.4.5	Diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire de 4 antennes microruban sans couplage dans les plans E et H . . . . .	43
1.4.6	Réseau linéaire de 4 antennes microruban excité par fente . . . . .	43
1.4.7	Adaptation en entrée d'un réseau linéaire de 4 antennes microruban excité par fente . . . . .	44
1.4.8	Diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire de 4 antennes microruban avec couplage . . . . .	44
1.4.9	Réseau linéaire de 8 antennes microruban excité par fente . . . . .	45
1.4.10	Layout d'un réseau linéaire de 8 antennes microruban excité par fente . . . . .	45
1.4.11	Adaptation et bande passante d'un réseau linéaire de 8 antennes élémentaires excité par fente . . . . .	45
1.4.12	Directivité d'un réseau linéaire de 8 antennes microruban excité par fente . . . . .	46
1.4.13	Gain réalisé d'un réseau linéaire de 8 antennes microruban excité par fente . . . . .	46
1.4.14	Schéma générique d'un réseau planaire d'antennes . . . . .	46
1.4.15	Réseau planaire 2x2 sous HFSS . . . . .	47
1.4.16	Layout d'un réseau planaire 2x2 . . . . .	47
1.4.17	Adaptation et bande passante d'un réseau planaire 2x2 excité par fente . . . . .	48
1.4.18	Mesures du gain d'un réseau planaire 2x2 excité par fente . . . . .	48
1.4.19	Directivité d'un réseau planaire 2x2 excité par fente . . . . .	48
1.4.20	Gain réalisé d'un réseau planaire 2x2 excité par fente . . . . .	48
1.4.21	Schéma générique d'un réseau hexagonal d'antennes . . . . .	49

1.4.22	Réseau hexagonal de <i>patches</i> excité par fente sous HFSS . . . . .	49
1.4.23	Adaptation et bande passante pour un réseau hexagonal excité par fente . . . . .	49
1.4.24	Diagramme de rayonnement d'un réseau hexagonal dans les plans E et H . . . . .	50
1.4.25	Diagramme de rayonnement d'un réseau circulaire . . . . .	50
1.5.1	Schéma global du démonstrateur . . . . .	51
1.5.2	Schéma du système avec des sources de bruit non décorrélées . . . . .	52
1.5.3	Schéma du système avec des sources de bruit décorrélées . . . . .	52
1.5.4	Signal à transmettre pour l'étude au niveau système . . . . .	53
1.5.5	Signal en sortie du récepteur pour $NF_{LNA}=2$ dB . . . . .	54
1.5.6	Signal en sortie du récepteur pour $NF_{LNA}=0.6$ dB . . . . .	54
1.6.1	Diagramme de rayonnement sans méthode de pondération . . . . .	56
1.6.2	Diagramme de rayonnement avec une méthode de pondération . . . . .	56
1.6.3	Principe de l'antenne à balayage . . . . .	56
1.6.4	Dépointage du lobe principal pour différentes distances inter-éléments . . . . .	57
1.6.5	Solution hybride de dépointage (électronique-mécanique) . . . . .	57
1.7.1	Layout du réseau final constitué de 8 sous-réseaux de 8 <i>patches</i> . . . . .	60
1.7.2	Réseau final constitué de 8 sous-réseaux de 8 <i>patches</i> . . . . .	60
2.1.1	Applications et technologies par gamme de fréquence (ITRS roadmap 2009) [70] . . . . .	65
2.2.1	Structure fonctionnelle d'un récepteur [46] . . . . .	66
2.2.2	Environnement de fonctionnement d'un récepteur [46] . . . . .	66
2.2.3	Effet de la fréquence image sur le spectre du signal utile . . . . .	66
2.2.4	Système à $N$ étages . . . . .	67
2.2.5	Point de compression à -1 dB . . . . .	68
2.2.6	Produit d'intermodulation d'ordre 3 . . . . .	68
2.2.7	Représentation simplifiée d'un phénomène non linéaire pour un signal deux tons [46] . . . . .	68
2.2.8	Architecture d'un récepteur hétérodyne . . . . .	70
2.2.9	Filtrage dans un récepteur hétérodyne . . . . .	70
2.2.10	Récepteur à réjection d'image : structure de <i>Hartley</i> . . . . .	71
2.2.11	Récepteur à réjection d'image : structure de <i>Weaver</i> . . . . .	71
2.2.12	Architecture d'un récepteur homodyne . . . . .	71
2.2.13	Récepteur numérique FI . . . . .	73
2.3.1	Schéma générique d'un récepteur utilisant la mise en parallèle de chemins unitaires [66] . . . . .	75
2.3.2	Amélioration du $SNR$ de la mise en parallèle de récepteurs. . . . .	78
2.4.1	Architecture <i>Passive RF Phase-Shifting</i> . . . . .	79
2.4.2	Architecture <i>Active RF Phase-Shifting</i> . . . . .	79
2.4.3	Architecture <i>IF/baseband Phase-Shifting</i> . . . . .	81
2.4.4	Architecture <i>Digital Phase-Shifting</i> . . . . .	81
2.4.5	Architecture <i>LO Phase-Shifting</i> . . . . .	81
2.5.1	Amplificateur à terminaison résistive . . . . .	83
2.5.2	Amplificateur à terminaison $1/gm$ . . . . .	83
2.5.3	Schématique du <i>Current-reused stacked CG-LNA</i> [54] . . . . .	84
2.5.4	Schéma équivalent petit signal du transistor NMOS (a) et du <i>Current-reused stacked CG-LNA</i> (b) [54] . . . . .	84
2.5.5	Amplificateur à contre-réaction résistive . . . . .	85
2.5.6	Amplificateur à dégénérescence inductive . . . . .	85

2.5.7	<i>LNA shunt-shunt feedback</i> . . . . .	86
2.5.8	Schéma petit signal du <i>LNA shunt-shunt feedback</i> . . . . .	86
2.5.9	<i>Schématique Shunt shunt active Feedback LNA</i> [49] . . . . .	87
2.5.10	Schéma équivalent petit signal de <i>Shunt shunt active Feedback LNA</i> [82] . . . . .	87
2.5.11	<i>LNA</i> cascode à gain et bruit optimisés . . . . .	89
2.5.12	Schéma équivalent petit signal du <i>LNA</i> cascode (sans $M_{cas}$ ) [118] . . . . .	89
2.5.13	Spectre d'un mélangeur idéal . . . . .	90
2.5.14	Translation du bruit pour une architecture hétérodyne [85] . . . . .	91
2.5.15	Translation du bruit pour une architecture homodyne [85] . . . . .	91
2.5.16	Schéma conceptuel d'un mélangeur passif . . . . .	92
2.5.17	Développement en série de Fourier d'un signal carré de pulsation $\omega_{OL}$ . . . . .	92
2.5.18	Spectre RF, OL et FI du mixer passif basique . . . . .	93
2.5.19	Mixer passif subharmonique . . . . .	93
2.5.20	Performances du mélangeur passif subharmonique [45] . . . . .	93
2.5.21	Mélangeur actif simplement équilibré . . . . .	94
2.5.22	Principe de fonctionnement du mélangeur actif simplement équilibré . . . . .	94
2.5.23	Mélangeur actif doublement équilibré (Cellule de Gilbert) . . . . .	96
2.5.24	Mélangeur doublement équilibré sous contrainte de faible consommation . . . . .	96
2.5.25	Balun actif avec un seul transistor . . . . .	99
2.5.26	Balun conventionnel de type Marchand . . . . .	100
2.5.27	Layout en spirale d'un Balun de type Marchand . . . . .	100
2.5.28	Balun basique de type Rat-Race . . . . .	101
2.5.29	Layout en spirale d'un Balun de type Rat-Race [69] . . . . .	101
2.5.30	Symbole du balun monolithique . . . . .	101
2.5.31	Configurations empilée (a) et planaire (b) d'un transformateur . . . . .	101
2.5.32	Combineur/Diviseur de puissance résistif . . . . .	102
2.5.33	Combineur passif en courant ( <i>binary tree structure</i> ) [62] . . . . .	103
2.5.34	Diviseur/Combineur de Wilkinson [99] . . . . .	104
2.5.35	Fonctionnement du diviseur de Wilkinson . . . . .	104
2.5.36	Diviseur de puissance actif large bande [88] . . . . .	104
2.5.37	Combineur de puissance actif large bande [88] . . . . .	104
2.5.38	Configuration de test du premier prototype du <i>Front-End</i> . . . . .	105
3.1.1	Synoptique du démonstrateur pour le standard DVB-S . . . . .	113
3.1.2	Schéma-bloc d'un système multi-récepteur . . . . .	114
3.1.3	Configuration de simulation du système complet . . . . .	114
3.1.4	Pout (dBm) et OIP3 (dBm) en fonction de Pin (dBm) . . . . .	119
3.2.1	<i>Front-End</i> RF : mise en parallèle de $N$ récepteurs en phase . . . . .	122
3.2.2	Schématique d'un chemin unitaire . . . . .	122
3.2.3	Combineur/Diviseur de puissance idéal . . . . .	123
3.2.4	Courbes temporelles en entrée et en sortie du combineur de puissance idéal . . . . .	123
3.2.5	Combineur/Diviseur de puissance utilisé dans cette étude . . . . .	124
3.2.6	Courbes temporelles en entrée et en sortie du combineur de puissance utilisé dans cette étude . . . . .	124
3.2.7	Simulation sous ADS du gain total en fonction de $G_{LNA}$ et $G_{mix}$ . . . . .	125
3.2.8	Simulation sous ADS du gain total en fonction de $C_i$ . . . . .	125
3.2.9	Simulation sous ADS du NF total en fonction de $NF_{LNA}$ . . . . .	126

3.2.10	Simulation sous ADS du NF total en fonction de G_LNA . . . . .	126
3.2.11	Simulation sous ADS de l'IIP3 total en fonction de IIP3_mix et IIP3_LNA . . . . .	127
3.2.12	Simulation sous ADS de l'IIP3 total en fonction de $C_i$ . . . . .	127
3.2.13	Simulation sous ADS de l'IIP3 total en fonction de G_mix et G_LNA . . . . .	127
3.2.14	Simulation sous ADS de l'OIP3 total en fonction de G_mix et G_LNA . . . . .	127
3.3.1	Architecture du SASP [115] . . . . .	128
3.3.2	Implémentation typique d'un signal QPSK dans le domaine temporel . . . . .	129
3.3.3	Constellation d'une implémentation typique d'un signal QPSK . . . . .	129
3.3.4	Schéma-bloc conceptuel du système en émission et en réception pour le standard DVB-S . . . . .	130
3.3.5	Description de la sélection de canal effectuée par le SASP . . . . .	133
3.3.6	Illustration de la démodulation fréquentielle d'un signal QPSK effectuée par le SASP . . . . .	133
3.3.7	Mesures de la démodulation d'un signal QPSK [113] . . . . .	133
3.3.8	Signal initial pour les différentes moyennes . . . . .	135
3.3.9	Signaux bruités pour les moyennes arithmétique et quadratique . . . . .	135
3.3.10	Signaux bruités pour la moyenne glissante . . . . .	135
3.3.11	Signaux bruités pour la moyenne hybride . . . . .	135
3.3.12	Moyenne arithmétique . . . . .	136
3.3.13	Moyenne quadratique . . . . .	136
3.3.14	Moyenne glissante . . . . .	136
3.3.15	Moyenne hybride . . . . .	136
3.3.16	Comparatif des différents types de moyenne . . . . .	137
3.3.17	Symbole du SASP (avec ces 4 sorties) . . . . .	138
3.3.18	Représentation spectrale de la sortie du SASP . . . . .	138
3.3.19	Système incluant le SASP et la levée de doute . . . . .	139
3.3.20	Implémentation de l'algorithme de "Levée de doute" . . . . .	140
3.3.21	Intégration du SASP et de l'algorithme de "Levée de doute" sur PCB . . . . .	140
3.3.22	Mesures de l'algorithme de "Levée de doute" avec un signal BPSK . . . . .	141
3.3.23	Simulation en VHDL-AMS de l'algorithme de "Levée de doute" . . . . .	141
4.1.1	Niveaux métalliques de la filière CMOS 65 nm de STMicroelectronics . . . . .	145
4.1.2	Transistor MOS : Notations et conventions . . . . .	146
4.1.3	Inductances symétrique et asymétrique de la technologie CMOS 65 nm . . . . .	147
4.2.1	Organigramme du flot de conception . . . . .	148
4.3.1	Schématique du LNA . . . . .	149
4.3.2	Polarisation avec une tension extérieure . . . . .	150
4.3.3	Paramètres S du LNA au niveau schématique . . . . .	150
4.3.4	Caractéristiques nominales du LNA au niveau schématique à 11.7 GHz . . . . .	150
4.3.5	NFmin et NF du LNA au niveau schématique . . . . .	151
4.3.6	Adaptation en bruit du LNA au niveau schématique . . . . .	151
4.3.7	Impédance de bruit du LNA au niveau schématique . . . . .	151
4.3.8	Stabilité du LNA au niveau schématique . . . . .	151
4.3.9	ICP1 du LNA au niveau schématique . . . . .	151
4.3.10	IIP3 du LNA au niveau schématique . . . . .	151
4.3.11	Schématique Post-Layout du LNA . . . . .	152
4.3.12	Paramètres S du LNA Post-Layout . . . . .	153
4.3.13	Caractéristiques nominales du LNA Post-Layout à 11.7 GHz . . . . .	153

4.3.14	NF <sub>min</sub> et NF du <i>LNA</i> Post-Layout . . . . .	153
4.3.15	Adaptation en bruit du <i>LNA</i> Post-Layout . . . . .	153
4.3.16	Impédance de bruit du <i>LNA</i> Post-Layout . . . . .	153
4.3.17	Stabilité du <i>LNA</i> Post-Layout . . . . .	153
4.3.18	ICP1 du <i>LNA</i> Post-Layout . . . . .	154
4.3.19	IIP3 du <i>LNA</i> Post-Layout . . . . .	154
4.3.20	FOM en fonction de l'IIP3 . . . . .	155
4.3.21	Layout du <i>LNA</i> cascode à deux étages . . . . .	155
4.3.22	Photographie de la puce du <i>LNA</i> cascode à deux étages . . . . .	155
4.4.1	Version simplifiée du back-end de la technologie CMOS 65 nm . . . . .	157
4.4.2	Symbole du balun . . . . .	157
4.4.3	Layout du balun dans la bande Ku . . . . .	157
4.4.4	Paramètres S du balun . . . . .	158
4.4.5	Erreurs d'amplitude et de phase du balun entre les voies 2 et 3 . . . . .	158
4.4.6	Comparatif des erreurs d'amplitude du balun avec les voies 2 et 3 . . . . .	158
4.4.7	Comparatif des erreurs de phase du balun entre les voies 2 et 3 . . . . .	158
4.4.8	Structure de test du balun . . . . .	159
4.4.9	Structure <i>Open</i> du balun . . . . .	159
4.5.1	Cœur de la cellule de Gilbert . . . . .	160
4.5.2	Buffer du mélangeur . . . . .	160
4.5.3	Spectre théorique RF, OL et FI du mélangeur actif . . . . .	160
4.5.4	Configuration de simulation du mélangeur . . . . .	161
4.5.5	Simulations temporelles de la sortie différentielle du mélangeur au niveau schématique . . . . .	161
4.5.6	Simulations temporelles de la sortie du mélangeur au niveau schématique . . . . .	161
4.5.7	Transformée de Fourier de l'entrée du mélangeur au niveau schématique . . . . .	162
4.5.8	Transformée de Fourier de la sortie du mélangeur au niveau schématique . . . . .	162
4.5.9	Spectre d'entrée du mélangeur au niveau schématique . . . . .	162
4.5.10	Spectre de sortie du mélangeur au niveau schématique . . . . .	162
4.5.11	Adaptation en entrée du mélangeur au niveau schématique . . . . .	162
4.5.12	Gain en puissance du mélangeur au niveau schématique . . . . .	162
4.5.13	Schématique Post-Layout du mélangeur . . . . .	164
4.5.14	Simulations temporelles de la sortie différentielle du mélangeur au niveau schématique . . . . .	165
4.5.15	Simulations temporelles de la sortie du mélangeur au niveau schématique . . . . .	165
4.5.16	Transformée de Fourier de l'entrée du mélangeur PLS. . . . .	165
4.5.17	Transformée de Fourier de la sortie du mélangeur PLS. . . . .	165
4.5.18	Spectre d'entrée du mélangeur Post-Layout . . . . .	165
4.5.19	Spectre de sortie du mélangeur Post-Layout . . . . .	165
4.5.20	Adaptation en entrée du mélangeur Post-Layout . . . . .	166
4.5.21	Gain en puissance du mélangeur Post-Layout . . . . .	166
4.6.1	Schématique du chemin unitaire . . . . .	168
4.6.2	Spectre d'entrée du chemin unitaire . . . . .	168
4.6.3	Spectre de sortie du chemin unitaire . . . . .	168
4.7.1	Schématique de la combinaison des signaux FI 2 :1 . . . . .	171
4.7.2	Schématique du premier prototype (MARMoTS) . . . . .	172
4.7.3	Spectre d'entrée de MARMoTS . . . . .	173

4.7.4 Spectre de sortie de MARMoTS . . . . .	173
4.7.5 Spectre d'entrée de MARMoTS dont Ant2 avec une charge de $50 \Omega$ . . . . .	173
4.7.6 Spectre de sortie de MARMoTS dont Ant2 avec une charge de $50 \Omega$ . . . . .	173
4.7.7 Layout de MARMoTS . . . . .	174
4.7.8 Photographie de la puce MARMoTS . . . . .	175
4.8.1 Principe du générateur vectoriel . . . . .	177
4.8.2 Principe du modulateur vectoriel . . . . .	177
4.8.3 Schématique du générateur vectoriel . . . . .	177
4.8.4 Schématique du modulateur vectoriel . . . . .	178
4.8.5 Signaux $V_1$ et $V_2$ dans le domaine temporel . . . . .	179
4.8.6 Déphasage entre les signaux $V_1$ et $V_2$ . . . . .	179
4.8.7 Signaux $V_1$ et $V_{out}$ dans le domaine temporel . . . . .	179
4.8.8 Déphasage entre les signaux $V_1$ et $V_{out}$ . . . . .	179
4.9.1 Nouvelle version de MARMoTS . . . . .	181
4.9.2 Modèle de la cavité d'une antenne microruban rectangulaire . . . . .	193
4.9.3 Allure du champ électrique du <i>patch</i> rectangulaire . . . . .	195
4.9.4 Allure du champ magnétique du <i>patch</i> rectangulaire . . . . .	195
4.9.5 Allure du courant en surface du <i>patch</i> . . . . .	196
4.9.6 Résistances associées aux puissances concernées . . . . .	199
4.9.7 Diagrammes de rayonnement pour différentes permittivités en coordonnées polaires . . . . .	203
4.9.8 Diagrammes de rayonnement pour différentes permittivités en coordonnées cartésiennes . . . . .	203
4.9.9 Diagrammes de rayonnement pour différentes épaisseurs de substrat . . . . .	204
4.9.10 Diagrammes de rayonnement pour différentes épaisseurs de substrat . . . . .	204
4.9.11 Directivité de l'antenne . . . . .	204





# Liste des tableaux

1.1	Valeurs de C/N requises à l'entrée du démodulateur pour différentes valeurs de <i>FEC</i> pour le standard DVB-S [20]	12
1.2	Valeurs de C/N requises à l'entrée du démodulateur pour différentes valeurs de <i>FEC</i> pour le standard DVB-H [19]	12
1.3	Comparatif des liaisons satellite-Terre	18
1.4	Pré-requis des substrats pour les circuits et les antennes	23
1.5	Caractéristiques des substrats <i>Rogers RT/Duroïd 5880</i> , <i>Rogers RT/Duroïd 6010</i> et <i>Epoxy FR4</i>	26
1.6	Pré-dimensionnement de l'antenne microruban pour l'application visée	36
1.7	Paramètres du <i>LNA</i> et du mélangeur dans la bande Ku issus de la littérature	52
2.1	Comparaison entre les trois principales architectures de récepteur	74
2.2	Comparatif des exigences de la mise en parallèle de récepteurs unitaires	82
2.3	Performances attendues du <i>LNA</i>	83
2.4	Performances du <i>LNA</i> à terminaison $1/g_m$ [54]	85
2.5	Performances du <i>LNA</i> à terminaison à contre-réaction résistive [84]	86
2.6	Performances du <i>LNA</i> à contre-réaction active	88
2.7	Comparatif des topologies classiques de <i>LNA</i> [60]	88
2.8	Performances du <i>LNA</i> à dégénérescence inductive [43]	90
2.9	Performances attendues du mélangeur	90
2.10	Performances du mélangeur actif simplement équilibré [57]	95
2.11	Performances du mélangeur actif doublement équilibré [73]	97
2.12	Performance d'un balun actif large bande [55]	99
2.13	Performance d'un balun intégré de type Marchand [92, 95, 96, 65]	100
2.14	Performance d'un balun intégré de type Rate-Race [56, 69]	101
2.15	Performance d'un combineur/diviseur de puissance actif large bande [88]	105
3.1	Combinaison des signaux lorsque $N=2$	121
3.2	Paramètres du <i>LNA</i> et du mélangeur dans la bande Ku issus de la littérature	123
3.3	Spécifications du LNB ( <i>Low Noise Block</i> ) du standard DVB-S pour la TV numérique fixe	125
3.4	Comparatif entre la théorie et les simulations au niveau système	127
3.5	Exemple de performances avec un transpondeur de bande passante égale à 33 MHz [107]	132
4.1	Récapitulatif des valeurs finales des composants pour les simulations PLS du <i>LNA</i>	152
4.2	Récapitulatif des valeurs finales pour le point de fonctionnement DC du <i>LNA</i>	152
4.3	Etat de l'art des <i>LNAs</i> autour de 12 GHz	154
4.4	Etat de l'art des <i>LNAs</i> avec un $NF < 2$ dB	156

---

4.5	Etat de l'art des baluns passifs autour de 10 GHz . . . . .	158
4.6	Résumé des performances du mélangeur au niveau schématique . . . . .	163
4.7	Résumé des performances du mélangeur . . . . .	166
4.8	Etat de l'art des mélangeurs autour de 10 GHz . . . . .	167
4.9	Résumé des performances du chemin unitaire . . . . .	170
4.10	Etat de l'art de la mise en parallèle de récepteurs autour de 10 GHz . . . . .	170
4.11	Résumé des performances de MARMoTS . . . . .	174
4.12	Littérature des architectures faible consommation pour la TV mobile . . . . .	176
4.13	Littérature des déphaseurs variables autour de 10 GHz . . . . .	180



# Introduction générale



L'aventure humaine, c'est de se poser des questions, d'explorer et de chercher.

Boris Cyrulnik



# Introduction générale

Aujourd'hui, la réception de la télévision (TV) numérique sur terminaux mobiles consomme la bande passante dédiée initialement à l'Internet mobile (via les infrastructures de la Téléphonie mobile). Pour libérer cette bande passante, une solution serait de capter les programmes télévisuels directement du satellite géostationnaire en respectant le standard DVB-S. Une telle application ne peut être viable économiquement si et seulement si la chaîne de réception est conçue avec une technologie faible coût avec une forte capacité d'intégration sous contrainte de faible consommation. Dans ce contexte, mes travaux de thèse consistent à étudier la faisabilité d'un tel système par la conception d'un premier démonstrateur en technologie CMOS 65 nm.

Le premier chapitre de ce manuscrit de thèse présente, dans un premier temps, un tour d'horizon de la TV numérique dans la bande Ku. Par la suite, différents bilans de liaison Satellite-Terre sont confrontés afin de mieux cerner les spécifications contraignantes pour notre système. Enfin, un état de l'art des antennes et de leur mise en réseau est dressé afin de choisir l'antenne unitaire et la topologie du réseau d'antennes compatibles avec les contraintes de compacité et de portabilité.

Dans le deuxième chapitre, quelques architectures RF de récepteur sont présentées ainsi que les principales caractéristiques d'une chaîne de réception. Le principe de la mise en parallèle de plusieurs systèmes est évoqué et illustré par un état de l'art des architectures disponibles mettant en œuvre cette mise en réseau de récepteurs unitaires. Ce chapitre est clôturé par un état de l'art des blocs d'une chaîne de réception ainsi que leurs caractéristiques associées afin de justifier l'architecture du démonstrateur développé dans ce manuscrit de thèse.

Dans le troisième chapitre, une étude théorique préliminaire de la mise en parallèle de systèmes et des simulations au niveau système permettent une meilleure compréhension du dimensionnement du démonstrateur pour satisfaire les exigences en termes de gain, de bruit et de rapport signal à bruit pour l'application visée. Une réflexion est également menée concernant la démodulation du signal ainsi que l'amélioration du rapport signal à bruit en bande de base.

Le quatrième chapitre est consacré à la conception des blocs constituant le premier prototype (amplificateur faible bruit, mélangeur, balun, combineur de puissance) ainsi que leur mise en système afin de confirmer la théorie et l'étude système du précédent chapitre.

Pour conclure ce manuscrit de thèse, un résumé des travaux menés ainsi que quelques perspectives sont évoqués.



# Chapitre I



Les antennes sont les cornes du diable qui vit dans la télévision.

Sylvain Tesson

# Chapitre 1

## Etat de l'art et réalisation des antennes et leur mise en réseau

### 1.1 Introduction sur les antennes et l'application visée

#### 1.1.1 Notions fondamentales du domaine des antennes

Pour faciliter la lecture de ce présent manuscrit, il paraît utile de faire quelques rappels sur les notions fondamentales des antennes.

##### 1.1.1.1 Satellites géostationnaires

De nos jours, les satellites sont de plus en plus sollicités notamment pour la météorologie mais aussi pour les télécommunications. L'orbite, définie en fonction de la mission du satellite, peut prendre différentes formes (héliosynchrone, géostationnaire, elliptique, circulaire) et se situer à des altitudes plus ou moins élevées classifiées en orbite basse, moyenne ou haute.

Pour des services fixes, les satellites de communications apportent une technologie complémentaire à la fibre optique. Ils sont également utilisés pour des applications mobiles comme les communications vers les avions ou les navires vers lesquels il est impossible d'utiliser du câble. Les applications les plus connues sont la téléphonie internationale (depuis les bateaux par exemple), la télévision (TV) par satellite permettant la réception de plusieurs chaînes, l'Internet haut débit pour des utilisateurs très isolés, et le positionnement par satellite tel que le GPS (*Global Positioning System*).

A l'heure actuelle, des efforts considérables sont entrepris afin de concevoir des récepteurs de télévision sur des dispositifs mobiles. Une piste serait d'utiliser les satellites géostationnaires de diffusion afin de recevoir un bouquet de chaînes tout en respectant la norme DVB-S, appliquée aux transmissions satellites dans la bande Ku (10.7-12.75 GHz).

Un satellite sur cette orbite située à environ 36 000 km d'altitude possède une période de révolution très exactement égale à la période de la Terre (soit 23 h 56 min) et paraît par conséquent immobile par rapport à un point de référence à la surface de la Terre ; c'est la raison pour laquelle le satellite géostationnaire est utilisé pour la diffusion de la TV fixe. Pour respecter cette propriété, un satellite géostationnaire se situe obligatoirement dans le plan de l'équateur (Figure 1.1.1).

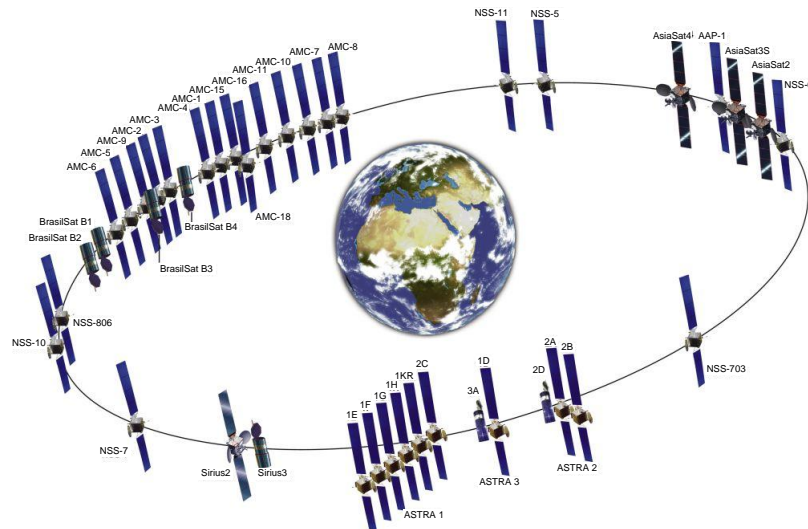


FIGURE 1.1.1 – Quelques satellites en orbite géostationnaire

L'orbite géostationnaire est très pratique pour les applications de communication car les antennes au sol, qui doivent impérativement être pointées vers le satellite, peuvent fonctionner efficacement sans devoir être équipées d'un système de poursuite des mouvements du satellite. En effet, un tel système de *tracking* est coûteux et compliqué à mettre en œuvre. Dans le cas d'applications nécessitant un très grand nombre d'antennes au sol (pas de problème d'évanouissement – *handover* – par exemple) justifie largement la complexité technologique du satellite et le coût de la mise sur une orbite haute de 36 000 km.

Deux notions doivent être définies afin de caractériser la position d'un tel satellite à partir d'un lieu de réception sur Terre : l'angle d'élévation et l'angle d'azimut.

### 1.1.1.2 Angles d'azimut et d'élévation

L'azimut correspond à la direction vers laquelle pointe une antenne, mesurée sur le plan horizontal local dans le sens des aiguilles d'une montre depuis le nord. C'est la coordonnée horizontale qui est utilisée pour aligner une antenne satellite et qui correspond à l'angle formé par le nord géographique et la direction du satellite. Approximativement, il s'agit de ce que l'on mesure avec une boussole (nord magnétique).

L'élévation correspond à l'angle que fait le satellite avec l'horizon local, mesuré dans le plan vertical local. Il s'agit de la coordonnée verticale qui est utilisée pour aligner une antenne satellite (Figure 1.1.2). Prenons l'exemple du satellite Astra (19.2° E) et trois lieux de réception tels que Brest, Bordeaux et Grenoble et détaillons leurs coordonnées géographiques (Figure 1.1.3) [26].



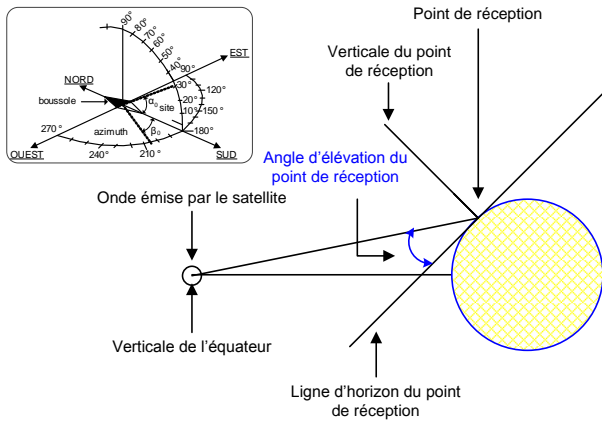


FIGURE 1.1.2 – Angle d'élévation entre le satellite et l'horizon local

	Bordeaux	Brest	Grenoble
<b>Position du satellite</b>	19.2° E	19.2° E	19.2° E
<b>Azimut</b>	152.99°	185.65°	161.52°
<b>Élévation</b>	34.72°	30.22°	36.26°

FIGURE 1.1.3 – Angles d'azimut et d'élévation de quelques villes

### 1.1.1.3 Angles d'ouverture à 3 dB

L'angle d'ouverture à 3 dB ( $2\theta_3$ ) est l'angle que font entre elles les deux directions du lobe principal selon lesquelles la puissance (ou le champ) rayonnée est égale à la moitié (ou à  $1/\sqrt{2}$ ) de la puissance (ou du champ) rayonnée dans la direction de rayonnement maximal. Ainsi, lorsqu'une antenne a un lobe principal assez fin, la plus grande partie de la puissance rayonnée l'est à l'intérieur de ces deux directions à -3 dB [17]. Cette notion est illustrée et calculée dans le paragraphe 1.3.2.2 suivant.

### 1.1.1.4 Diagramme de rayonnement, gain réalisé et directivité

Soit une antenne de centre géométrique  $O$  (Figure 1.1.4) [17]. Dans un système d'axes de référence  $Oxyz$ , un point  $A$  est défini par les coordonnées sphériques  $(R, \theta, \varphi)$ ; une direction  $\Delta$  de l'espace est définie par deux angles  $\theta$  et  $\varphi$ .

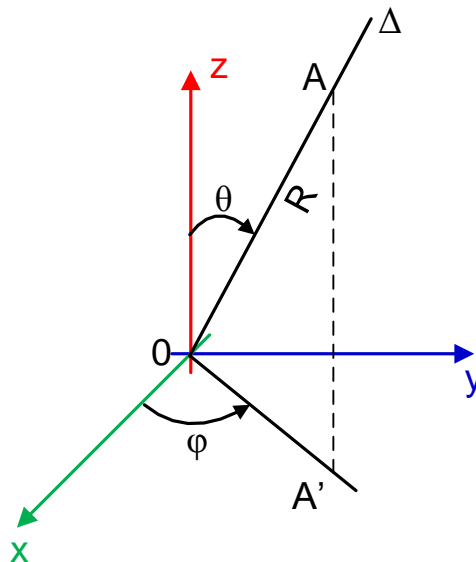


FIGURE 1.1.4 – Définition d'un point  $A$  et d'une direction  $\Delta$  dans un système de coordonnées sphériques  $(R, \theta, \varphi)$

Le **diagramme de rayonnement** représente les variations de la puissance que rayonne l'antenne par unité d'angle solide dans les différentes directions de l'espace [17].

Supposons qu'une antenne rayonne une puissance  $P(\theta, \varphi)$  par unité d'angle solide dans la direction  $(\theta, \varphi)$ . Soient  $P_a$  la puissance d'alimentation de cette antenne et  $P_r$  la puissance totale qu'elle rayonne. On a  $P_r = \eta P_a$ ;  $\eta$  est le rendement de l'antenne.

Le **gain**  $G(\theta, \varphi)$  d'une antenne dans une direction  $(\theta, \varphi)$  est le rapport entre la puissance  $P(\theta, \varphi)$  qu'elle rayonne par unité d'angle solide dans cette direction et la puissance que la source isotrope rayonnerait par unité d'angle solide, évidemment avec la même puissance d'alimentation  $P_a$  (Equation 1.1.1) [17] :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_a/4\pi} \quad (1.1.1)$$

Le *Gain* ( $G$ ) de l'antenne, sans mention de la direction considérée, correspond au gain dans la direction de rayonnement maximal [17].

La **directivité**  $D(\theta, \varphi)$  est le rapport entre la puissance  $P(\theta, \varphi)$  par unité d'angle solide dans la direction  $(\theta, \varphi)$  et la puissance que rayonnerait la source isotrope par unité d'angle solide, à condition que les puissances totales rayonnées soient les mêmes (Equation 1.1.2).

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r/4\pi} \quad (1.1.2)$$

Dans la direction de rayonnement maximal  $(\theta_0, \varphi_0)$ , la directivité est notée  $D(\theta_0, \varphi_0) = D$ .

La relation entre le gain et la directivité est donnée par l'équation 1.1.3 ci-dessous [17] :

$$G = \eta D \text{ où, } \eta : \text{rendement de l'antenne} \quad (1.1.3)$$

### 1.1.1.5 Bande passante

La bande passante (ou largeur de bande) d'une antenne définit le domaine de fréquences dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises. Le tracé du paramètre  $S_{11}$  (en dB) permet de connaître la valeur de la bande passante (délimitée par les fréquences minimale et maximale  $f_{min}$  et  $f_{max}$ ). On admet que le rayonnement est suffisant lorsque ce paramètre est inférieur à  $-10$  dB [34]. En pourcentage, la bande passante ( $BW$ ) est définie comme suit (Equation 1.1.4) :

$$BW\% = 100 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \text{ où, } f_0 : \text{fréquence centrale} \quad (1.1.4)$$

## 1.2 Bilan de liaison et spécifications du démonstrateur

### 1.2.1 Spécifications du standard DVB-S

Le standard DVB (*Digital Video Broadcasting*) est une norme de télévision numérique édictée par le consortium européen DVB exploitée dans un grand nombre de pays du monde. La norme DVB-S (*Digital Video Broadcasting-Satellite*) est l'application de la norme DVB aux transmissions par satellite en Europe. Elle tient donc compte des caractéristiques d'une transmission satellite à savoir :

- une bande de fréquence disponible relativement large (36 MHz)

- un canal de transmission de type AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) càd avec un bruit gaussien additif
- un signal fortement atténué et dominé par le bruit
- une transmission en ligne directe

### 1.2.1.1 Fréquences de fonctionnement

L'information reçue est issue d'un satellite géostationnaire dans la bande Ku (10.7-12.75 GHz). Le tableau ci-dessous liste les spécifications fréquentielles du standard DVB-S (Figure 1.2.2).



FIGURE 1.2.1 – Antenne parabolique

Paramètres	Valeurs
Fréquences RF (GHz)	LB : 10.7-11.7 HB : 11.7-12.75
Fréquences FI (GHz)	LB : 0.95-1.95 HB : 1.1-2.15
Fréquences OL (GHz)	LB : 9.75 HB : 10.6
Gain de conversion (dB)	56
Variation du gain dans la bande (dB)	$\pm 4$ dB
SSB NF (dB)	0.6
OIP3 (dBm)	+ 15
Bruit de phase de l'OL	-95 dBc/Hz @100 kHz

RF : Radio-Fréquence                      LB : Low Band  
 FI : Fréquence Intermédiaire        HB : High Band  
 OL : Oscillateur Local

FIGURE 1.2.2 – Spécifications du Front-End (LNB)

Pour ces travaux, la fréquence de travail est fixée  $f_0 = 11.7\text{GHz}$  avec une bande passante d'environ  $B = 200\text{MHz}$  afin de pouvoir récupérer l'information issus de 5 à 6 répéteurs (de largeur de bande  $BW = 33\text{MHz}$ ).

Une mesure du signal reçu en entrée d'un décodeur satellite permet de confirmer ces données fréquentielles. Avec l'aide d'un découpleur, le signal issu de la tête de réception (non polarisée) est récupéré puis affiché sur un analyseur de spectre (Figure 1.2.4) suivant le montage présenté Figure 1.2.3.

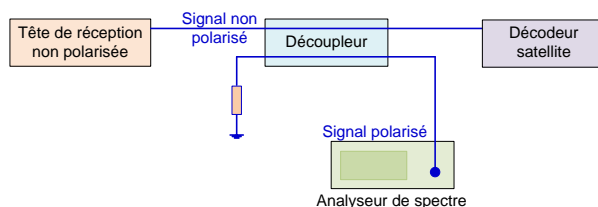


FIGURE 1.2.3 – Mesure des signaux reçus par une tête de réception standard

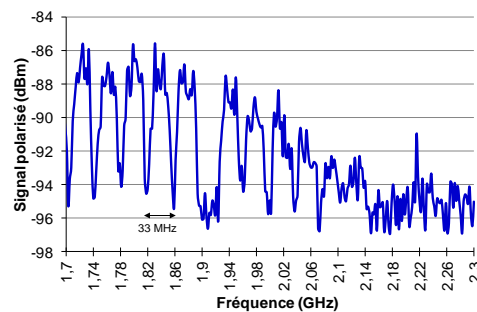


FIGURE 1.2.4 – Différents canaux en fréquence intermédiaire dans la bande haute

On constate que les canaux ont les largeurs de bande requises pour le standard (de 33 MHz). De plus, il semble que la fréquence intermédiaire (*FI*) soit respectée (jusqu'à 2.15 GHz en bande haute). La faible puissance de réception s'explique par le fait que le signal est atténué en passant par divers diviseurs de puissance (afin de recevoir les chaînes satellites sur les différentes télévisions du bâtiment) puis le découpleur, qui atténue quant à lui de 10 dB.

### 1.2.1.2 Polarisation du signal pour la TV numérique par satellite

Pour un satellite géostationnaire donné dans la bande Ku (bande pour les communications civiles nationales et internationales, et pour la TV numérique), on peut avoir une alternance de polarisation Verticale (V) et/ou Horizontale (H) ou parfois une polarisation circulaire (*Left* et *Right*). En Europe, la réception directe se répartit aujourd'hui principalement entre deux opérateurs de satellite, Astra et Hotbird qui utilisent de préférence des polarisations rectilignes verticales ou horizontales. Ces différents types de polarisation sont illustrés Figure 1.2.5 ci-dessous.

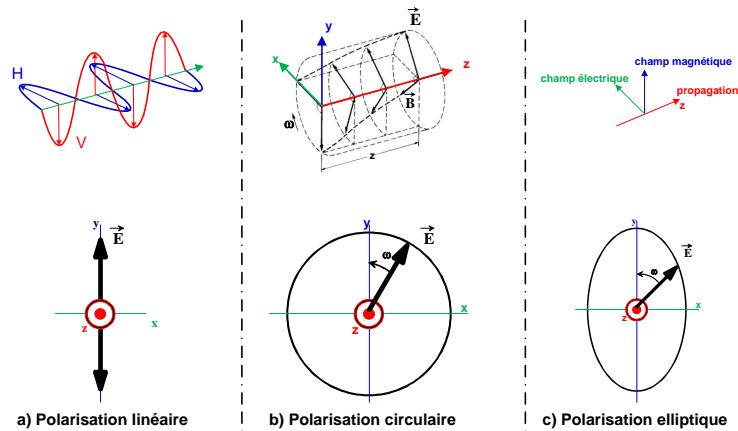


FIGURE 1.2.5 – Polarisations des ondes propagées

Par ailleurs, certains satellites utilisent une polarisation circulaire, à savoir *EchoStar I*, et *HISPASAT* [30]. L'antenne de réception doit pouvoir s'aligner sur ces polarisations pour assurer une bonne transmission. Les antennes typiquement utilisées pour la réception d'une transmission satellite sont les antennes paraboliques.

Le premier démonstrateur de ce présent manuscrit est conçu afin de pointer vers Astra 1 pour une réception satellitaire en France (à Brest) avec une polarisation rectiligne (verticale et/ou horizontale).

### 1.2.1.3 Antenne typiquement utilisée : la parabole

L'antenne typiquement utilisée pour la TV numérique par satellite dispose d'un réflecteur paraboloidal, basé sur les propriétés géométriques d'une parabole et de sa paraboloïde de révolution (surface). Cette antenne est qualifiée d'universelle car elle fonctionne en théorie sur n'importe quelle fréquence ou longueur d'onde. Elle est cependant seulement employée à partir de la bande L dès 1.1 GHz et lorsqu'un gain d'antenne élevé est recherché comme c'est le cas pour une communication via un satellite géostationnaire.

Le réflecteur parabolique est chargé de concentrer les ondes reçues ou émises (radar, télévision, ondes émises par les astres en radioastronomie, etc) vers l'antenne-source, qui se situe au foyer de la parabole. Le câble d'alimentation de l'antenne est relié à une antenne-source, communément appelée simplement "source" qui

est placée au foyer du réflecteur parabolique. Le but de la source est d'éclairer entièrement la surface du réflecteur.

Dans les paraboles utilisées pour la réception de la TV numérique par satellite, la source est directement reliée à un élément de récepteur, la tête de réception (LNB, *Low Noise Block*), qui est en fait un convertisseur de fréquence à faible bruit (Figure 1.2.1). Le signal reçu, dont la fréquence est comprise entre 11 et 12 GHz, est transposé sur une gamme de fréquence aux environs de 950 à 2 150 MHz pour aboutir au récepteur de télévision (Figure 1.2.2).

Pour une fréquence donnée, le gain de l'antenne augmente avec l'accroissement du diamètre de la parabole tandis que l'angle d'ouverture diminue.

Du fait du caractère portable de l'application visée dans cette thèse, cette parabole va être remplacée par un réseau d'antennes afin d'avoir suffisamment de gain pour satisfaire le bilan de liaison de notre étude et d'être compact pour la mobilité.

#### 1.2.1.4 Techniques de répartition des canaux TV en numérique

L'information reçue est un paquet de 6 canaux ou répéteurs (Audio + Video) d'environ 33 MHz chacun. De ces 6 canaux, on sélectionne celui qui contient la chaîne que l'on désire regarder.

La technique de répartition de ces canaux TV en numérique est similaire à celle utilisée en analogique. En effet, la répartition repose sur l'alternance des polarisations verticales et horizontales afin d'utiliser deux fois la même étendue spectrale. Néanmoins, cette répartition des canaux n'a un impact que du côté de l'antenne et du polariseur associé. Les techniques de compression permettent en outre de réduire le volume des données transmises pour la restitution des images, sans altérer la qualité visuelle et sonore. Ainsi, six à dix chaînes de TV numérique peuvent être transportées via la même bande passante nécessaire pour le passage d'un seul canal analogique selon le taux de compression utilisé.

Par exemple, dans la bande "haute" d'*Astra 1*, c'est-à-dire dans la bande [11.70 GHz-12.75 GHz], les 56 répéteurs numériques utilisent une polarisation linéaire. Les canaux impairs correspondent à une polarisation horizontale tandis que les canaux pairs à une polarisation verticale.

#### 1.2.1.5 Codage et rapport Signal à Bruit (C/N ou SNR)

L'information reçue est envoyée sous forme de trame de N bits. Une trame contient la vidéo, l'audio et les informations de synchronisation et d'identification. Les signaux de la TV numérique utilisent en effet des "paquets" digitaux (*bursts of data*) pour transmettre l'audio et la vidéo. Chaque trame contient des bits réservés à la correction d'erreur.

La modulation QPSK ne permet pas à elle seule d'atteindre un faible Taux d'Erreur par Bit (TEB) pour un SNR raisonnable. Des algorithmes et codeurs sont donc mis en place afin de corriger les erreurs de bits : le codeur convolutif, le décodeur de Viterbi et le codeur Reed Solomon. Ces derniers ainsi que la chaîne de transmission sont détaillés dans le chapitre III de ce présent manuscrit.

Le tableau 1.1 ci-dessous représente les rapports signal à bruit ( $C/N$ ) exigés par le standard DVB-S pour la réception fixe pour différentes valeurs de *FEC* (*Forward Error Correction*) après le décodage de Viterbi quasi sans erreur (*QEF*) et le décodage externe de Reed-Solomon pour un  $TEB=2.10^{-4}$  [20].

TABLE 1.1 – Valeurs de  $C/N$  requises à l'entrée du démodulateur pour différentes valeurs de  $FEC$  pour le standard DVB-S [20]

<b>FEC</b>	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
<b><math>E_b/N_0</math>(dB)</b>	4.5	5.0	5.5	6.0	6.4
<b>C/N (dB)</b>	4.1	5.8	6.8	7.8	8.4

où,  $E_b$  : Energie par bit  
 $N_0$  : Densité spectrale de bruit

La plage de  $C/N$  minimale pour assurer les conditions de transmission varie de 4.1 dB à 8.4 dB suivant les différentes valeurs de  $FEC$  pour le standard DVB-S. Une marge est à considérer pour tenir compte des problèmes liés à la propagation.

Le standard DVB-H dédié à la réception mobile dans la bande UHF ( $< 1$  GHz) est détaillé dans le tableau 1.2 ci-dessous [19]. Cela nous permet d'avoir des ordres de grandeur de  $C/N$  pour la TV numérique mobile.

TABLE 1.2 – Valeurs de  $C/N$  requises à l'entrée du démodulateur pour différentes valeurs de  $FEC$  pour le standard DVB-H [19]

<b>Modulation</b>	QPSK	QPSK	16-QAM	16-QAM	64-QAM	64-QAM
<b>FEC</b>	1/2	2/3	1/2	2/3	1/2	2/3
<b>C/N (canal Gaussien)</b>	3.6	5.4	9.6	11.7	14.4	17.3

Les spécifications concernant le  $C/N$  pour le standard DVB-H sont comprises entre 4 et 17 dB en fonction de la valeur du  $FEC$ . On comprend aisément que la valeur du rapport signal à bruit dépend de la correction d'erreur quel que soit le standard visé.

### 1.2.1.6 Contraintes de la diffusion mobile par satellite géostationnaire

La diffusion mobile par satellite géostationnaire amène quelques contraintes quant à la conception d'un récepteur et de son antenne :

- **la consommation**

Un récepteur mobile doit en effet consommer le moins possible pour pouvoir être alimenté par des piles ou des batteries.

- **les dimensions du récepteur**

Le récepteur ainsi que l'antenne doivent être les plus compacts possibles afin d'assurer leur portabilité. Cependant, la forme et la taille de l'antenne (plus exactement sa surface effective) agissent sur le gain et la directivité, se répercutant donc sur le SNR du système et sur la qualité de service. Il convient donc de trouver un compromis afin de proposer une solution compatible avec tous ces critères.

- **l'effet Doppler**

L'effet Doppler-Fizeau est le décalage entre l'onde émise et l'onde reçue lorsque l'émetteur et le récepteur sont en mouvement l'un par rapport à l'autre. Il convient d'établir si l'effet Doppler a une action néfaste sur la transmission ou non.

– **la zone de couverture**

La zone de couverture correspond à la zone pour laquelle la puissance reçue au sol est suffisante pour faire fonctionner le système [34]. Les déplacements en véhicule modifient la position du satellite par rapport au récepteur (colline, demi-tour, etc) et impactent donc sur l'étendue de la zone de couverture.

– **la manipulation de signaux très faibles**

Le bruit généré par les éléments du système et par la Terre doivent être pris en compte afin de proposer une solution ayant un rapport signal à bruit acceptable pour l'application visée.

– **la polarisation**

Pour notre application mobile, on ne peut connaître la polarisation à adopter en réception pour avoir une réception optimale. Il faut donc bien quantifier le gain effectif de l'antenne quelle que soit la polarisation ou la dépolarisation (surtout du signal par rapport à celle de l'antenne). Une marge de communication doit être considérée de fait à ce niveau.

Quelle que soit la mobilité du récepteur, l'idéal serait que le satellite et le récepteur aient la même polarisation. Mais pour avoir une réception optimale, il faut que la polarisation de l'onde incidente et celle de l'antenne réceptrice respectent les conditions suivantes, à savoir le même sens de polarisation et la même orientation spatiale. La qualité de la réception sera en effet optimale si la polarisation du champ  $\vec{E}$  incident est parfaitement alignée avec le plan de polarisation  $\vec{E}$  de l'antenne réceptrice. La position du dispositif mobile est donc en soi importante. On a pu longtemps se contenter de deux polarisations orthogonales linéaires car il n'y a pas d'obstacle. Il y a une légère dépolarisation liée aux particules rencontrées dans l'atmosphère, mais qui est minime (0 à 1 dB maximum).

Il peut également arriver que l'onde émise change de polarisation en se propageant. La question est de savoir si, à la réception, l'antenne est capable de différencier l'onde souhaitée de celle dépolarisée, sachant que les antennes sont polarisées de la même façon. Si un phénomène de dépolarisation apparaît, pour une liaison satellite, elle est cependant très faible, et se traduit donc par une remontée du niveau d'interférences entre canaux polarisés Verticalement et Horizontalement.

L'antenne ne peut donc pas différencier les polarisations. Par contre, il existe des systèmes de *tracking* pour assurer un alignement optimal entre polarisations incidentes (les installateurs de parabole ont un équipement similaire notamment), et des systèmes électroniques sont envisagées/utilisés pour des équipements de type avion ou bateau avec des antennes satellitaires.

## 1.2.2 Bilan de liaison satellite-récepteur mobile dans la bande Ku

### 1.2.2.1 Définition des paramètres d'un bilan de liaison

#### Atténuation en espace libre ou AEL

Avec la distance, un signal radio subit une atténuation en espace libre (*AEL*) qui vaut (Equation 1.2.2) :

$$ael = \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \text{ en linéaire} \quad (1.2.1)$$

$$AEL = 20 \log \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right) \text{ en dB} \quad (1.2.2)$$

où,  $\lambda$  : longueur d'onde dans le vide  
 $d$  : distance entre le satellite géostationnaire et l'antenne de réception

**PIRE**

La Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente (*PIRE*) d'une antenne est la puissance qu'il faudrait fournir à une antenne ayant un rayonnement isotrope pour produire la même puissance que l'antenne directive dans la direction considérée. Par définition, la *PIRE* est exprimée de la manière suivante (Equation 1.2.3) :

$$PIRE = P_e G_e \tag{1.2.3}$$

où,  $P_e$  : puissance d'émission d'un répéteur (W)  
 $G_e$  : gain de l'antenne d'émission (linéaire)

**Atténuation liée à la propagation**

Il convient de tenir compte des problèmes de propagation liés à l'atmosphère et aux hydrométéores. On suppose que les précipitations sont de 5 mm/h sur une distance de 500 m (à Brest). L'atténuation liée à la propagation  $\alpha$  est donnée par l'équation 1.2.4 :

$$\alpha = \alpha_{atmosphère} + \alpha_{pluie} \tag{1.2.4}$$

où,  $\alpha_{atmosphère}$  : atténuation due à l'atmosphère  
 $\alpha_{pluie}$  : atténuation due aux intempéries

On subit typiquement à Brest une atténuation liée à la propagation de 0.2 dB.

**Température de bruit et facteur de bruit ramenés en entrée**

Un récepteur est une chaîne bruyante qui peut être modélisée par un bloc non bruyant avec une température de bruit équivalente ( $T_{eq}$ ) ramenée en entrée (Figure 1.2.6). L'application de cette modélisation à notre étude est présentée Figure 1.2.7.

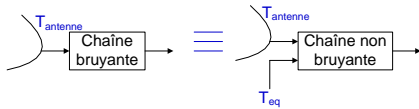


FIGURE 1.2.6 – Principe de la modélisation d'une chaîne bruyante

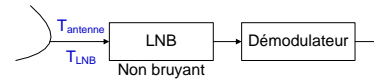


FIGURE 1.2.7 – Modélisation du bruit pour la chaîne de réception

La notion de température de bruit utilise le bruit thermique comme référence. Elle mesure la puissance du bruit généré par un dispositif, exprimée comme la température équivalente d'une résistance qui, placée à l'entrée d'un dispositif à contribution de bruit nulle, génère le même niveau de bruit en sortie. Cette notion est illustrée Figures 1.2.8 et 1.2.9 ci-dessous.

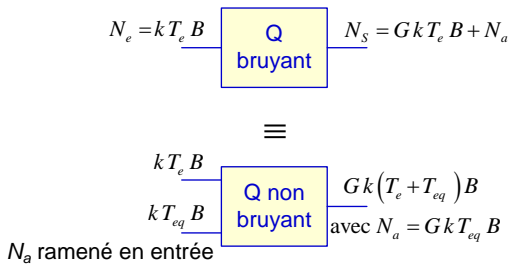


FIGURE 1.2.8 – Bruit généré par le circuit

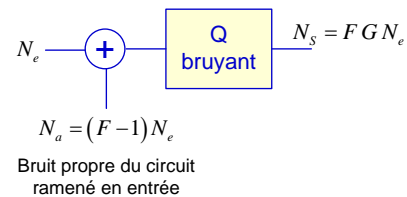


FIGURE 1.2.9 – Bruit du circuit ramené en entrée



La température de bruit équivalente ( $T_{eq}$ ) est reliée au facteur de bruit ( $F$ ) par la formule suivante (Equation 1.2.5) :

$$T_{eq} = T_0 (F - 1) \text{ où, } T_0 : \text{température ambiante} \quad (1.2.5)$$

La température de bruit d'une antenne est due à l'absorption du bruit généré par la Terre et le ciel et au bruit généré par les câbles. Le calcul de ce paramètre est donné en Annexe 2 [36].

Typiquement, la température de bruit d'une antenne parabolique pour la TV par satellite est d'environ 30 K. La température de bruit diminue lorsque l'angle d'élévation augmente (on voit moins la Terre) ou si l'antenne est plus directive.

Finalement, la température de bruit d'un récepteur ( $T_{totale}$ ) correspond à la somme des températures de bruit des éléments (Equation 1.2.6) :

$$T_{totale} = T_{antenne} + T_{LNB} \quad (1.2.6)$$

La connaissance de la température de bruit permet de remonter au  $SNR$  disponible en entrée du démodulateur.

### Rapport Signal à bruit

Par définition le facteur de bruit ( $F$ ) correspond au ratio du rapport signal à bruit en entrée ( $SNR_{in}$ ) d'un récepteur sur le rapport signal à bruit à sa sortie ( $SNR_{out}$ ) (Equation 1.2.7) :

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (1.2.7)$$

Le facteur de bruit total étant environ égal celui du premier étage (justifié par la formule de Friis), on peut facilement exprimer le rapport signal à bruit à la sortie du récepteur (Equation 1.2.8) :

$$SNR_{out} = \frac{SNR_{in}}{F} \quad (1.2.8)$$

La liaison satellitaire descendante est illustrée Figure 1.2.10 ci-dessous.

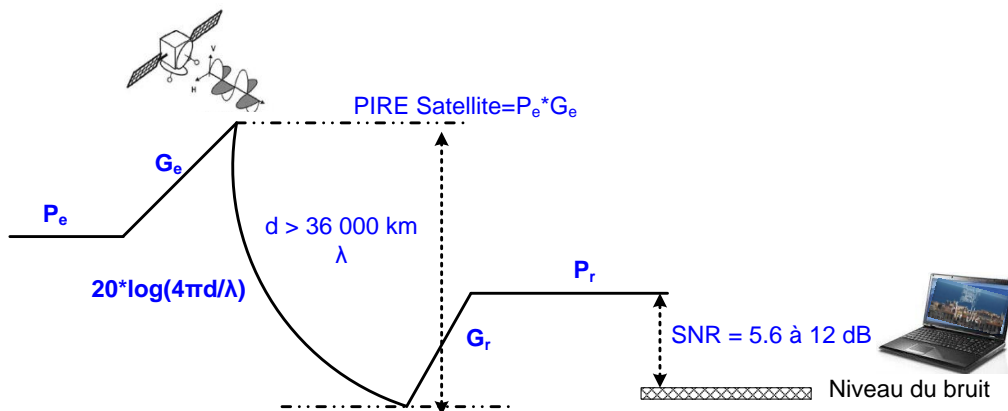


FIGURE 1.2.10 – Bilan de liaison descendante

### 1.2.2.2 Etude du bilan de liaison satellitaire descendante

Un bilan de liaison de la transmission doit être établi afin de connaître les puissances et les rapports du signal à bruit mis en jeu. Les antennes de réception sont considérées comme situées à égale distance du satellite avec des amplificateurs identiques.

Le rapport signal à bruit à l'entrée du LNB est égal à celui à l'entrée du démodulateur (Figure 1.2.7) tel que (Equation 1.2.9) :

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{entrée du LNB}} = \left(\frac{C}{N}\right)_{\text{entrée du démodulateur}} \quad (1.2.9)$$

On fait l'hypothèse que chaque entrée de récepteur dispose du même rapport signal à bruit et de la même puissance définis respectivement par la formule suivante (Equation 1.2.10) :

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{entrée du démodulateur}} = \frac{P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \frac{1}{\alpha}}{k T_{\text{total}} B_{\text{répéteur}}} \quad (1.2.10)$$

$$P_r = C = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \frac{1}{\alpha} \quad (1.2.11)$$

où,  $G_r$  : Gain de l'antenne d'une branche de récepteur  
 $T_{\text{total}}$  : Température de bruit générée par l'antenne et le récepteur  
 $k$  : Constante de Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-23} J.K^{-1}$ )  
 $B_{\text{répéteur}}$  : Bande passante du canal

Ces deux formules peuvent être simplifiées et mises sous la forme suivante (Equation 1.2.12) :

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{entrée du démodulateur, dB}} = 10 \log \left(\frac{G_r}{T_{\text{total}}}\right) + PIRE_{dB} + AEL - 10 \log(k) - \alpha - 10 \log(B_{\text{répéteur}}) \quad (1.2.12)$$

$$P_{r, dB} = PIRE_{dB} + G_r + AEL - \alpha \quad (1.2.13)$$

où,  $PIRE_{dB} = 10 \log(P_e G_e)$  : PIRE du satellite en dB  
 $AEL = 20 \log\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)$  : Atténuation en espace libre en dB

On peut à présent appliquer tous ces calculs afin de comparer les performances de quelques liaisons satellite-terre : satellite-téléphonie mobile, satellite-TV mobile et satellite-TV fixe.

### 1.2.3 Comparaison des liaisons satellite-téléphonie, satellite-TV mobile, satellite-TV fixe

#### 1.2.3.1 Liaison satellite-téléphonie mobile

La téléphonie mobile par satellite a été introduite afin de couvrir les zones inaccessibles avec les systèmes classiques. Les principaux acteurs sont Globalstar et Iridium pour l'orbite basse et Inmarsat pour l'orbite moyenne. Le tableau 1.3 détaille le bilan de liaison de la téléphonie mobile satellitaire avec Globalstar [1].

#### 1.2.3.2 Liaison satellite-TV fixe

La réception fixe de la TV numérique dans la bande Ku est schématisée Figure 1.2.11. Les satellites destinés à la diffusion multimédia sont essentiellement géostationnaires. On détaille la liaison satellitaire effectuée par Astra 1E dans le tableau 1.3 ci-dessous [2].

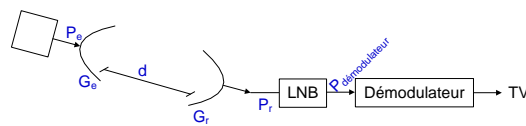


FIGURE 1.2.11 – Schéma de la liaison satellite-TV fixe

#### 1.2.3.3 Comparaison des liaisons satellite-téléphonie mobile/ TV fixe avec la liaison satellite-TV mobile dans la bande Ku

Dans notre étude, on suppose que la tête de réception est composée de 8 récepteurs pour le satellite géostationnaire ASTRA 1E avec des réseaux de 8 antennes microruban de 7 dBi de gain dans les conditions optimales (de pointage, etc.). On considère que la température de bruit de l'antenne est un peu supérieure à celle d'une parabole étant donné que plusieurs antennes microruban sont utilisées. La température de bruit d'une antenne microruban dans cette application est d'environ 70 K. Le choix des caractéristiques d'un tel démonstrateur (type d'antennes, gain de l'antenne, figure de bruit, plusieurs récepteurs...) est dûment justifié et approfondi tout le long de ce chapitre et est illustrée Figure 1.5.1.

On évalue le bilan de liaison pour différentes valeurs de la figure de bruit ( $NF$ ) du LNB et on le compare avec celui d'une réception fixe (TV numérique par satellite) ainsi qu'avec celui d'une réception mobile (Téléphonie mobile par satellite).

TABLE 1.3 – Comparatif des liaisons satellite-Terre

	<b>Globalstar</b> [1]	<b>DVB-S</b> <b>Astra 1E</b> [2, 26]	<b>Ce travail</b>		
<b>Altitude (km)</b>	1414	36 000	36 000		
<b>Angle d'inclinaison (°)</b>	52	30	30		
<b>Fréq. Nominale (GHz)</b>	2.5	11.7	11.7		
<b>Bande passante (MHz)</b>	16.5	33	33		
<b>Modulation/Accès multiple</b>	CDMA	QPSK	QPSK		
<b>PIRE satellite (dBW)</b>	1.1	52	52		
<b>Atténuation pluie (dB)</b>	~ 0.06	0.2	0.2		
<b>Gain d'un récepteur (dB)</b> [LNA+mélangeur]	?	56	31		
<b>Gain du réseau de récepteurs (dB)</b>	–	–	56		
<b>Facteur de bruit en dB (dB)</b> [LNA+mélangeur]	?	1.6	~ 0.6	~ 2	~ 3
<b>Temp. équivalente de bruit à l'entrée d'un récepteur (°K)</b>	?	134	44	175	299
<b>Température de bruit de l'antenne de réception (°K)</b>	?	30	70	70	70
<b>Température de bruit totale (°K)</b>	?	164	114	245	368
<b>Gain de l'antenne de réception (dBi)</b>	?	37	16	16	16
<b>G/T sur un récepteur (dB/°K)</b>	-26	15	-4.6	-7.9	-9.6
<b>Puissance à l'entrée d'un récepteur (dBm)</b>	?	-86.1	-107.1	-107.1	-107.1
<b>Puissance à la sortie d'un récepteur (dBm)</b>	?	-30.1	-76.1	-76.1	-76.1
<b>Puissance à la sortie du réseau de 8 récepteurs (dBm)</b>	–	–	-51.1	-51.1	-51.1
<b>SNR en sortie d'un récepteur (dB)</b>	-34.5	15.3	-4.3	-7.9	-9.4
<b>SNR en sortie du réseau de 8 récepteurs (dB)</b>	–	–	4.8	1.5	-0.3

Quelle que soit la liaison satellite-terre, le tableau 1.3 montre que le *SNR* à la sortie du Front-End dépend principalement du niveau de puissance du signal à la sortie de l'antenne de réception (donc de son gain) mais aussi du facteur de bruit du récepteur.

### 1.2.4 Récapitulatif du bilan de liaison

Le rapport signal à bruit suivant le nombre  $M$  d'antennes sur chaque récepteur est représenté Figure 1.2.12. On peut constater que le  $SNR$  (Tableau 1.3 et Figure 1.2.12) est très faible (environ 2 dB pour un sous-réseau de 8 antennes et  $NF_{LNA} = 2 \text{ dB}$ ) et qu'une bonne communication demande un nombre conséquent d'antennes et/ou de récepteurs. Une autre idée est de diminuer la température de bruit du récepteur afin d'améliorer le  $SNR$  global.

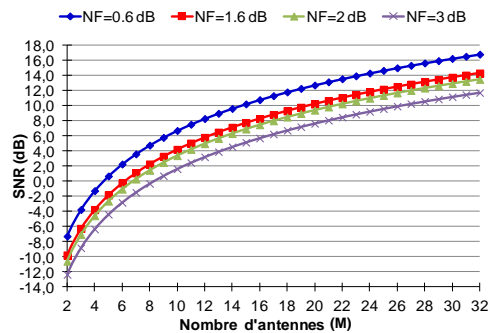


FIGURE 1.2.12 –  $SNR$  en sortie du réseau de récepteurs suivant le nombre d'antennes d'un sous-réseau

A cause de la distance de communication, les puissances et  $SNR$  mis en jeu sont très faibles. Plusieurs solutions sont possibles afin d'améliorer ces deux paramètres à savoir :

- une diminution de la température de bruit du récepteur  
Il faudrait alors soit diminuer la température ambiante (peu envisageable) soit diminuer le facteur de bruit en dB des récepteurs unitaires (limité par la technologie).
- une diminution de la température de bruit de l'antenne  
Il faudrait alors soit élever/incliner l'antenne, soit diminuer les lobes secondaires et ainsi améliorer la directivité (en modifiant la structure de l'antenne et/ou en utilisant des méthodes de pondération).
- une augmentation du nombre d'antennes par récepteur  
Cela remettrait en cause la compacité du réseau final.
- une augmentation du nombre de récepteurs  
Cela ferait exploser le budget de consommation

En définitive, pour le premier démonstrateur de cette étude, chaque sous-réseau d'antennes contient au maximum 8 antennes afin de pouvoir allier performances et portabilité. Dans la suite de ce manuscrit, après l'étude de faisabilité d'un sous-réseau de 8 antennes, on s'attache à analyser les limites d'un tel système afin de lister les verrous technologiques à lever et ainsi redimensionner ce premier démonstrateur, ce qui fera l'objet de la suite de ce travail de thèse.

La suite de ce chapitre aborde la conception de l'antenne de base d'un sous-réseau ainsi que la mise en réseau de ces antennes.

## 1.3 Etat de l'art et choix de l'élément de base

A partir de l'état de l'art des antennes compactes, on va justifier et détailler le choix de l'antenne de base. Ce choix va être guidé par les spécifications de l'application visée pour conduire à une prise de décision concernant le mode d'alimentation et les substrats utilisés. Par ailleurs, les principes physiques entrant en jeu lors l'optimisation du rayonnement de l'antenne et la transmission du signal vers les amplificateurs faible bruit sont décrits.

### 1.3.1 Ligne microruban (*microstrip line*)

Proposées en 1952, les lignes microruban sont des circuits imprimés opérant dans la bande des micro-ondes, au dessus de la région du GHz du spectre électromagnétique. Elles sont généralement utilisées dans la réalisation de MMICs (*Microwave Monolithic Integrated Circuits*). Réalisées par un processus lithographique, elles permettent de réduire la taille, le poids et le coût des composants et systèmes pour des applications mobiles en remplaçant le guide d'onde commun. Ce processus de fabrication est bien adapté pour une production en série de circuits et antennes car les composants discrets et les dispositifs actifs peuvent facilement être combinés avec des sections de lignes de transmission. Dans le domaine des micro-ondes, toutes les dimensions deviennent importantes. Ainsi, la réalisation des lignes microruban requiert plus d'attention que celle des circuits imprimés à basse fréquence.

#### 1.3.1.1 Structure de la ligne microruban

Les paramètres caractérisant une ligne microruban sont les suivants (Figure 1.3.1) [41, 16] :

- un substrat d'épaisseur  $h$  avec une constante diélectrique relativement élevée ( $\epsilon_r \approx 10$ ) afin d'y concentrer le champ électromagnétique et réduire par conséquent le rayonnement
- une face entièrement métallisée ou plan de masse
- une autre face partiellement métallisée où les circuits et antennes sont imprimés
- des composants discrets (résistance, bobine, condensateur, semiconducteur...) pouvant être inclus dans le circuit

Le substrat diélectrique est le support du circuit microruban. Il permet aux composants implantés d'être fermement tenus en place. Il assure également une fonction électrique en concentrant les champs électromagnétiques et empêchant les rayonnements non voulus dans le circuit. Sa permittivité et son épaisseur déterminent les caractéristiques électriques du circuit ou de l'antenne.

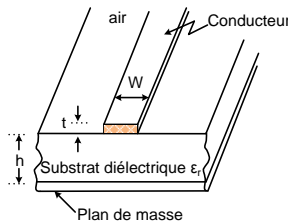


FIGURE 1.3.1 – Ligne microruban

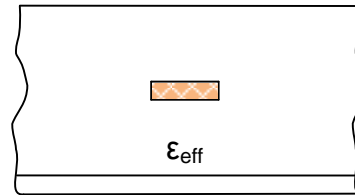


FIGURE 1.3.2 – Ligne microruban équivalente

La structure des lignes microruban n'est cependant pas homogène car les champs électromagnétiques se propagent dans deux supports de permittivité différente : l'air (de permittivité égale à 1) et le diélectrique ( $\epsilon_r$ ). Ainsi, la propagation d'onde ne peut pas être transverse électromagnétique (TEM) car les ondes dans les deux supports voyagent à des vitesses différentes. Pour satisfaire les conditions aux limites, les champs électrique et magnétique doivent posséder des composantes longitudinales non nulles. Les ondes ne sont donc ni transverses électriques (TE) ni transverses magnétiques (TM) mais hybrides. Les composantes longitudinales des champs restent cependant beaucoup plus faibles que celles transverses sur la plupart des bandes de fréquences utiles. Elles peuvent donc être négligées et la ligne microruban se comporte comme une ligne quasi-TEM.

Cette ligne microruban inhomogène est remplacée par une ligne équivalente homogène. Le conducteur garde la même géométrie mais est entouré par un diélectrique homogène de permittivité équivalente  $\epsilon_{eff}$ , dont la valeur est déterminée en évaluant la capacité du champ latéral (Figure 1.3.2).

Une formule explicite de  $\epsilon_{eff}$  a été donnée par Hammerstad [24, 16] (Equations 1.3.1 et 1.3.2) :

- Pour les dimensions telles que  $W/h \geq 1$ ,

$$\varepsilon_{eff} = \frac{1}{2} (\varepsilon_r + 1) + \frac{1}{2} (\varepsilon_r - 1) \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (1.3.1)$$

- Pour les dimensions telles que  $W/h \leq 1$ ,

$$\varepsilon_{eff} = \frac{1}{2} (\varepsilon_r + 1) + \frac{1}{2} (\varepsilon_r - 1) \left[ \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right] \quad (1.3.2)$$

Notons que les champs électromagnétiques sont de plus en plus concentrés dans le substrat au fur et à mesure que la fréquence croît, ce qui signifie que la permittivité effective équivalente de la structure microruban dépend de la fréquence du signal. La propagation est dispersive.

### 1.3.1.2 Ondes dans les lignes microruban

Les mécanismes de transmission et de rayonnement dans une ligne microruban peuvent être compris en considérant une source de courant ponctuelle (*Hertz dipole*) au dessus du substrat qui rayonne des ondes électromagnétiques (Figure 1.3.3). Suivant la direction vers laquelle les ondes se propagent, on distingue quatre catégories distinctes de propagation, chacune exhibant des comportements assez différents : les ondes rayonnées, les ondes de surface, les ondes évanescentes et les ondes guidées [41].

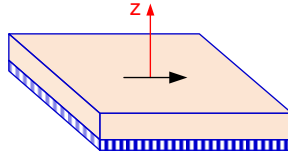


FIGURE 1.3.3 – Dipôle de Hertz sur un substrat microruban

#### Les ondes rayonnées (*Space Waves*)

Les ondes rayonnées (*Space Waves*) se propagent dans l'air sans rencontrer d'autres interfaces, avec des angles d'élévation  $\vartheta$  compris entre 0 et  $\frac{\pi}{2}$  (Figure 1.3.4).

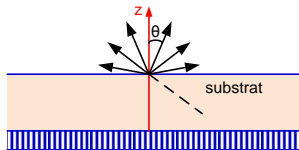


FIGURE 1.3.4 – Ondes rayonnées (*Space Waves*)

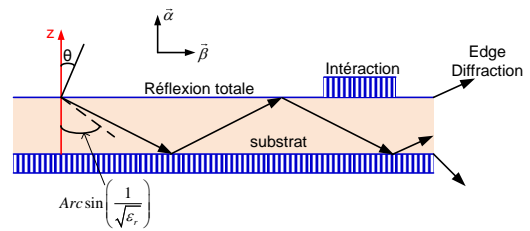


FIGURE 1.3.5 – Ondes de surface (*Surface Waves*)

L'amplitude des champs décroît avec la distance en  $\frac{1}{r}$ . Ce sont ces ondes rayonnées que nous cherchons à favoriser lors de la conception d'antennes. Dans les circuits et lignes de transmission, elles sont, au contraire, indésirables car elles produisent des pertes du fait du rayonnement parasite.

### Les ondes de surface (*Surface Waves*)

Les ondes transmises avec des angles d'élevation compris entre  $\frac{\pi}{2}$  et  $\pi - \arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}\right)$  rencontrent le plan de masse qui les réfléchit, puis la limite diélectrique-air qui les réfléchit également (condition de réflexion totale). Les amplitudes des champs augmentent pour des angles d'incidences particuliers, menant à l'excitation de différents modes d'ondes de surface (*Surface Waves*), similaires aux modes des guides d'onde métalliques.

Les champs restent pour la plupart piégés dans le diélectrique, déclinant exponentiellement au-dessus de l'interface (Figure 1.3.5). Le vecteur  $\vec{\alpha}$  indique la direction de la plus forte atténuation. L'onde se propage horizontalement selon le vecteur  $\vec{\beta}$ , avec une faible absorption pour un diélectrique avec un bon coefficient de qualité. Avec les deux directions orthogonales  $\vec{\alpha}$  et  $\vec{\beta}$ , l'onde est une onde plane non-uniforme. Les ondes de surface s'étendent de manière cylindrique autour du point d'excitation, avec des amplitudes de champs qui décroissent avec la distance en  $\frac{1}{\sqrt{r}}$ , plus lentement que les ondes rayonnées. Le même mécanisme de guidage intervient dans les fibres optiques [29].

Les ondes de surface utilisent une partie de l'énergie du signal qui n'atteint pas la cible initiale. L'amplitude de ce signal est alors réduite, contribuant à une atténuation apparente du signal ou à la diminution du rendement d'une antenne[9].

### Les ondes évanescentes (*Leaky Waves*)

Les ondes ayant des angles d'élevation compris entre  $\pi - \arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}\right)$  et  $\pi$  sont réfléchies par le plan de masse, puis partiellement réfléchies par la limite diélectrique-air. Elles s'échappent progressivement du substrat vers l'air (Figure 1.3.6) d'où leur nom d'ondes évanescentes (*Leaky Waves*) et contribuent éventuellement au rayonnement.

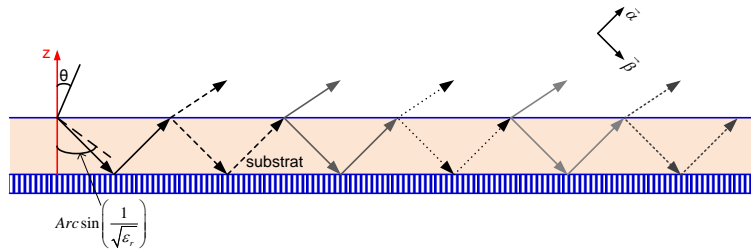


FIGURE 1.3.6 – Ondes évanescentes (*Leaky Waves*)

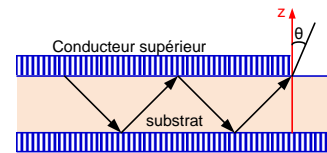


FIGURE 1.3.7 – Ondes guidées (*Guided Waves*)

Dans des structures complexes faites de plusieurs couches de différents diélectriques, les ondes évanescentes peuvent être utilisées pour augmenter la taille apparente de l'antenne et fournir par conséquent plus de gain [27].

### Les ondes guidées (*Guided Waves*)

Lorsque l'on réalise des circuits imprimés, une nouvelle couche de métal est ajoutée sur le substrat. Celle-ci introduit une nouvelle limite de réflexion. Les ondes introduites dans le diélectrique localisé entre les deux couches de métal vont pouvoir être guidées (Figure 1.3.7). Les ondes existent seulement pour des valeurs particulières de l'angle d'incidence, formant ainsi des modes discrets guidés.

Les ondes guidées (*Guided Waves*) correspondent au type de propagation attendu pour les lignes et circuits de transmission avec des champs électromagnétiques condensés dans le substrat présent entre les deux conducteurs.



### 1.3.1.3 Pré-requis du substrat pour les circuits et l'antenne

Suivant la direction de propagation dans une ligne microruban, les ondes peuvent se propager différemment. Une structure microruban peut ainsi se comporter comme une ligne de transmission, comme une antenne ou comme un générateur d'onde de surface.

Dans une ligne de transmission, le champ électromagnétique doit rester condensé dans une région proche du conducteur. Le circuit est alors imprimé sur un substrat fin (comparé à la longueur d'onde) constitué d'un matériau diélectrique à haute permittivité afin que le mode "guide d'onde" soit prédominant.

Pour une antenne, les ondes rayonnées doivent être prédominantes. Ceci requiert donc un substrat épais avec une faible permittivité ( $\epsilon_r \leq 3$ ) pour permettre le rayonnement, en évitant de confiner les champs dans la cavité comprise entre l'élément rayonnant et le plan de masse [17]. Les matériaux à base de mousses synthétiques (contenant beaucoup de minuscules poches d'air) fournissent des valeurs de permittivité très faibles ( $\epsilon_r = 1.03$ ), proches de celle de l'air [17]. Les ondes de surface deviennent, quant à elles, prépondérantes lorsque le substrat est épais avec une forte permittivité.

Ainsi, les pré-requis pour les circuits et les antennes, résumés dans le tableau 1.4, sont contradictoires. Il n'est donc pas possible de réaliser une antenne *patch* efficace et une ligne microruban non-rayonnant sur le même substrat. Cela constitue l'objectif de la discussion des techniques d'excitation dans la suite de ce chapitre.

TABLE 1.4 – Pré-requis des substrats pour les circuits et les antennes

Permittivité	Type de	Substrat
$\epsilon_r$	Fin	Epais
Faible	–	antennes
Forte	lignes et circuits	ondes de surface

## 1.3.2 Différents types d'antenne compatibles avec les circuits intégrés et/ou hybrides

Il existe plusieurs structures d'antennes compatibles avec les contraintes de mobilité, de portabilité et de co-intégration avec des circuits hybrides et/ou *MMICs*, à savoir l'antenne microruban (ou *patch*), le dipôle... L'explication de ces différents types d'antennes permet de justifier celle qui convient le mieux pour l'application visée.

### 1.3.2.1 Quelques antennes compatibles avec la portabilité et les circuits intégrés et/ou hybrides

Du fait que le réseau d'antennes sera à terme intégré sur des terminaux mobiles (ordinateur portable, lecteur multimédia...), il est indispensable d'utiliser des antennes compactes. On peut classer ces antennes compactes en deux catégories, à savoir :

- les antennes filaires

Parmi les antennes filaires, on y trouve les dipôles (de taille minimale égale à  $\lambda/2$ ) et les monopôles (de taille minimale égale à  $\lambda/4$ ) avec l'utilisation d'un plan de masse.

- les antennes planaires

Parmi les antennes planaires, on y distingue les antennes à fente qui ont un comportement similaire à

celui du dipôle mais en inversant les champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  (on inverse donc les impédances). On y trouve également les antennes microruban (ou *patch*) qui présentent un rayonnement directif (Figure 1.3.8). Le choix s'est porté sur les antennes microruban, le paragraphe suivant ayant pour objectif de justifier cette décision.

### 1.3.2.2 Antenne microruban ou *patch*

L'étude de la propagation des ondes dans les lignes microruban nous amène à utiliser des substrats de faible permittivité pour la conception d'une antenne microruban ou *patch*. Le principe de fonctionnement, le mode d'alimentation et le type de substrats pour l'application visée sont détaillés dans ce paragraphe.

#### Historique

Le concept d'antennes imprimées fut à l'origine proposé par G.A. Deschamps en 1953 [18]. Cependant, cela prit plus de vingt ans pour que Robert E. Munson réalise la première antenne imprimée [31]. Les antennes *patch* commencèrent à éveiller l'attention de la communauté scientifique durant une conférence sur les antennes dans le Nouveau Mexique en 1979 [11]. La liste des publications présentées à cette conférence apparut dans un numéro spécial de IEEE Transactions on Antennas and Propagation [12]. Un des premiers livres qui résuma le domaine des antennes microruban, et qui est encore une référence, fut écrit par Bahl et Bhartia [7]. Le travail pionnier dans le domaine des antennes microruban à ouverture couplée fut, quant à lui, publié par Pozar [35].

#### Généralités sur l'antenne *patch*

Une antenne microruban est constituée de deux couches métallisées : le motif et le plan de masse, séparées par une couche de diélectrique. Le cas le plus simple est une antenne imprimée rectangulaire (Figure 1.3.8) [41, 5].

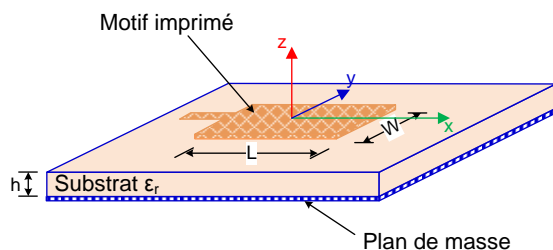


FIGURE 1.3.8 – Antenne *patch* rectangulaire

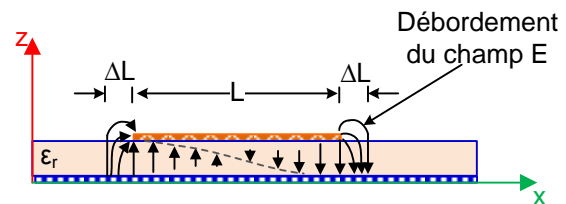


FIGURE 1.3.9 – Configuration du champ dans une antenne *patch*

Le *patch*, habituellement en cuivre, peut avoir diverses formes, mais les *patches* rectangulaires et circulaires (elliptiques) couvrent toutes les possibilités en terme de modèle de rayonnement, de bande passante et de polarisation. Concernant le gain, il montre une grande versatilité car ce gain peut varier de 4 à 10 dBi. De simples analyses permettent de prédire les performances du *patch*. De part sa simplicité de mise en œuvre et de ses performances acceptables, le *patch* rectangulaire constitue la brique élémentaire du réseau d'antennes de notre étude.

Ces antennes présentent de nombreux avantages pour notre application de TV mobile par satellite géostationnaire, à savoir :

- un faible poids, un faible volume et une petite taille

Les circuits imprimés sont fins et requièrent alors moins de volume que leurs homologues en guides

d'onde ou coaxiaux. Du fait que les antennes imprimées se composent principalement de matériaux non métalliques et de la fréquente utilisation de matériaux mous comme substrat, ces antennes ont un poids extrêmement faible comparé aux antennes conventionnelles.

- une agilité de la polarisation

Avec la versatilité des géométries du *patch*, différentes polarisations peuvent être obtenues. On peut également réaliser des antennes avec des capacités de multipolarisation avec un seul ou plusieurs ports. Ces caractéristiques peuvent être exploitées pour une opération de double polarisation ou pour la diversité de polarisation.

- une possibilité de réaliser des antennes avec une double fréquence de résonance pour augmenter la bande passante
- un large éventail des techniques d'excitation

Les *patches* permettent être alimentés par un grand nombre de techniques d'excitation, ce qui est compatible avec une technologie de circuits actifs et la mise en réseau d'antennes.

- une compatibilité pour l'intégration avec les circuits MMICs (*Microwave Monolithic Integrated Circuits*)  
Ceci est important car les MMICs sont plus faciles à manipuler et moins chers que les guides d'ondes.

Hormis ces nombreux avantages technologiques, les antennes microruban sont attractives car leur réalisation est peu coûteuse, ce qui facilite la fabrication de masse. Néanmoins, il existe quelques inconvénients à savoir :

- une limitation en fréquence

En effet, à basse fréquence (environ 100 MHz), les éléments rayonnants de ces antennes deviennent encombrants. A hautes fréquences, c'est plutôt la précision de fabrication et l'épaisseur du substrat qui limite les capacités de l'antenne pour une production faible coût.

- une bande étroite

Les antennes microruban sont des antennes à bande étroite, comparées aux antennes micro-ondes conventionnelles, car le rayonnement est une conséquence de la résonance. Cependant, cet inconvénient peut être surmonté en utilisant des substrats plus épais avec une faible permittivité ou en empilant les *patches* (par exemple, le principe SSIP ou *Strip-Slot-Inverted-patch* [41, 17]). Malheureusement, cette technique d'élargissement de la bande passante ne convient pas pour des utilisations en puissance. Mais lorsque les amplitudes du signal restent généralement faibles, comme pour les communications mobiles, les antennes microruban sont d'excellents candidats.

On retient donc que, lors de la conception de l'antenne, les pertes (principalement diélectriques dues à l'excitation des ondes de surface) doivent être prises en compte car elles mènent à un faible gain et un faible rendement. La sélection de substrats à faibles pertes est une issue possible et certainement indispensable malgré un légère hausse du prix du substrat.

### Dimensionnement de l'antenne microruban

Le cœur de l'antenne microruban est le conducteur de la couche supérieure, nommé *patch*. Ce *patch* peut être considéré comme une ligne de transmission en circuit ouvert de longueur  $L_P$  et de largeur  $W_P$ . L'amplitude des courants sur la surface du *patch* devient significative lorsque la fréquence de signal est proche de la résonance. En considérant uniquement le mode fondamental pour les calculs, la fréquence de résonance est donnée par l'équation 1.3.3 (Annexe 1 et [14]).

$$f_0 = \frac{c}{2 \cdot (L_P + 2 \cdot \Delta L_P) \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (1.3.3)$$

$c$  : vitesse de la lumière  
 où,  $\Delta L_P$  : extension de la longueur  $L_P$   
 $\varepsilon_{eff}$  : permittivité effective

Ainsi, l'expression de la longueur du *patch* suivant sa fréquence de fonctionnement est obtenue grâce à l'équation 1.3.4.

$$L_P = \frac{\lambda_0}{2 \cdot \sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2 \cdot \Delta L_P \quad (1.3.4)$$

L'extension de la longueur ( $\Delta L_P$ ) s'explique par le fait que le champ électrique ne s'arrête pas brutalement au bord du *patch* mais s'étend légèrement au-delà (Figure 1.3.9). Son expression mathématique est la suivante (Equation 1.3.5) [14] :

$$\Delta L_P = 0.412 \cdot h \cdot \left( \frac{\varepsilon_{eff} + 0.3}{\varepsilon_{eff} - 0.258} \right) \cdot \frac{(W/h) + 0.264}{(W/h) + 0.8} \quad (1.3.5)$$

où,

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left( 1 + \frac{12 \cdot h}{W} \right)^{-1/2} \quad \text{car } W/h \geq 1 \quad (1.3.6)$$

La largeur optimale du *patch* est donnée par l'équation 1.3.7 :

$$W = \frac{c}{2 \cdot f} \left( \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} \quad (1.3.7)$$

Par ailleurs, le substrat doit être choisi avec soin car le rayonnement y est impacté. Le substrat assurant une optimisation du rayonnement est habituellement la mousse avec une permittivité très proche de celle de l'air. Néanmoins, dans notre application de réception mobile, un *patch* sur substrat mousse est trop volumineux. Un autre matériau très utilisé pour la fabrication des réseaux d'antennes est le *Duroïd*, le *Rogers RT/Duroïd 5880* pour le substrat de l'antenne et le *Rogers RT/Duroïd 6010* pour le substrat de la ligne de transmission (Tableau 1.5). Malgré son coût élevé (en comparaison avec celui de l'Epoxy - *FR4*,  $\varepsilon_r = 4.3$ ), il n'existe pas d'autres alternatives aujourd'hui que l'utilisation du matériau *Duroïd* pour minimiser les pertes à ces fréquences-là (en bande Ku).

TABLE 1.5 – Caractéristiques des substrats *Rogers RT/Duroïd 5880*, *Rogers RT/Duroïd 6010* et *Epoxy FR4*

	<b>Rogers RT/Duroïd 5880</b>	<b>Rogers RT/Duroïd 6010</b>	<b>Epoxy FR4</b>
$\varepsilon_r$	2.20 +/- 0.02@10 GHz	10.2@10 GHz	4.3@1 GHz
$h$	0.031 inch (0.787 mm) ou 0.125 inch (3.175 mm)	0.254 mm	1.25-2.54 mm
$\tan\delta$	0.0009-0.0015@10 GHz	0.0023@10 GHz	$\approx 0.02@1$ GHz

où,  $\varepsilon_r$  : permittivité relative du substrat  
 $h$  : hauteur du substrat  
 $\tan\delta$  : pertes

Finalement, l'Annexe 3 montre l'influence du dimensionnement du *patch* sur son rayonnement. De plus, la faible taille du *patch* permet une mise en réseau compacte afin d'améliorer la directivité, le gain et le bilan de liaison.

### Rayonnement de l'antenne microruban

En faisant l'hypothèse que l'épaisseur du substrat est très inférieure à la longueur d'onde et que le champ électrique ne varie pas suivant la largeur de la structure microruban, alors on peut dire que le rayonnement est essentiellement attribué aux débordements du champ électrique au niveau des discontinuités en quasi-circuit ouvert aux extrémités du *patch* (Figure 1.3.9). Le fonctionnement du *patch* est détaillé dans l'Annexe 1, notamment par rapport à la distribution des champs à l'intérieur du *patch*. Un modèle simple permet d'approximer de manière analytique le rayonnement en champ lointain dans les plans E et H. Le plan colinéaire à la direction de propagation du champ électrique est appelé "plan E". Le plan perpendiculaire est, quant à lui, appelé "plan H" (Figure 1.3.10).

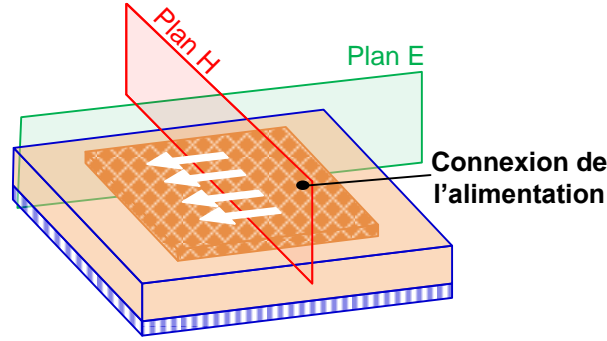


FIGURE 1.3.10 – Plans E et H d'une antenne microruban

Pour exemple, l'approximation analytique du rayonnement dans le plan H est une équation (Equation 1.3.8) de la forme suivante (Annexe 1) :

$$E_H(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{\pi W_P}{\lambda_0} \sin(\theta)\right)}{\frac{\pi W_P}{\lambda_0} \sin(\theta)} \cos(\theta) \quad (1.3.8)$$

Notons que des modèles plus complexes et plus précis existent mais ce modèle du *patch* est largement utilisé par les antennistes. Dans le plan E, le champ normalisé, rayonné par le *patch*, s'écrit sous la forme suivante (Equation 1.3.9) [7, 17] :

$$|E_E(\theta)| = \frac{(1 + \cos(\theta))}{2} \cos\left(k_0 \frac{L}{2} \sin(\theta)\right) \frac{\sin\left(\frac{\pi h}{\lambda_0} \sin(\theta)\right)}{\frac{\pi h}{\lambda_0} \sin(\theta)} \frac{\sin\left(\frac{2\pi h}{\lambda_0} \cos(\theta)\right)}{\sin\left(\frac{2\pi h}{\lambda_0}\right)} \quad (1.3.9)$$

Dans le plan H, il s'écrit de la manière suivante (Equation 1.3.10) [7, 17] :

$$|E_H(\theta)| = \frac{(1 + \cos(\theta))}{2} \frac{\sin\left(\frac{\pi W}{\lambda_0} \sin(\theta)\right)}{\frac{\pi W}{\lambda_0} \sin(\theta)} \frac{\sin\left(\frac{2\pi h}{\lambda_0} \cos(\theta)\right)}{\sin\left(\frac{2\pi h}{\lambda_0}\right)} \quad (1.3.10)$$

$W$  : largeur du *patch* ;  $h$  : hauteur du substrat  
avec :  $L$  : longueur du *patch* ;  $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$  : constante de propagation dans le vide  
 $\lambda_0$  : longueur d'onde dans le vide

On peut dès lors tracer le diagramme de rayonnement de l'antenne. Le diagramme de rayonnement correspond en fait à la visualisation (en 3D ou dans des plans particuliers) des lobes de rayonnement c'est-à-dire l'énergie rayonnée par l'antenne dans certaines directions. Il en découle alors deux notions particulières :

la directivité et le gain de l'antenne (aussi appelé gain réalisé). La directivité ou gain directif est la capacité de l'antenne à concentrer l'énergie rayonnée dans une direction particulière. Elle est définie comme le rapport entre la densité de puissance créée dans une direction donnée et la densité de puissance d'une antenne isotrope. Si on tient compte des pertes intrinsèques à l'antenne et des pertes par désadaptation, on obtient le gain réalisé.

On constate que le diagramme de rayonnement du modèle (Figure 1.3.12) sous Matlab reste assez proche de la simulation électromagnétique sous HFSS (Figure 1.3.11). Le diagramme de rayonnement de la Figure 1.3.11 vient en fait d'une antenne microruban à alimentation par fente.

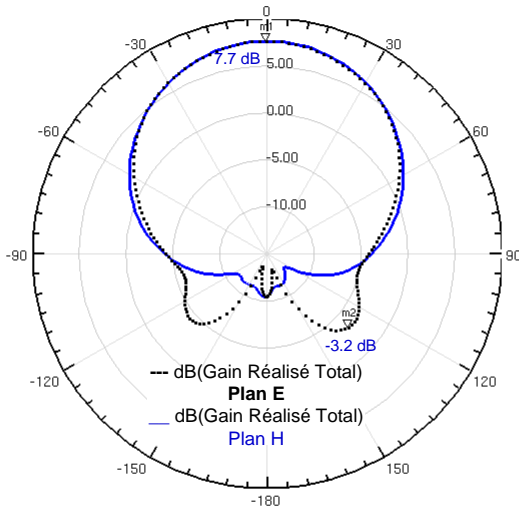


FIGURE 1.3.11 – Diagramme de rayonnement d'une antenne microruban par simulation électromagnétique

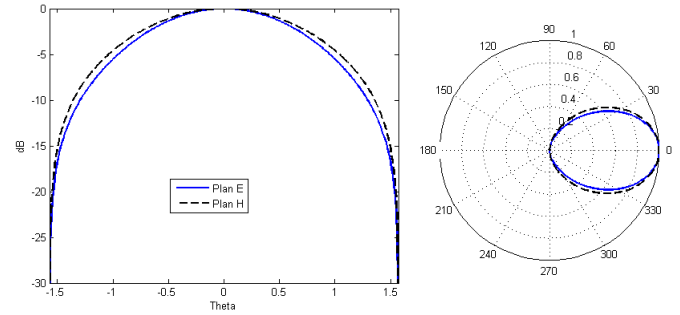


FIGURE 1.3.12 – Diagramme de rayonnement tiré du modèle de l'antenne microruban

### Angle d'ouverture à 3 dB de l'antenne microruban

L'angle d'ouverture à 3 dB, noté  $2\theta_3$ , d'une antenne microruban est donné par les formules suivantes (Equations 1.3.11 et 1.3.12) [7, 17] et est représenté en coordonnées polaires et cartésiennes (respectivement Figures 1.3.13 et 1.3.14) :

- dans le plan E et en degrés (Equation 1.3.11) :

$$(2\theta_3)_E = 2 \cos^{-1} \left[ \frac{7}{3 k_0^2 L^2 + k_0^2 h^2} \right]^{1/2} \text{ avec } k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (1.3.11)$$

- dans le plan H et en degrés (Equation 1.3.12) :

$$(2\theta_3)_H = 2 \cos^{-1} \left[ \frac{1}{2 \left( 1 + \frac{k_0 W}{2} \right)} \right]^{1/2} \quad (1.3.12)$$

Ainsi, l'angle d'ouverture à -3 dB augmente avec la diminution des dimensions de l'élément rayonnant ( $W$  et  $L$ ). Pour une fréquence de résonance donnée, ces dimensions peuvent être changées en sélectionnant un substrat avec une plus forte permittivité relative.

Pour une antenne microruban sur substrat classique, le gain est au maximum de 6-7 dBi, avec des angles d'ouverture de l'ordre de 60-80° typiquement dans les deux plans. Il est important de constater que les antennes microruban ne sont donc pas des antennes directives. Dans notre application, une seule antenne microru-

ban sur chaque récepteur ne fournit donc pas assez de gain et sa température de bruit est trop élevée pour assurer une bonne réception (environ 70 K). C'est en fait leur mise en réseau qui apporte cette directivité, moyennant l'apparition de lobes secondaires. Pour les antennes de réception satellitaire du standard DVB-S, les ouvertures des plans E et H sont de  $3^\circ$  typiquement, assurant ainsi une bonne directivité. Enfin, l'étude des différents modes d'alimentation permet de choisir celui qui est le plus approprié pour l'application visée.

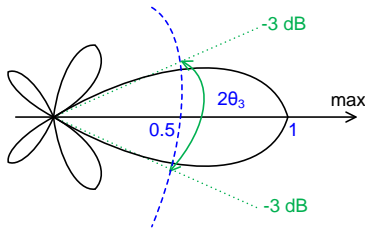


FIGURE 1.3.13 – Diagramme de rayonnement bi-directionnel en coordonnées cartésiennes

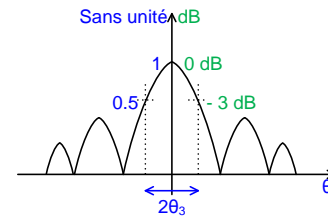


FIGURE 1.3.14 – Diagramme de rayonnement bi-directionnel en coordonnées polaires

Pour conclure, notre choix s'est donc arrêté sur l'antenne microruban ou *patch* car il répond aisément aux caractéristiques attendues d'une antenne de réception pour l'application visée, à savoir [34] :

- un gain suffisant pour ne pas dégrader le bilan de liaison
- une impédance d'entrée correcte
- un diagramme avec peu de lobes latéraux et arrière
- une très grande largeur de bande (de 50 à 1000 MHz)

Une fois la forme de l'antenne sélectionnée, il est nécessaire d'étudier les différentes façons de l'alimenter tout en étant cohérent avec les contraintes de l'application visée.

### 1.3.3 Différents types d'excitation de l'antenne microruban

Pour alimenter un *patch*, il existe plusieurs types d'excitation : la ligne de transmission, la ligne coaxiale et le couplage électromagnétique. Etudions les avantages et inconvénients de ces différentes techniques d'alimentation afin de sélectionner celle qui est la plus adéquate pour notre application.

#### 1.3.3.1 Excitation par ligne de transmission

Le moyen le plus simple d'alimenter un *patch* est de le connecter à une ligne microruban directement sur son bord [28, 5]. Cette technique est aussi appelée "connexion directe" où le point de jonction est sur l'axe de symétrie du *patch* ou décalé par rapport à cet axe de symétrie si cela permet une meilleure adaptation d'impédance [17]. Comme cela a été expliqué dans le paragraphe 1.3.1, une structure microruban avec une ligne de transmission et une antenne *patch* sur le même niveau de substrat ne peut pas être optimisé simultanément comme une antenne et comme une ligne de transmission car les besoins spécifiques sont contradictoires. Ainsi, un compromis doit être fait et ceci engendre un rayonnement parasite plus important dû à la ligne d'alimentation. Ce rayonnement parasite non désiré élève les lobes secondaires et le niveau de polarisation croisée. De plus, dans cette configuration, les ondes de surface peuvent être plus facilement générées d'où un rayonnement non optimal. Pour illustrer ce type d'excitation, le substrat utilisé est du *Rogers RT/Duroïd 5880* d'une épaisseur de 780  $\mu\text{m}$ . On distingue deux méthodes d'excitation par ligne de transmission (Figure 1.3.15) : la ligne quart d'onde et la ligne 50  $\Omega$  avec une encoche.

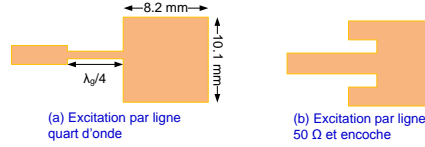


FIGURE 1.3.15 – Excitations par ligne de transmission et ligne coaxiale d'une antenne microruban

### Excitation par ligne quart d'onde

Une manière simple d'adapter l'antenne au port d'entrée est d'utiliser une ligne quart d'onde (Figure 1.3.15 (a)). Afin de dimensionner cette ligne microruban quart d'onde, il convient de connaître son impédance caractéristique. Celle-ci peut être déterminée suivant le principe illustré Figure 1.3.16. Cette impédance caractéristique ( $Z_C$ ) est exprimée en fonction de la longueur d'onde guidée ( $\lambda_g$ ), de la longueur de la ligne ( $L$ ), de l'impédance de la charge ( $Z_L$ ) et de l'impédance ramenée en entrée ( $Z_R$ ), comme le montre l'Equation 1.3.13.

$$Z_R = Z_C \frac{Z_L + j Z_C \tan(\beta L)}{Z_C + j Z_L \tan(\beta L)} \text{ avec } \beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \text{ et } \lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.3.13)$$

$$Z_R = \frac{Z_C^2}{Z_L} \Rightarrow Z_C = \sqrt{Z_R Z_L} \text{ car } L = \frac{\lambda_g}{4} \quad (1.3.14)$$

Quant au coefficient de réflexion ( $\rho_R$ ), il vaut (Equation 1.3.15) :

$$\rho_R = \frac{Z_R - Z_0}{Z_R + Z_0} \quad (1.3.15)$$

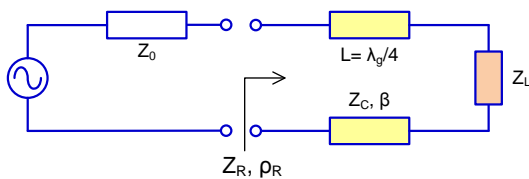
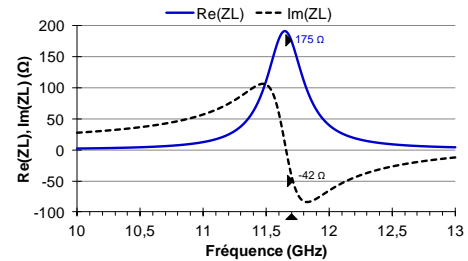


FIGURE 1.3.16 – Calcul de l'impédance caractéristique d'une ligne quart d'onde

FIGURE 1.3.17 – Impédance sur le bord du *patch* sous HFSS

Les dimensions de la ligne sont ensuite calculées sous ADS ( avec *Linecalc*), en tenant compte des caractéristiques du substrat retenu. L'impédance sur le bord du *patch* ( $Z_L = 175 \Omega$ ) peut être récupérée via l'outil de simulation HFSS en effectuant un *deembedding* sur le port d'entrée (Figure 1.3.17).

On constate une très bonne adaptation à la fréquence de travail ( $S_{11} < -10 \text{ dB}$ ) avec, cependant, une bande passante relativement faible égale à  $265 \text{ MHz}$  (Figure 1.3.18) qui s'explique par le fait que la ligne quart d'onde présente la bonne longueur d'onde (donc la bonne impédance) que pour la fréquence de travail. La directivité de l'antenne microruban correspond aux données théoriques qui prédisaient une directivité d'environ  $8 \text{ dBi}$  (Annexe 3). En effet, la directivité maximale vaut  $8.2 \text{ dBi}$  pour un substrat de type Rogers RT/Duroïd 5880 ( $\epsilon_r = 2.2$ ) et d'une épaisseur de  $508 \mu\text{m}$  (Figure 1.3.19).



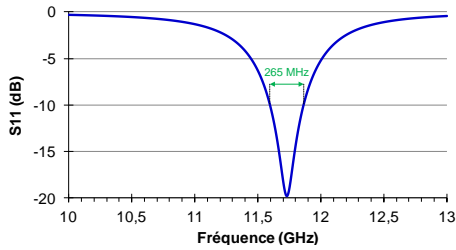


FIGURE 1.3.18 – Adaptation et bande passante d'un patch excité par une ligne quart d'onde

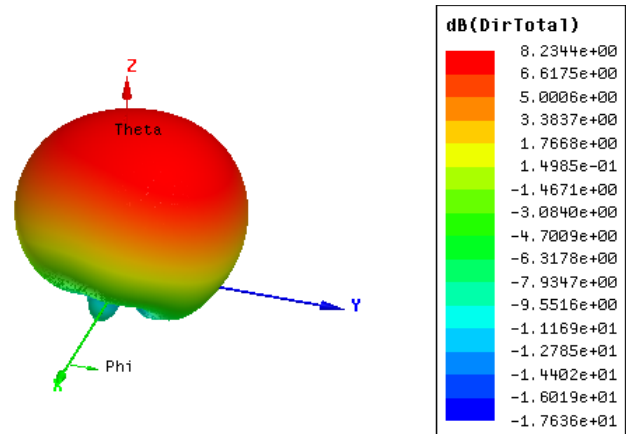


FIGURE 1.3.19 – Directivité d'un patch excité par une ligne quart d'onde (3D)

Le problème de ce type d'excitation est que la ligne quart d'onde a tendance à rayonner et donc à dégrader le diagramme de rayonnement et le rendement de l'antenne.

**Excitation par ligne 50 Ω avec une encoche**

L'excitation par ligne 50 Ω avec une encoche consiste à alimenter à l'intérieur du patch (Figure 1.3.20). L'objectif est donc chercher la position sur le patch où l'impédance d'entrée de l'antenne est de 50 Ω afin d'être parfaitement adapté (Figure 1.3.21).

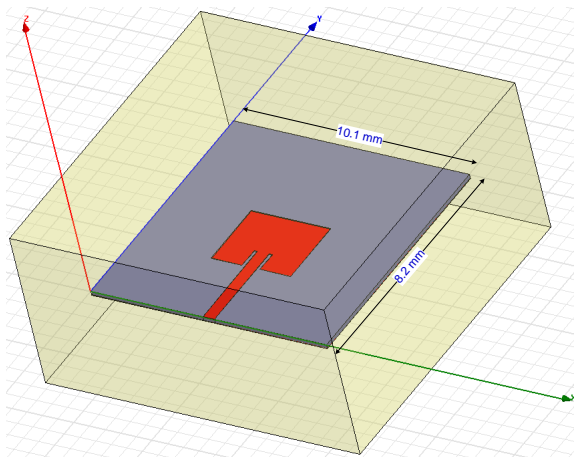


FIGURE 1.3.20 – Patch avec une excitation par ligne 50 Ω avec une encoche

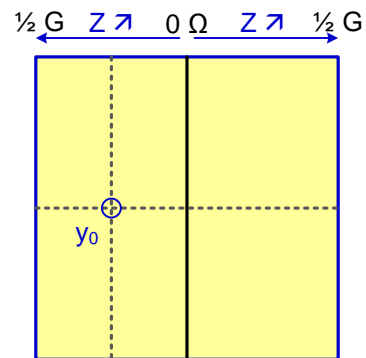


FIGURE 1.3.21 – Positionnement de l'excitation par ligne 50 Ω avec une encoche pour un patch

En effet, la position sur le patch ( $y_0$ ) est donnée par l'Equation 1.3.16 ci-dessous [8] :

$$y_0 = \frac{L}{2\pi} \arcsin(1 - 2 Z_{in} G) \text{ avec } G = \frac{W}{90 \lambda_0} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 \text{ et } Z_{in} = 50 \Omega \tag{1.3.16}$$

$L$  : longueur du *patch* ;  $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$  : constante de propagation dans le vide  
 $W$  : largeur du *patch* ;  $Z_{in}$  : impédance d'entrée de l'antenne  
 où,  $\lambda_0$  : longueur d'onde dans le vide ;  $G = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 & \text{si } W \leq \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right) & \text{si } W \geq \lambda_0 \end{cases}$  : radiation conductance  
 $h$  : hauteur du substrat ;

Les encoches ne doivent pas être trop étroites afin d'éviter de coupler le *patch* avec la ligne  $50\Omega$ . En effet, la partie de la ligne encadrée par le *patch* n'est plus à  $50\Omega$  et l'adaptation d'impédance risque d'être compromise.

L'adaptation d'impédance est très acceptable ( $S_{11} < -10\text{ dB}$ ) à la fréquence de fonctionnement de  $11.7\text{ GHz}$  (Figure 1.3.22). A noter que deux techniques d'excitation pour le port sous HFSS ont été testées et leurs résultats sont similaires, validant la méthodologie d'alimentation de l'antenne : les ports *Lumped Port* et *Wave Port*. La bande passante reste, quant à elle, similaire à celle issue de la méthode d'excitation par ligne quart d'onde et vaut environ  $246\text{ MHz}$  (Figure 1.3.22).

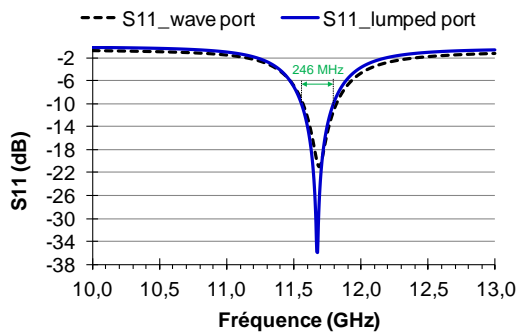


FIGURE 1.3.22 – Adaptation d'impédance et bande passante d'un *patch* excité par une ligne  $50\Omega$  avec encoche

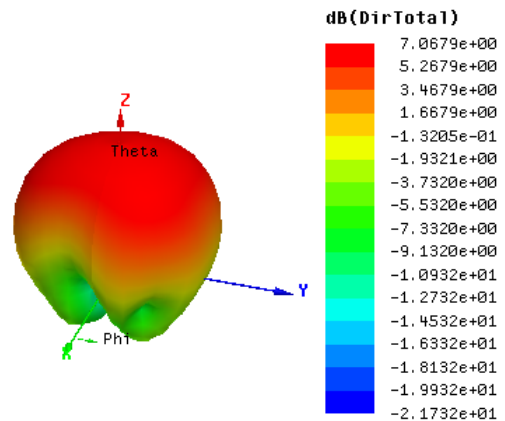


FIGURE 1.3.23 – Directivité d'un *patch* excité par une ligne  $50\Omega$  avec encoche

Le diagramme de rayonnement est très similaire à celui du *patch* excité par une ligne quart d'onde (Figure 1.3.23). Enfin, comme la technique d'excitation par ligne quart d'onde, la ligne a tendance à rayonner (surtout en très hautes fréquences [34]) et à dégrader le diagramme de rayonnement ainsi que le rendement de l'antenne.

### 1.3.3.2 Excitation par ligne coaxiale

Un autre moyen d'alimenter un *patch* est d'utiliser une ligne coaxiale qui traverse le plan de masse (Figure 1.3.25) [28, 5]. La connexion se fait donc entre le conducteur central et l'élément rayonnant en un point situé sur son axe de symétrie, plus ou moins près du bord pour l'adaptation d'impédance. En effet, comme pour l'excitation par ligne  $50\Omega$  avec encoche, l'impédance d'entrée et donc l'adaptation du *patch* dépend de la position de l'alimentation. L'impédance d'entrée augmente pour un point d'excitation s'écartant du centre de l'antenne, ce qui permet d'avoir une certaine liberté pour obtenir la meilleure adaptation possible. Dans cette structure, l'élément rayonnant et le système d'alimentation extérieur sont isolés l'un de l'autre par le plan de masse. Le substrat diélectrique peut alors être sélectionné indépendamment pour optimiser à la fois le *patch* et le circuit d'alimentation.

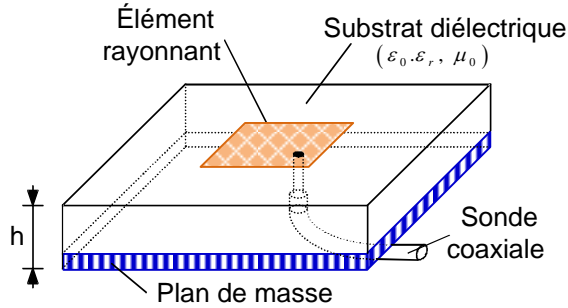


FIGURE 1.3.24 – Schéma d'une antenne *patch* excitée par une ligne coaxiale

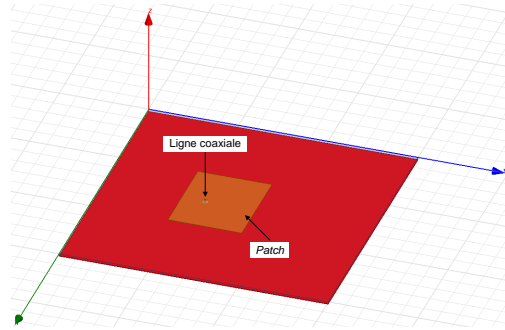


FIGURE 1.3.25 – Excitation par une ligne coaxiale d'une antenne *patch* sous HFSS

La largeur de l'âme (conducteur central dans un câble coaxial) a été choisie à 200 μm afin d'éviter une trop grosse variation de l'impédance au point d'alimentation. Le port d'entrée étant à 50 Ω (connecteur SMA), il faut choisir le rayon de la gaine en conséquence avec la formule suivante (Equation 1.3.17) :

$$Z_C = \frac{f \mu_0}{k} \ln \left( \frac{r_2}{r_1} \right) \Rightarrow \frac{r_2}{r_1} = e^{\frac{k}{f \mu_0} Z_C} \quad (1.3.17)$$

- $f$  : fréquence de travail ;
- où,  $\mu_0$  : perméabilité dans le vide ( $4\pi \times 10^{-7} Tm/A$ )
- $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  : constante de propagation
- $r_1$  : rayon de l'âme
- $r_2$  : rayon de la gaine

On en déduit que le rayon de la gaine est d'environ 650 μm. L'adaptation d'impédance est correcte mais la bande passante reste étroite et vaut environ 168 MHz (Figure 1.3.26). La directivité reste proche de nos attentes théoriques et vaut 8.3dBi (Figure 1.3.27). Le diagramme de rayonnement (Figure 1.3.27) reste similaire à ceux issus des autres types d'excitation.

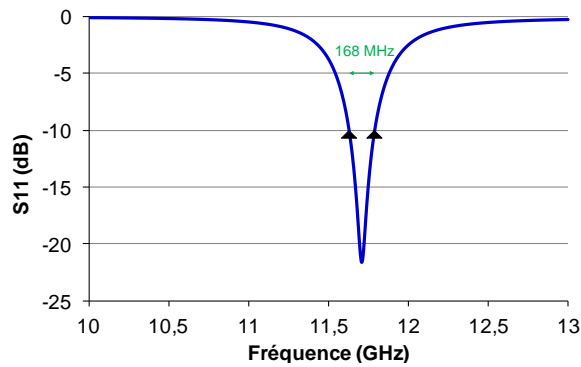


FIGURE 1.3.26 – Adaptation d'impédance et bande passante pour un *patch* excité par une sonde coaxiale

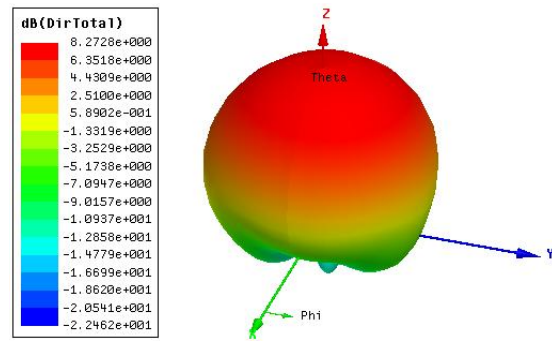


FIGURE 1.3.27 – Directivité pour un *patch* excité par une sonde coaxiale (3D)

Un inconvénient de l'excitation par sonde coaxiale est qu'elle offre une bande passante étroite et est difficile à modéliser et particulièrement pour des épaisseurs de substrat supérieures à  $0.02 \lambda_0$  soit  $512 \mu\text{m}$  cette application. De plus, usiner une cavité dans le substrat et le plan de masse pour connecter l'âme du coaxial sur le plan métallique rayonnant (*patch*) est à priori difficile à réaliser avec précision surtout en hautes fréquences [41], à cela s'ajoute l'incertitude induite par la taille de la soudure qui n'a pas été prise en compte lors des simulations.

### 1.3.3.3 Excitation par couplage

Pour exciter un *patch*, il existe également des alimentations par couplage électromagnétique (Figure 1.3.28). Dans la configuration de la figure 1.3.28 (a), l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation se trouvent du même côté du plan de masse. Ce type d'excitation présente l'inconvénient d'ajouter un rayonnement parasite de la ligne d'alimentation à celui de l'antenne, comme c'est le cas pour l'alimentation directe par ligne microruban [17].

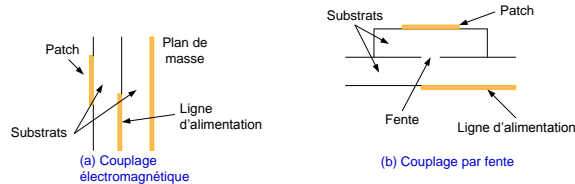


FIGURE 1.3.28 – Excitations par couplage d'une antenne microruban

Une autre structure avec une alimentation par couplage avec une fente est plus intéressante (Figure 1.3.28 (b)). Malgré une mise en œuvre difficile et une bande passante étroite [28, 4, 5], l'excitation par fente est facile à modéliser et présente un rayonnement faible.

Une antenne avec une telle excitation par fente (Figures 1.3.29 et 1.3.30) se compose de deux substrats séparés par un plan de masse sur lequel est pratiquée la fente. La ligne d'alimentation se situe sur la face libre du substrat inférieur et l'élément rayonnant se trouve sur la face libre du substrat supérieur. Cette configuration permet d'optimiser indépendamment la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant. En général, un diélectrique épais avec une faible permittivité est utilisé pour le substrat supérieur alors que celui du substrat inférieur est fin avec une forte permittivité. Le plan de masse isole la ligne d'alimentation de l'élément rayonnant et limite l'interférence du rayonnement parasite sur le diagramme de rayonnement et offre ainsi une plus grande pureté de polarisation.

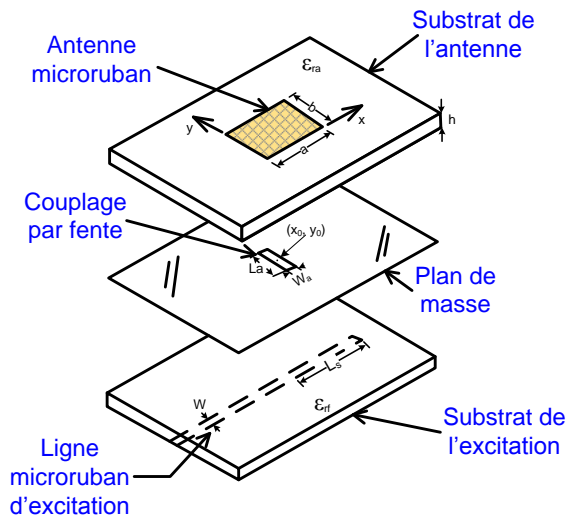


FIGURE 1.3.29 – Patch avec une excitation par fente

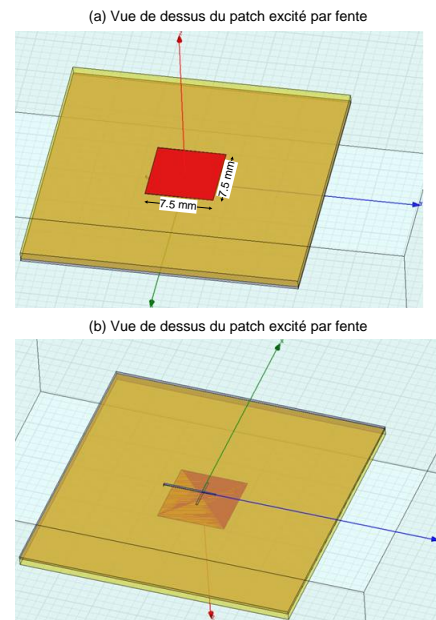


FIGURE 1.3.30 – Patch avec une excitation par fente sous HFSS

Pour cette structure, les paramètres électriques du substrat, à savoir la largeur de la ligne d'alimentation ( $W$ ) et la taille de la fente ( $L_a, W_a$ ) peuvent être utilisés pour optimiser les performances de l'antenne. Cependant, notons que les dimensions de la fente doivent être choisies afin d'éviter des résonances dans notre bande de fréquence, ce qui générerait des rayonnements parasites. Quant à l'adaptation d'impédance, elle s'effectue en agissant sur la largeur de la ligne d'alimentation ( $W$ ) et sur la longueur de la fente ( $L_a$ ).

#### 1.3.3.4 Choix de la technique d'excitation

Pour justifier le choix de l'excitation, il semble que celle avec le couplage par fente soit la plus appropriée pour l'application visée. En effet, elle assure les propriétés suivantes : une grande pureté de polarisation, un haut rendement, une bonne directivité (Figure 1.3.32), une bande passante acceptable (Figure 1.3.31), un faible rayonnement arrière et une intégration *Flip-Chip* avec le récepteur au niveau des lignes de transmission.

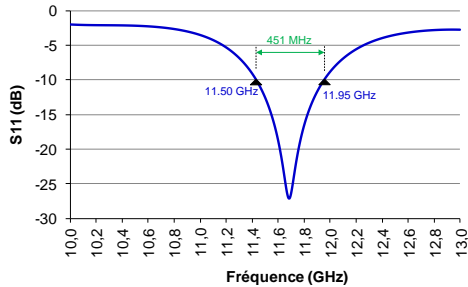


FIGURE 1.3.31 – Adaptation d'impédance et bande passante d'un *patch* excité par fente sous HFSS

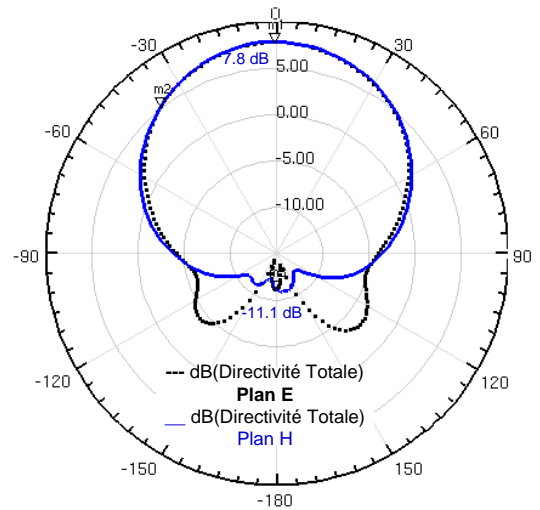


FIGURE 1.3.32 – Directivité pour un *patch* excité par fente sous HFSS

### 1.3.4 Réalisation de l'antenne microruban avec une excitation par fente

#### 1.3.4.1 Pré-dimensionnement de l'antenne microruban

L'application analytique de la théorie développée dans le paragraphe 1.3.2.2 ci-dessus permet de déterminer à priori les dimensions attendues pour un fonctionnement à la fréquence de travail  $f_0 = 11.7 \text{ GHz}$  et pour un substrat de type *Rogers RT/Duroïd* de  $780 \mu\text{m}$  d'épaisseur (Tableau 1.6).

TABLE 1.6 – Pré-dimensionnement de l'antenne microruban pour l'application visée

Pré-dimensions du <i>patch</i>	
$W$	$\sim 10.1 \text{ mm}$
$\varepsilon_{eff}$	$\sim 2.03$
$\Delta L$	$\sim 0.41 \text{ mm}$
$L$	$8.2 \text{ mm}$

Ce pré-dimensionnement constitue la première étape de la méthodologie de conception d'une antenne (Figure 1.3.33). L'étape suivante consiste à choisir le mode d'alimentation ainsi que son positionnement par rapport à l'élément rayonnant.

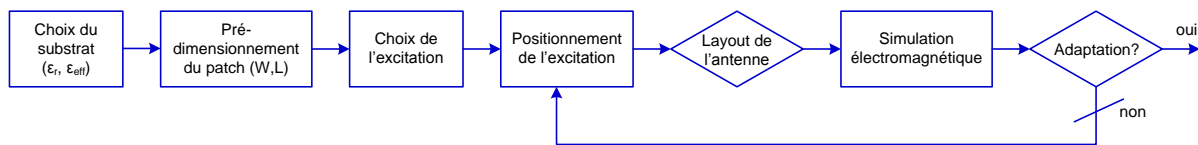


FIGURE 1.3.33 – Organigramme du flot de conception d'une antenne microruban

Les principaux paramètres permettant de juger les performances d'une antenne sous HFSS sont l'adaptation en entrée ( $S_{11}$ ), le gain réalisé (*Realized Gain*) et la directivité (*DirTotal*). La différence entre les deux

derniers paramètres résident dans la prise en compte des pertes dues aux imparités (*mismatching loss*) et/ou au rendement de l'antenne (*loss in efficiency*). On constatera par ailleurs, dans la suite de ce chapitre, que le gain réalisé (qui tient compte des deux types de pertes) est inférieur à la directivité (qui considère que les pertes dues au rendement) mais est très proche du gain mesuré.

On réitère les étapes du pré-dimensionnement et de la position de l'excitation jusqu'à l'obtention de performances satisfaisantes à la fréquence de travail désirée.

### 1.3.4.2 Simulations de l'antenne microruban excitée par fente

On rappelle que l'adaptation d'impédance se fait en faisant varier la longueur du Stub  $L_S$  et les dimensions de la fente. Ainsi, pour une fente de  $200\ \mu\text{m}$  et un stub de longueur proche d'une ligne quart d'onde, le *patch* excité par fente est adapté ( $S_{11} < -10\ \text{dB}$ ) sur une bande passante d'environ 450 MHz (Figure 1.3.30), ce qui donne une certaine souplesse dans notre application de TV mobile par satellite qui requière 200 MHz de largeur de bande (Figure 1.2.2). Cette antenne a été simulée à la fois sous HFSS et ADS 2011 pour confirmer notre méthodologie de conception (Figures 1.3.31 et 1.3.34).

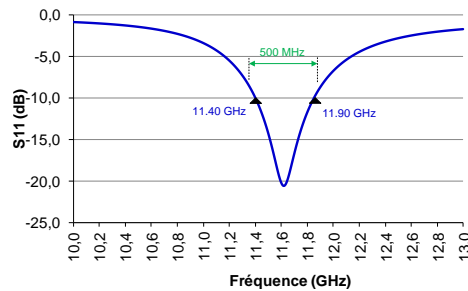


FIGURE 1.3.34 – Adaptation d'impédance et bande passante d'un *patch* excité par fente sous Momentum

Quant au diagramme de rayonnement, il présente un rayonnement arrière relativement faible comme prévu (Figure 1.3.35). Le gain réalisé du *patch* vaut 7.7 dBi, ce qui est proche de la valeur théorique de 8 dBi.

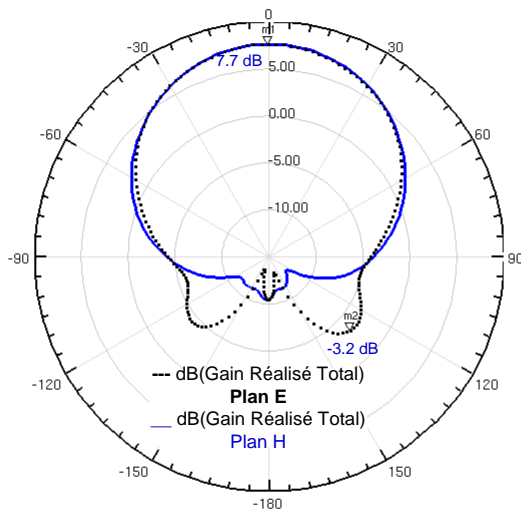


FIGURE 1.3.35 – Gain réalisé dans les plans E et H d'un *patch* excité par fente sous HFSS

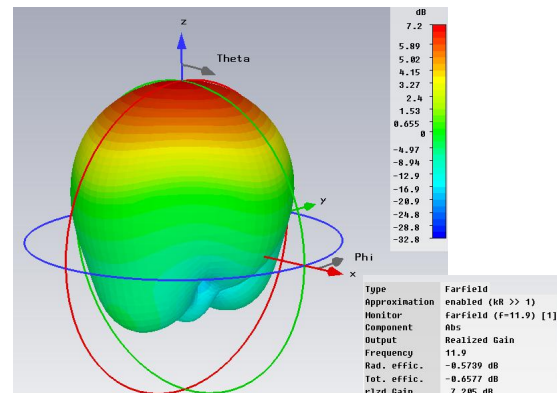


FIGURE 1.3.36 – Diagramme de rayonnement du gain réalisé d'un *patch* excité par fente sous CST

Enfin, le rendement de l'antenne se calcule avec le gain réalisé sous CST (Figure 1.3.36). Le rendement est donc de 0.6577 dB (*Total Efficiency*) soit 86 %. Ce rendement est principalement influencé par les pertes dans les lignes microruban.

#### 1.3.4.3 Fabrication et mesures de l'antenne microruban excitée par fente

La réalisation des antennes de ce travail de thèse a été effectuée dans le cadre du stage de fin d'études de Aurélien Larie en collaboration avec le laboratoire Lab-STICC (Brest) sous la supervision du Pr. Christian Person.

La première étape de fabrication consiste à générer les masques des différentes couches métalliques (*patch*, plan de masse et ligne de transmission) sous ADS (Figure 1.3.37). Il convient de prendre garde à la distance entre le port d'entrée et le *patch* afin d'éviter tout phénomène de couplage : une distance de 2 cm est considérée comme suffisante. Par ailleurs, la table traçante ne pouvant pas dessiner des motifs d'une taille inférieure à 300  $\mu\text{m}$ , un agrandissement d'échelle est nécessaire.

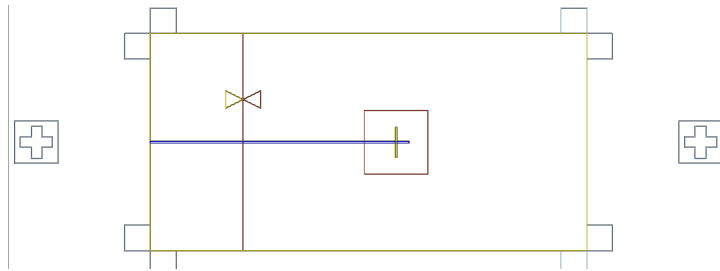


FIGURE 1.3.37 – Layout d'un *patch* excité par fente sous ADS



FIGURE 1.3.38 – Assemblage final d'un *patch* excité par fente

Les masques générés sont mis sous le format HPGL2 pour être dessinés via une table traçante (Figure 1.3.39).



FIGURE 1.3.39 – Table traçante dédiée à la fabrication d'antennes



L'étape suivante consiste à réduire la taille des masques par photo-réduction puis imprimer les motifs sur les substrats. Le substrat dédié au rayonnement est du AR880 équivalent à du Rogers RT/Duroïd 5880 tandis que celui dédié à la transmission est du Rogers RT/Duroïd 6010. Enfin, les différentes couches sont alignées puis collées avec un film d'une épaisseur de  $38\ \mu\text{m}$  et d'une permittivité de 2.3 sous une température de  $120\ ^\circ\text{C}$  durant 30 minutes. L'antenne finale est présentée Figure 1.3.38.

Les mesures de ce *patch* excité par fente sont effectuées avec un analyseur de réseau (Paramètres S et Gain). L'antenne est fixée en pinçant le connecteur SMA à la ligne de transmission. Il en résulte obligatoirement quelques petites erreurs de mesures et des pertes au niveau des connecteurs qui engendrent un élargissement de la bande passante.

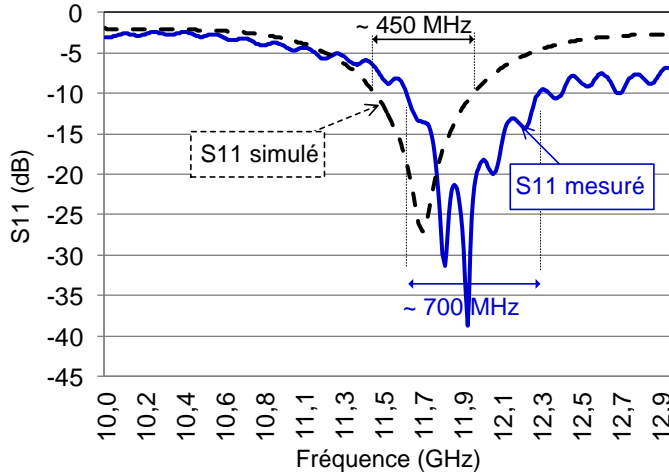


FIGURE 1.3.40 – Mesures de l'adaptation du *patch* excité par fente à la résonance

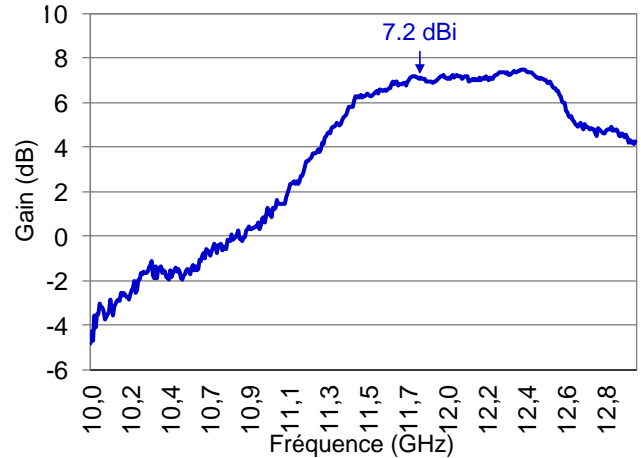


FIGURE 1.3.41 – Mesures de gain du *patch* excité par fente

On constate effectivement que la résonance du *patch* mesurée est légèrement décalée en fréquence (de 100 MHz) par rapport à la simulation (Figure 1.3.40).

Le calcul du gain s'effectue avec deux antennes microruban identiques. La connaissance du paramètre  $S_{21}$ , de la distance entre les antennes et des pertes dans la connectique permet de déduire le gain de l'antenne (Equation 1.3.18).

$$S_{21} \text{ :dB} = 2 \cdot G_{\text{patch}} \text{ :dB} + AEL \text{ :dB} + \text{pertes} \text{ :dB} \quad (1.3.18)$$

$G_{\text{patch}}$  : gain du *patch*

où :  $AEL$  : atténuation en espace libre (= 30 dB, car  $d = 0.42\ \text{m}$ )

$\text{pertes}$  : pertes dans la connectique (=0.3 dB)

Le gain mesuré est aux alentours de 7-7.2 dBi dans notre bande de fréquence (Figure 1.3.41), ce qui correspond à peu près à nos simulations (Figure 1.3.35) et à nos attentes.

Cette antenne sert de brique élémentaire lors de la conception de réseaux d'antennes dans la suite de ce manuscrit.

## 1.4 Etat de l'art et choix de la topologie du sous-réseau d'antennes

Dans cette partie, nous allons étudier différentes formes de réseaux de *patch* afin de sélectionner le réseau optimal pour notre application. Tout d'abord, on définit quelques généralités utiles pour une meilleure

compréhension de la suite de ce manuscrit. Ensuite, les contraintes de notre application sont détaillées, puis une étude des différents types de réseaux est réalisée afin de justifier le choix du réseau retenu. Une réflexion est menée pour améliorer ces réseaux (notamment les réseaux linéaires et planaires) par des techniques de pondération en amplitude. Enfin, des solutions hybrides sont proposées afin de répondre aux contraintes imposées par les communications mobiles par satellite.

### 1.4.1 Généralités sur les antennes réseau

Afin d'appréhender "l'effet réseau", il semble nécessaire de définir quelques notions importantes à savoir le facteur de réseau, le pointage angulaire du faisceau principal et le gain du réseau.

Par définition, un **réseau d'antennes** est l'association régulière d'antennes identiques pour créer un rayonnement de forme particulière. La puissance rayonnée est donc plus grande car on multiplie le nombre d'éléments rayonnants. Le rayonnement résulte de l'addition en phase des champs provenant de chaque élément [34].

Le **facteur de réseau** traduit la modification apportée au diagramme de rayonnement lors de la mise en réseau de plusieurs antennes identiques.

Le rayonnement d'antennes microruban isolées est peu directif. Pour des applications satellites qui demandent un fort gain, il est nécessaire d'augmenter les dimensions électriques de l'antenne en réalisant un réseau d'antennes.

### 1.4.2 Contraintes de réalisation du réseau d'antennes

Plusieurs contraintes sur le réseau d'antennes sont à prendre en compte afin d'assurer la portabilité et le fonctionnement du système :

- le nombre d'antennes du réseau doit être limité afin d'assurer une complète portabilité et la topologie de réseau doit être choisie pour être la plus compacte possible.
- la distance entre deux antennes successives doit être supérieure à  $0.5 \lambda_0$  afin de s'assurer que les sources de bruit au niveau de chaque récepteur soient bien décorréées. On doit en outre s'assurer que cette distance est suffisante pour éviter un couplage entre les antennes qui dégraderait le diagramme de rayonnement.
- chaque branche est composée d'un sous-réseau d'antennes et non d'une antenne seule afin de favoriser le bilan de liaison.
- la puce du démonstrateur est, par des techniques de *Flip-Chip*, connectée aux lignes de transmission par des plots.

Ces contraintes de réalisation du réseau d'antennes posées, on peut désormais s'intéresser aux différentes formes de réseaux afin de sélectionner celui qui convient pour l'application visée.

### 1.4.3 Avantages et inconvénients de la mise en réseau d'antennes

La mise en réseau d'antennes élémentaires présente quelques avantages intéressants, à savoir [34] :

- une augmentation du gain par rapport à l'antenne élémentaire
- une plus forte directivité que l'antenne élémentaire
- une possibilité de choisir le déphasage régulier entre les éléments pour fixer l'orientation du faisceau (pointage angulaire du faisceau principal)
- une flexibilité du mode d'alimentation avec la possibilité de faire varier son amplitude et sa phase pour ainsi obtenir un réseau d'antennes reconfigurables

Cependant, le couplage entre les éléments rayonnants est à analyser avec précaution car il modifie les

caractéristiques du rayonnement et de l'adaptation. Par ailleurs, on constate que la bande passante d'un réseau d'antenne est supérieure à celle d'une antenne élémentaire du fait de ce couplage. Un autre inconvénient concerne la surface plus importante occupée par un réseau d'antenne, ce qui est assez contraignant du fait de la portabilité visée par notre application.

## 1.4.4 Différentes topologies de sous-réseaux d'antennes

### 1.4.4.1 Topologie linéaire

#### Etude théorique du réseau linéaire

Les réseaux linéaires sont les réseaux les plus simples [22]. On considère un réseau linéaire constitué de  $N$  éléments (ou sources) disposés suivant l'axe  $\vec{y}$  (Figure 1.4.1). La distance inter-élément  $d$  est supposée constante bien qu'il soit possible de réaliser des réseaux avec une distance inter-éléments variable (la variation ne se situe en fait que sur le niveau des lobes secondaires du diagramme de rayonnement). Chaque source est représentée par une amplitude de puissance notée  $a_n$  et un déphasage  $\phi_n$ .

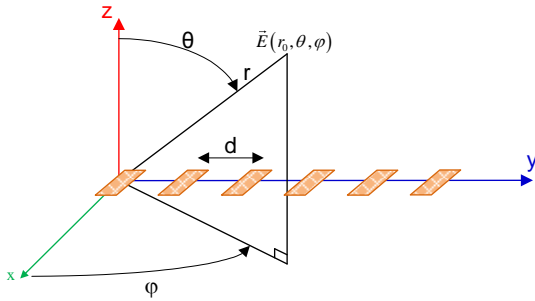


FIGURE 1.4.1 – Schéma générique d'un réseau linéaire d'antennes

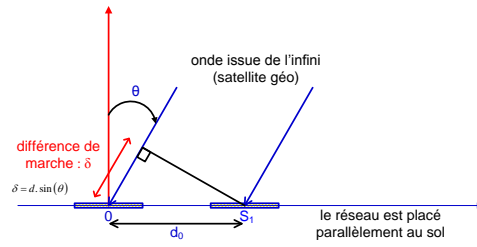


FIGURE 1.4.2 – Calcul de la marche de phase

D'après le théorème de superposition, le rayonnement de  $N$  éléments en un point  $M$ , considéré à grande distance est égale à la somme vectorielle des champs émis par chaque source (Equation 1.4.1) :

$$\vec{E}_t(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{N-1} \vec{E}_n(\theta, \varphi) = A \sum_{n=0}^{N-1} a_n \frac{e^{-j k r_n}}{r_n} e^{-j \phi_n} \vec{f}_n(\theta, \varphi) \quad (1.4.1)$$

$\vec{f}_n(\theta, \varphi)$  : fonction caractéristique de l'élément  $n$  du réseau

où,  $A$  : constante

$\phi_n$  : phase électronique de la source  $n$

Dans le cas de l'approximation en champ lointain, les distances  $r_i$  sont très peu différentes les unes des autres et cette différence dans le terme d'amplitude peut être négligée. Par contre, le terme qui intervient dans la variation de la phase n'est pas négligeable et s'écrit (Equation 1.4.2) [33] :

$$r_1 \approx r_i + y_i \vec{e}_y \cdot \vec{r} = r_i + n d \sin(\theta) \quad (1.4.2)$$

On en déduit que le champ total rayonné par un réseau de  $N$  sources identiques  $\vec{f}_n(\theta, \varphi) = \vec{F}(\theta, \varphi)$  et équidistantes vaut (Equation 1.4.3) :

$$\vec{E}_t(\theta, \varphi) = A \frac{e^{-j k r_0}}{r_0} \vec{F}(\theta, \varphi) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j(n k d \sin(\theta) + \phi_n)} \quad (1.4.3)$$

On détermine ainsi que le facteur de réseau est égal à (Equation 1.4.4) [25] :

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j(nkd \sin(\theta) + \phi_n)} \quad (1.4.4)$$

Ce terme  $AF$  représente la contribution du réseau au rayonnement de l'antenne. Le rayonnement total correspond au rayonnement d'un élément rayonnant multiplié par le facteur de réseau et est représenté par la formule suivante (Equation 1.4.5) :

$$\vec{E}(\theta, \varphi) = A \frac{e^{-jk r_0}}{r_0} \vec{F}(\theta, \varphi) AF \quad (1.4.5)$$

### Géométrie de l'alimentation d'un réseau d'antennes microruban

Il existe deux façons d'alimenter un réseau, soit en série (Figure 1.4.3), soit en parallèle (Figure 1.4.4) [8, 17].

Pour une alimentation en série, les éléments rayonnants sont reliés en chaîne les uns aux autres par des tronçons de ligne microruban.

Pour l'alimentation en parallèle,  $2^n$  éléments rayonnants sont alimentés en parallèle par  $n$  étages de  $2^{m-1}$  diviseurs de puissance à chaque étage  $m$ . Pour une adaptation correcte avec des pertes minimales, des diviseurs de type *Wilkinson* sont utilisés.

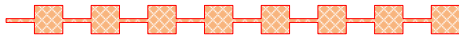


FIGURE 1.4.3 – Alimentation série d'un réseau d'antennes microruban

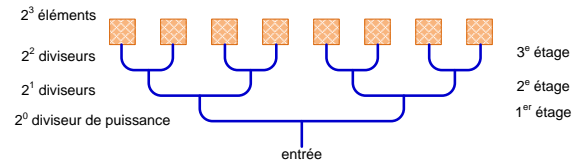


FIGURE 1.4.4 – Alimentation parallèle de  $2^3$  éléments rayonnants pour 3 étages de diviseurs de puissance

L'alimentation parallèle est celle qui a été retenue pour notre étude car elle présente des avantages très intéressants, à savoir :

- une large bande passante, les distances parcourues par chacun des éléments rayonnants sont identiques
- une possibilité d'insérer sur les voies d'accès aux éléments des composants discrets (déphaseurs, amplificateurs, atténuateurs...) afin de conformer (modifier) le diagramme de rayonnement
- une possibilité de placer le réseau d'alimentation d'un côté du plan de masse sachant que les éléments rayonnants se trouvent de l'autre côté du plan de masse (c'est le cas des antennes excités par couplage par fente).

### Simulation sous HFSS d'un réseau linéaire de 4 antennes *patch* sans couplage

L'outil HFSS permet de simuler de manière "idéale" et sans couplage des réseaux de *patches* à partir d'un seul *patch* précédemment simulé. Comme pour l'étude théorique, il multiplie le diagramme de rayonnement d'une antenne par le facteur de réseau (Figure 1.4.5).

Un réseau linéaire constitué de 4 antennes microruban apporte ainsi une augmentation de gain de  $10 \log(4) = 6 \text{ dB}$ . Ainsi, la directivité maximale de 7.7 dB (Figure 1.3.35) pour une seule antenne passe à 13.8 dB pour un réseau de 4 antennes microruban (Figure 1.4.5).

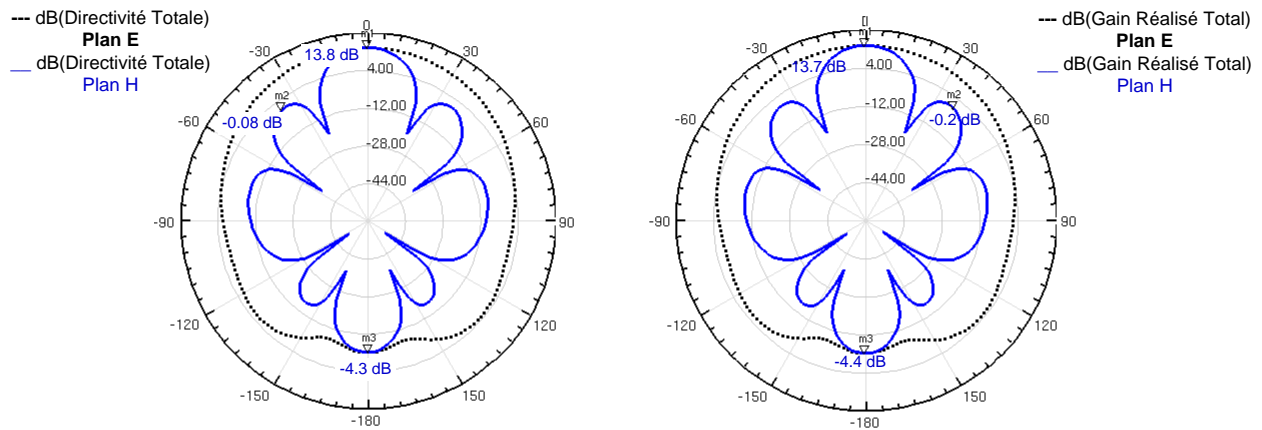


FIGURE 1.4.5 – Diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire de 4 antennes microruban sans couplage dans les plans E et H

On prend désormais en compte les phénomènes de couplage dus à l'excitation du réseau linéaire et la distance inter-éléments. Deux réseaux sont simulés : un réseau constitué de 4 antennes microruban et un autre de 8 antennes microruban.

#### Simulation sous HFSS d'un réseau linéaire de 4 antennes microruban avec couplage

Une distance de  $0.5 \lambda_0$  entre les antennes génère trop de couplage (pertes  $> 1$  dB) pour l'application visée. Une distance de  $0.7 \lambda_0$  est idéale car les couplages ont pratiquement disparu. Néanmoins, la taille du réseau est trop grande affectant ainsi la portabilité du système. Un compromis est donc fait et une distance inter-éléments de  $0.6 \lambda_0$  est choisie.

Le réseau de 4 antennes élémentaires simulé sous HFSS est présenté Figure 1.4.6.

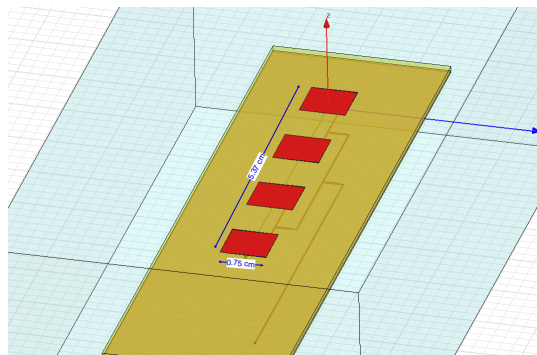


FIGURE 1.4.6 – Réseau linéaire de 4 antennes microruban excité par fente

L'adaptation en impédance reste correcte ( $S_{11} < -10$  dB) et la bande passante d'environ 624 MHz (Figure 1.4.7) laisse une certaine flexibilité par rapport aux spécifications initiale (= 200 MHz). En observant le diagramme de rayonnement (Figure 1.4.8), les pertes par couplage restent acceptables et inférieures à 1 dB. Les lobes secondaires pourraient être fortement diminués grâce à une pondération en amplitude, comme cela est montré à la fin de cette partie concernant les réseaux d'antennes.

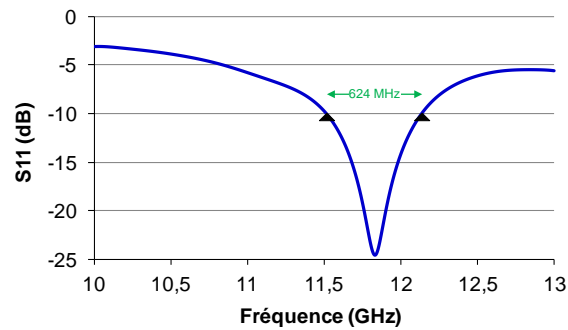


FIGURE 1.4.7 – Adaptation en entrée d'un réseau linéaire de 4 antennes microruban excité par fente

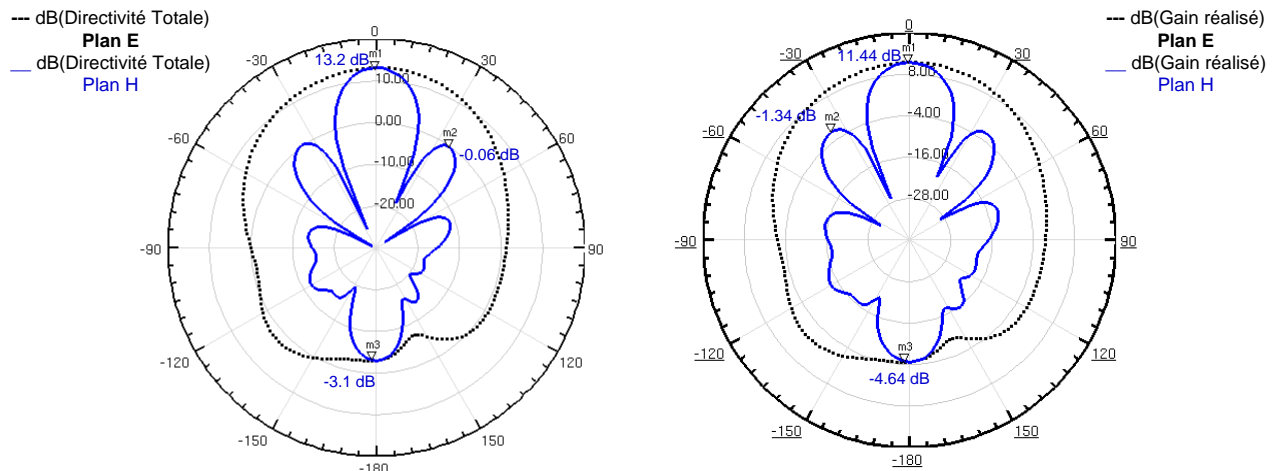


FIGURE 1.4.8 – Diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire de 4 antennes microruban avec couplage

Le réseau d'antennes génère des lobes secondaires qui restent cependant assez faibles avec un niveau inférieur de 12 dB par rapport au lobe principal. En effet, on admet qu'une différence strictement supérieure à 10 dB entre le lobe principal et les lobes secondaires est suffisante pour assurer un bon rayonnement.

#### Simulation sous HFSS d'un réseau linéaire de 8 antennes *patch*

Le nombre maximal d'antennes dans un réseau linéaire pour notre application est d'environ 8 pour des raisons de compacité. Cela correspond à un sous-réseau d'antennes d'un récepteur d'environ 12 cm de longueur (Figure 1.4.9). Au-delà, on peut dire que la portabilité du système est compromise sachant que l'amélioration de gain apportée n'est pas significative. En effet, 8 *patches* améliore le gain de 9 dB ( $= 10 \log(8)$ ) alors que 16 *patches* apporte 12 dB ( $= 10 \log(16)$ ), en extrapolant les résultats issus de la simulation d'un réseau de 4 antennes élémentaires sans couplage sous HFSS.

La conception sous HFSS d'un réseau linéaire de 8 antennes élémentaires excité par fente est présenté Figure 1.4.9.

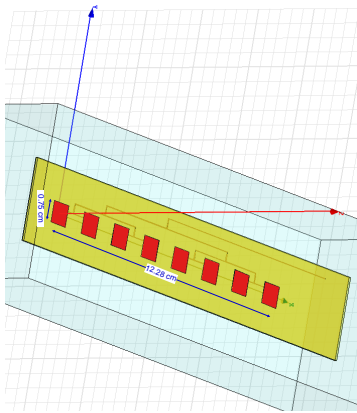


FIGURE 1.4.9 – Réseau linéaire de 8 antennes microruban excité par fente

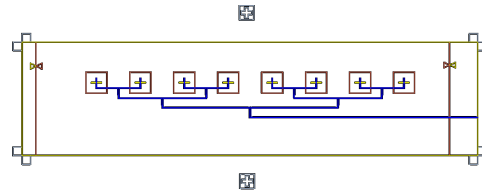


FIGURE 1.4.10 – Layout d'un réseau linéaire de 8 antennes microruban excité par fente

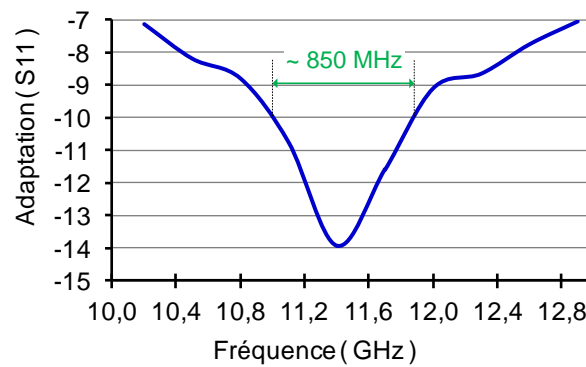


FIGURE 1.4.11 – Adaptation et bande passante d'un réseau linéaire de 8 antennes élémentaires excité par fente

L'adaptation en entrée (Figure 1.4.11) est acceptable ( $S_{11} < -10\text{ dB}$ ) et présente un élargissement de la bande passante (environ 850 MHz), ceci s'explique par les pertes dans les lignes de transmission qui se répercutent dans le gain réalisé de l'antenne (Figure 1.4.13). Une solution pour réduire ces pertes serait d'utiliser des diviseurs de *Wilkinson* à la liaison de deux antennes microruban [39].

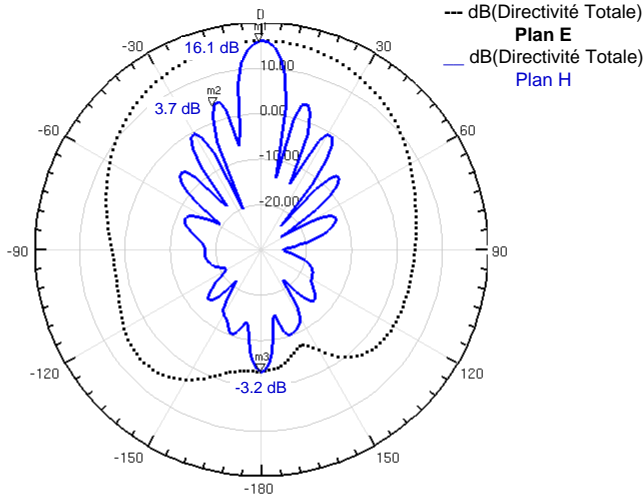


FIGURE 1.4.12 – Directivité d'un réseau linéaire de 8 antennes microruban excité par fente

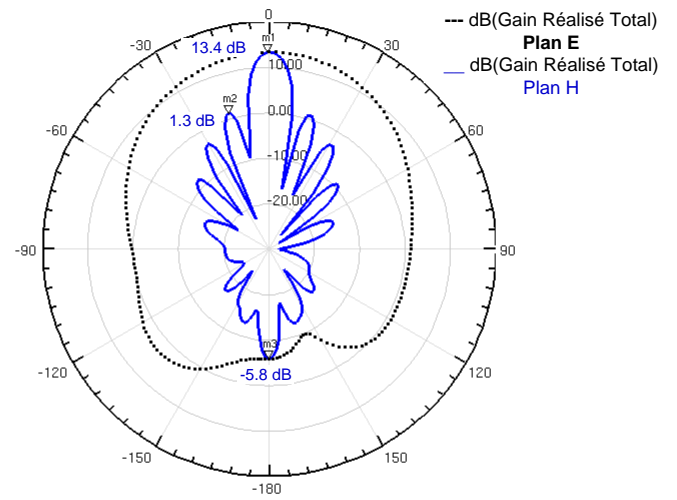


FIGURE 1.4.13 – Gain réalisé d'un réseau linéaire de 8 antennes microruban excité par fente

La directivité (Figure 1.4.12), est très acceptable (=16.1dB) et témoigne des faibles couplages entre les antennes microruban. L'angle d'ouverture à -3 dB vaut environ  $10^\circ$ , ce qui reste supérieur à celui d'une parabole. Néanmoins, avec cette forte directivité de l'antenne, la visée du satellite doit être réalisée de manière très précise.

#### 1.4.4.2 Topologie planaire

##### Étude théorique d'un réseau planaire

Les réseaux planaires sont l'extension à deux dimensions d'un réseau linéaire [22]. Soit le schéma d'un réseau planaire possédant  $N \times M$  éléments (Figure 1.4.14).

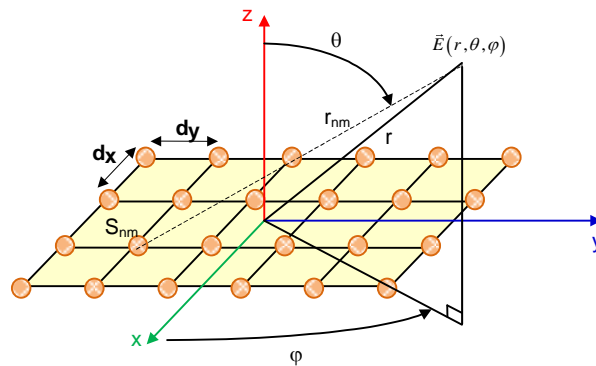


FIGURE 1.4.14 – Schéma générique d'un réseau planaire d'antennes

Le champ rayonné total peut s'écrire en absence de couplage entre les éléments rayonnants comme suit (Equation 1.4.6) :

$$\vec{E}_t(\theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \vec{E}_{nm}(\theta, \varphi) = A \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{nm} \frac{e^{-jkr_{nm}}}{r_{nm}} e^{-j\phi_{nm}} \vec{f}_{nm}(\theta, \varphi) \quad (1.4.6)$$





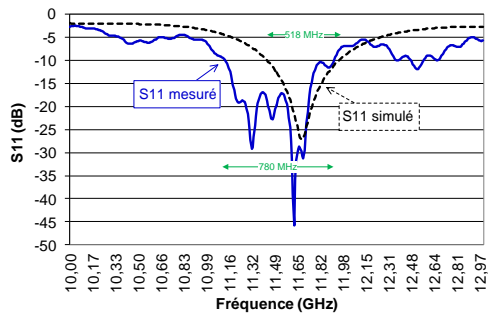


FIGURE 1.4.17 – Adaptation et bande passante d'un réseau planaire 2x2 excité par fente

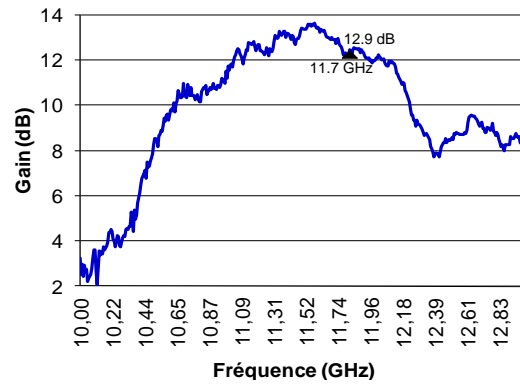


FIGURE 1.4.18 – Mesures du gain d'un réseau planaire 2x2 excité par fente

Le diagramme de rayonnement dans les plans E et H sont semblables contrairement à ceux des réseaux linéaires mais plus larges (Figures 1.4.19 et 1.4.20). On en conclut que les lignes ou les colonnes n'agissent uniquement que dans un seul plan (du moins s'il n'y a pas de déphasage entre les antennes microruban). L'observation du paramètre S11 (adaptation en entrée) indique qu'il y a quelques pertes dans les lignes lors des mesures, cela est dû notamment à la connexion entre le connecteur SMA et la ligne de transmission sous les antennes microruban. Le gain mesuré d'environ 13 dB est proche de la valeur théorique pour un réseau planaire de 4 antennes microruban (Figure 1.4.18).

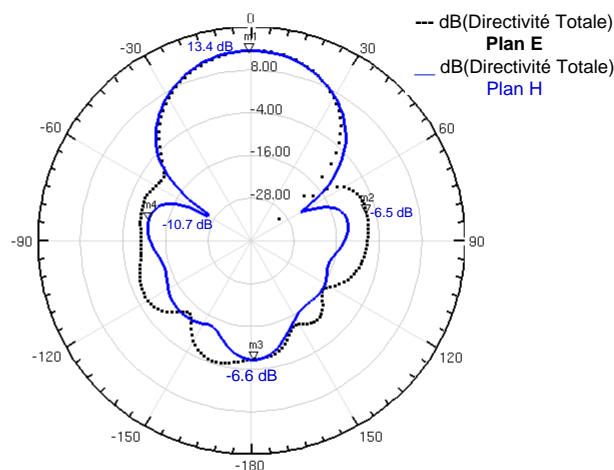


FIGURE 1.4.19 – Directivité d'un réseau planaire 2x2 excité par fente

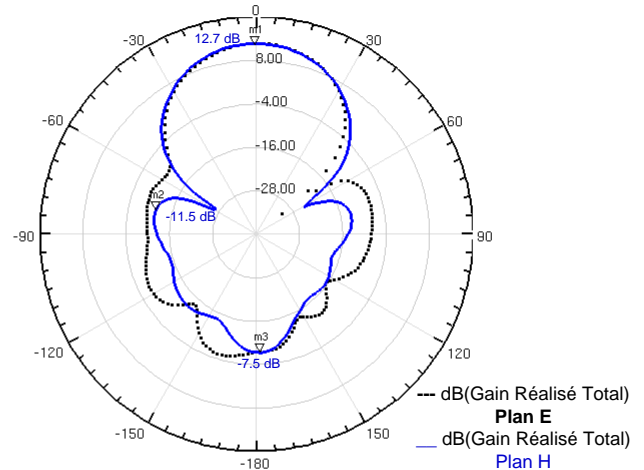


FIGURE 1.4.20 – Gain réalisé d'un réseau planaire 2x2 excité par fente

Pour conclure, tout comme les réseaux linéaires, les réseaux planaires (extension à 2 dimensions des réseaux linéaires) sont simples et compacts. L'inconvénient majeur d'un tel réseau concerne le dépointage. En effet, un nombre de 8 ou 9 antennes microruban ne suffit pas pour pouvoir dépointer correctement le lobe principal.

#### 1.4.4.3 Topologies hexagonale et circulaire

##### Etude théorique du réseau hexagonal

Un réseau hexagonal peut prendre la forme présentée Figure 1.4.21 [3, 6].

Le facteur de réseau s'écrit sous la forme suivante (Equation 1.4.9) :

$$AF = \sum_{m=1}^{N_y} \sum_{n=1}^{N_{x,m}} a_{m,n} e^{j k \{[(n-1) d_x + \Delta_m] \cos(\theta) \cos(\varphi) + (m-1) d_y \cos(\theta) \sin(\varphi)\}} \quad (1.4.9)$$

avec,

$$N_{x,m} = \left[ 1 + \frac{N_y}{2}, \dots, N_y, \dots, 1 + \frac{N_y}{2} \right] \quad (1.4.10)$$

et,

$$\Delta_m = \begin{cases} \frac{d_x}{2} & \text{si } m \text{ est impair} \\ 0 & \text{si } m \text{ est pair} \end{cases} \quad (1.4.11)$$

Les réseaux hexagonaux génèrent de faibles lobes secondaires. Par ailleurs, lors d'un dépointage, l'ensemble des antennes microruban participent au rayonnement total, ce qui n'est pas le cas des réseaux planaires.

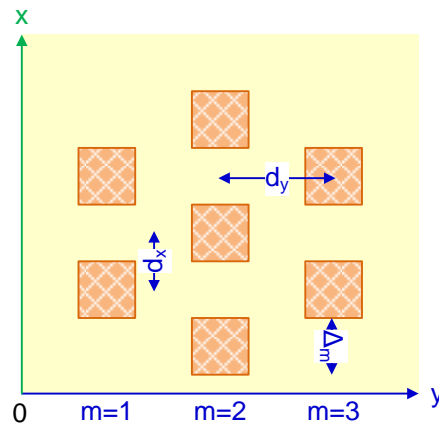


FIGURE 1.4.21 – Schéma générique d'un réseau hexagonal d'antennes

### Simulation du réseau hexagonal sous HFSS

La conception du réseau hexagonal sous HFSS est présentée Figure 1.4.22.

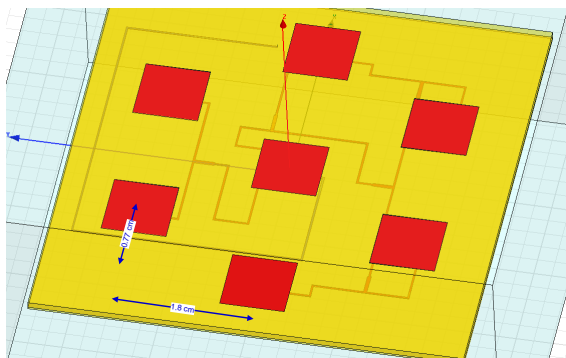


FIGURE 1.4.22 – Réseau hexagonal de *patches* excité par fente sous HFSS

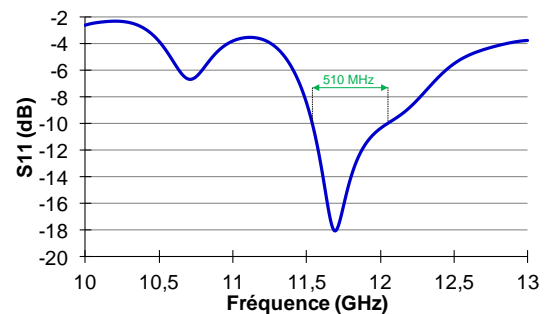


FIGURE 1.4.23 – Adaptation et bande passante pour un réseau hexagonal excité par fente

Concernant l'adaptation en entrée, elle est correcte ( $S_{11} < -10 \text{ dB}$ ) avec une bande passante relativement large de 510 MHz (Figure 1.4.23). Sachant que le gain réalisé théorique est attendu aux alentours de 15.5 dB ( $= 7 + 10 \log(7)$ ), on remarque que les antennes sont très peu couplées entre elles. En effet, le gain réalisé est inférieur d'environ 1 dB par rapport au gain réalisé théorique (Figure 1.4.24). Les lobes secondaires sont très faibles et inférieur de 20 dB par rapport au lobe principal.

Si le *patch* central n'est plus alimenté, on se retrouve dans une configuration du réseau circulaire [3]. Dans cette configuration, les lobes secondaires de réseau sont faibles, inférieurs de 17 dB par rapport au lobe principal (Figure 1.4.25). En contrepartie, la compacité est plus faible que pour les réseaux linéaires et planaires.

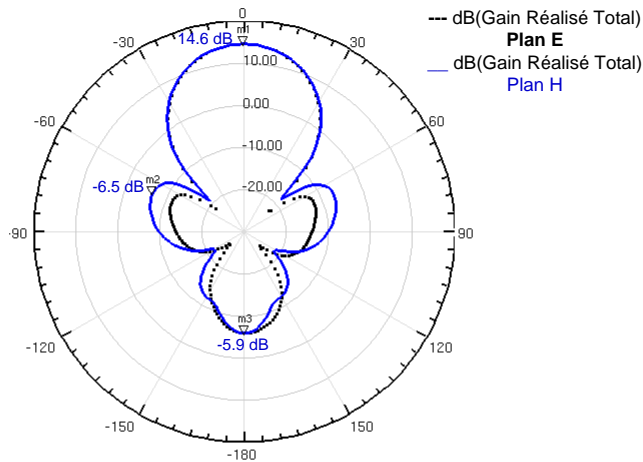


FIGURE 1.4.24 – Diagramme de rayonnement d'un réseau hexagonal dans les plans E et H

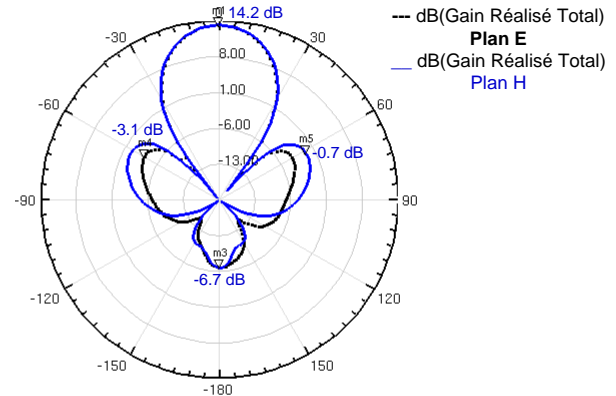


FIGURE 1.4.25 – Diagramme de rayonnement d'un réseau circulaire

En conclusion, les réseaux hexagonaux et circulaires disposent de très bonnes performances en ce qui concerne les niveaux des lobes secondaires. Néanmoins, ils sont plus encombrants que les réseaux planaires et le déphasage entre les sources est beaucoup plus complexe à mettre en œuvre.

### 1.4.5 Conclusion sur l'étude du sous-réseau d'antennes

Le sous-réseau qui semble le plus adapté à notre application de TV mobile par satellite est le réseau linéaire. Cependant, le principal problème qui demeure concerne le suivi du satellite par le sous-réseau, celui-ci ne pouvant pas être omnidirectionnel. De plus, le niveau des lobes secondaires doit être abaissé grâce à une pondération en amplitude afin d'éviter que l'antenne absorbe le bruit environnant. Tous ces constats concernant l'amélioration du sous-réseau linéaire fait l'objet d'une attention particulière dans la suite de ce chapitre.

## 1.5 Tête de réception envisagée pour la télévision mobile par satellite

Afin de solutionner les contraintes de diffusion par satellite pour la mobilité, on propose un démonstrateur qui utilise la méthode de la diversité spatiale. Cela consiste à combiner de façon cohérente plusieurs fois la même information, ce qui permet d'accroître le gain et la sensibilité en comparaison à ceux d'un récepteur unitaire. L'étude théorique du chapitre III a été complétée par le bilan de liaison de la transmission développé au début de ce chapitre et permet d'asseoir les choix effectués lors de la conception du réseau d'antennes. Des

simulations au niveau système sont effectuées afin de mieux appréhender les défis technologiques à relever pour qu'un tel système puisse permettre la réception de la TV numérique par satellite sur un support nomade (ordinateur portable, lecteur multimédia...).

### 1.5.1 Principe de fonctionnement global de notre tête de réception

La tête de réception visant à remplacer les traditionnels éléments de la réception fixe par satellite (parabole, LNB et démodulateur) est présentée Figure 1.5.1. Chaque récepteur est connecté à un sous-réseau d'antennes. Après une amplification du signal, la fréquence RF de ce signal est abaissée à une fréquence intermédiaire FI aux alentours de 1 GHz grâce à un mélangeur. Les signaux issus de tous les récepteurs sont ensuite combinés en puissance. Le signal résultant est enfin injecté dans un processeur analogique (*SASP*, *Sampled Analog Signal Processor* [37]) qui permet la démodulation et la mise en bande de base de manière complètement analogique.

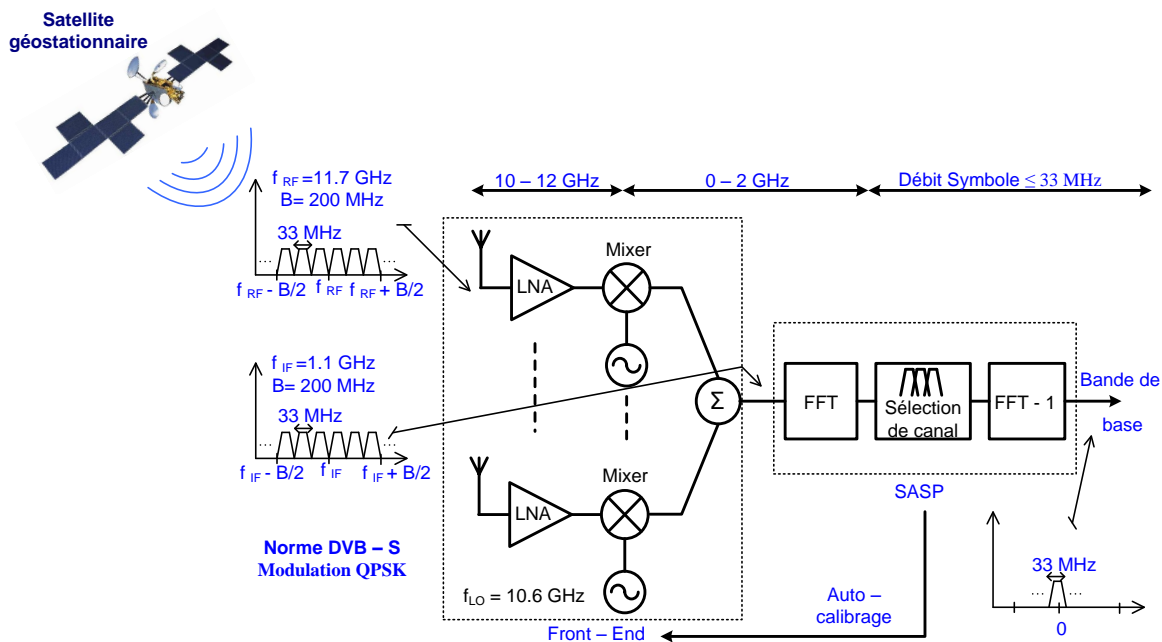


FIGURE 1.5.1 – Schéma global du démonstrateur

De prime abord, on vise les spécifications présentées Figure 1.2.2 pour le *Front-End*, elles-mêmes se basant sur des documents de l'ETSI [21, 20]. Ensuite, ces spécifications sont confrontées aux résultats du bilan de liaison de transmission (le rapport signal à bruit à la sortie du *Front-End* en particulier). Les principales spécifications sont le gain (habituellement de 56 dB) et le facteur de bruit en dB (égal à 0.6 dB).

Une étude théorique au niveau système permet de maîtriser l'impact des paramètres de chaque bloc (bruit, gain, intermodulation...) sur les performances globales du *Front-End* RF (Chapitre III). Ce paragraphe a pour but d'observer le comportement du système avec les paramètres du *LNA* ([10] et [23]) et du mélangeur ([13] et [15]) définis dans le tableau 3.2 ci-dessous, sachant qu'un état de l'art dûment détaillé est effectué dans le chapitre IV de ce manuscrit.

TABLE 1.7 – Paramètres du LNA et du mélangeur dans la bande Ku issus de la littérature

	RF fréq. (GHz)	IF fréq. (GHz)	Gain (dB)	NF (dB)	ICP1 (dBm)	IIP3 (dBm)
<b>LNA</b>	11.7	–	21	2	-20	-10
<b>Mélangeur</b>	11.7	1.1	10	9 *	-15	-5

\* : DSB NF (Double Side Band Noise Figure)

& :  $ICP1 (dBm) \approx IIP3 (dBm) - 10 dB$

### 1.5.2 Simulations au niveau système du *Front-End* avec ADS Ptolemy

Pour un première approche au niveau système sous ADS Ptolemy de ce travail de thèse, on intègre seulement, dans des chaînes classiques d'émission et de réception, que la partie concernant le réseau d'antennes et le *Front-End* du démonstrateur. On suppose que chaque sous-réseau a un gain de 16 dBi; cette valeur est proche de celle d'une antenne cornet classique dans la bande X *càd* de 8 à 12 GHz (qui est très directif de part sa géométrie [34]) mais aussi de la valeur théorique attendue d'un réseau de 8 antennes microruban. On distingue deux cas particuliers pour cette étude au niveau système, en fonction du fait que les sources de bruit soient décorréelées ou pas, à savoir :

- 1<sup>er</sup> cas : les sources de bruit sur chacune des branches du Front-End sont décorréelées (Figure 1.5.3)
- 2<sup>ème</sup> cas : chaque branche absorbe le même bruit. Ces sources de bruit ne sont donc pas décorréelées (Figure 1.5.2).

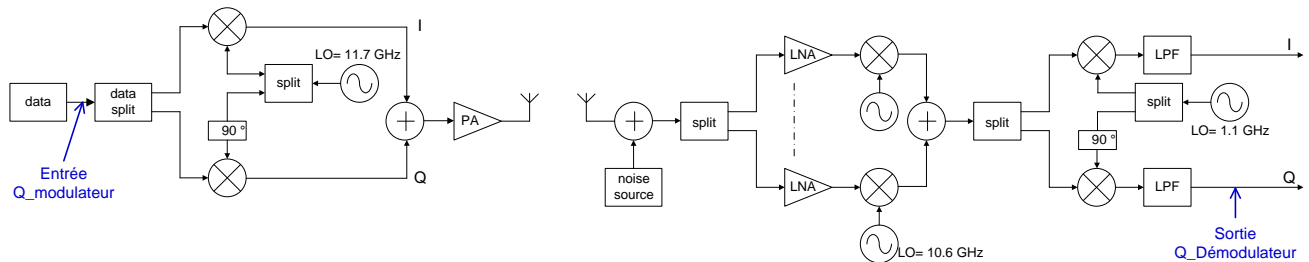


FIGURE 1.5.2 – Schéma du système avec des sources de bruit non décorréelées

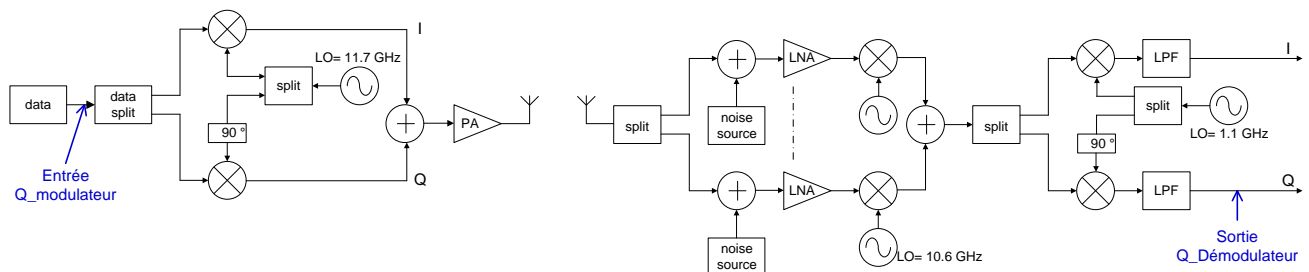


FIGURE 1.5.3 – Schéma du système avec des sources de bruit décorréelées

Le signal à transmettre est présenté Figure 1.5.4. Pour un seul récepteur, le signal à sa sortie est noyé dans le bruit, ce qui rend impossible la démodulation du signal directement (*càd* sans un traitement préalable) quel que soit la valeur du facteur de bruit du *LNA* (qui fixe le facteur de bruit total du *Front-End*).

Selon la nature des sources de bruit (décorrélées ou pas) et de la valeur du facteur de bruit du *LNA*, les signaux démodulés sont plus ou moins noyés dans le bruit (Figure 1.5.5 et 1.5.6) :

- 1<sup>er</sup> cas : lorsque les sources de bruit sont décorrélées, on constate qu'il semble possible d'extraire le signal utile.
- 2<sup>ème</sup> cas : lorsque les sources de bruit sont corrélées, après la combinaison en puissance, le bruit est amplifié de la même manière que le signal utile. Au final, le signal reçu semble toujours noyé dans le bruit.

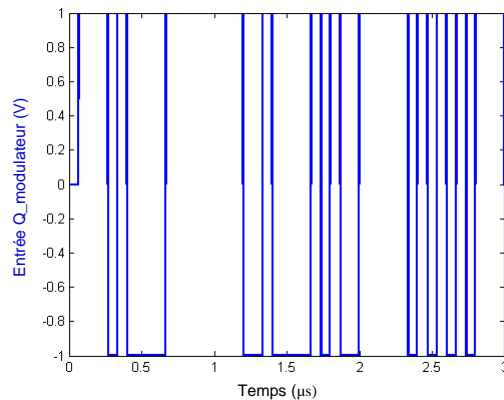
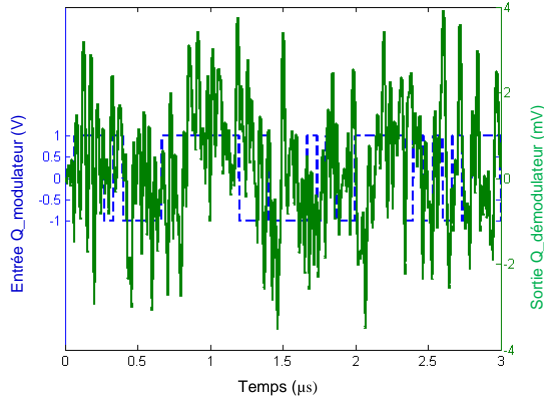
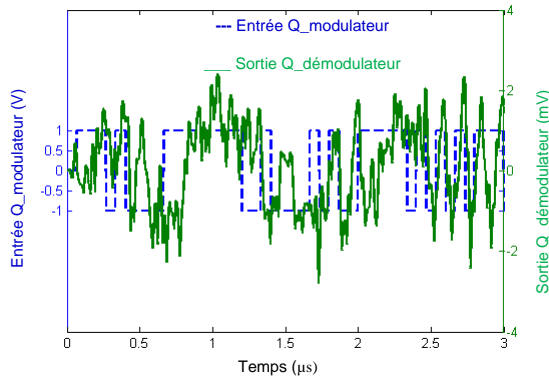


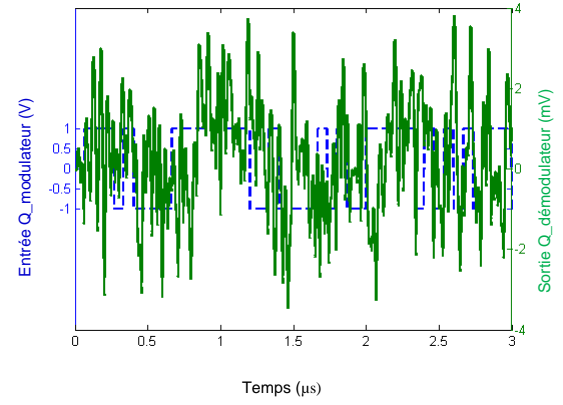
FIGURE 1.5.4 – Signal à transmettre pour l'étude au niveau système



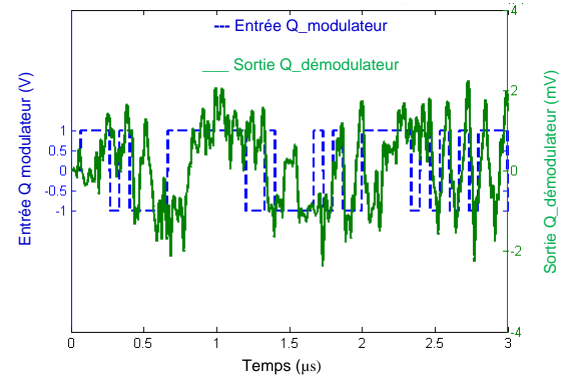
(a) Signal à la sortie du récepteur pour des sources de bruit corrélées



(b) Signal à la sortie du récepteur pour des sources de bruit décorrélées



(a) Signal à la sortie du récepteur pour des sources de bruit corrélées



(b) Signal à la sortie du récepteur pour des sources de bruit décorrélées

FIGURE 1.5.5 – Signal en sortie du récepteur pour  $NF_{LNA}=2$  dBFIGURE 1.5.6 – Signal en sortie du récepteur pour  $NF_{LNA}=0.6$  dB

Par ailleurs, par une simple observation des graphes, il est difficile de constater une amélioration lorsque le facteur de bruit en dB du *LNA* passe de 2 dB à 0.6 dB. Cependant, le bilan de liaison montre qu'il est indispensable d'améliorer le rapport signal à bruit en aval, un algorithme est implémenté à cet effet dans le chapitre III de ce présent manuscrit.

### 1.5.3 Influence de l'effet Doppler

L'effet Doppler-Fizeau est le décalage entre la fréquence émise et l'onde reçue lorsque l'émetteur et le récepteur sont en mouvement l'un par rapport à l'autre ; il apparaît aussi lorsque l'onde se réfléchit sur un objet en mouvement par rapport à l'émetteur ou au récepteur.

La démonstration donnée en Annexe 3 permet de déduire la fréquence du signal reçu (Equation 1.5.1) lorsque l'émetteur et le récepteur sont mobiles :

$$\frac{f_{rec}}{1 \pm \frac{v_{rec}}{c}} = \frac{f_{em}}{1 \pm \frac{v_{em}}{c}} \quad (1.5.1)$$

où,

$f_{rec}$ :	fréquence du signal reçu ;	$v_{rec,em}$ :	vitesse du dispositif de réception et de la source respectivement
$f_{em}$ :	fréquence du signal émis ;	$c$ :	vitesse de la lumière dans le vide



Evaluons l'effet Doppler-Fizeau pour un signal de fréquence  $f_{em}$  émise par un satellite Géostationnaire ou Léostationnaire et qui est reçu par un observateur se trouvant dans un avion se déplaçant à une vitesse  $v_{rec} = 900 \text{ km/h}$ .

### 1.5.3.1 Effet Doppler pour un satellite Géostationnaire

Pour notre application aux satellites géostationnaires, la source (le satellite) peut être considérée comme immobile dans le référentiel terrestre. Le satellite peut être pratiquement toujours considéré "à la verticale" de l'avion lors de son déplacement, les effets transversaux sont négligeables car on se situe toujours "en face". Pour un avion se déplaçant à une vitesse moyenne de  $v_{rec} = 900 \text{ km/h}$ , on a une variation maximale de  $9750 \text{ Hz}$  autour de la fréquence centrale de  $11.7 \text{ GHz}$  due à l'effet Doppler-Fizeau. Dans les cas extrêmes, la variation de fréquence vaut  $\Delta f = (1 \pm \frac{v_{rec}}{c}) = \pm 10 \text{ kHz}$  (à comparer avec les  $33 \text{ MHz}$  de bande passante d'un répéteur).

### 1.5.3.2 Effet Doppler pour un satellite Léostationnaire

Les satellites à défilement (Léostationnaire), utilisés pour les communications mobiles aux alentours de  $2 \text{ GHz}$  ayant une vitesse de  $7 \text{ km/s}$  ( $25\,200 \text{ km/h}$ ) ont une variation  $\Delta f = \pm 45 \text{ kHz}$  autour de la fréquence centrale, ce qui peut avoir des effets critiques sur la transmission.

## 1.6 Capacité de dépointage du réseau linéaire

### 1.6.1 Amélioration des réseaux linéaires

On a montré que les réseaux linéaires offre le meilleur compromis entre la compacité du réseau, la directivité et la capacité à dépointer le lobe principal. Cependant, il est nécessaire de diminuer le niveau des lobes secondaires pour éviter les interférences ou limiter les risques de brouillage.

Différentes techniques existent pour abaisser le niveau de ces lobes secondaires : les méthodes binomiales, de Dolph-Chebychev et de Taylor. La méthode de pondération de Dolph-Chebychev, la plus couramment exploitée, utilise les polynômes de Chebychev afin de pondérer chacune des antennes de manière optimale [25].

Les coefficients de pondération ( $\omega_n$ ) pour notre réseau de  $N$  éléments pairs ( $N=8$ ) s'écrivent de la manière suivante (Equation 1.6.1) :

$$\omega_n = \frac{1}{N} \left[ 2R \sum_{m=1/2}^{M+1/2} T_{2M} \left( x_0 \cos \left( \frac{\psi_m}{2} \right) \cos (n \psi_m) \right) \right] \quad (1.6.1)$$

$$\psi_m = \frac{2\pi m}{N}$$

$$R = \frac{1}{T_{2M-1}(x_0)} :$$

avec :

$$T_n(x) = f(x) = \begin{cases} \cos(n \arccos(x)) & \text{pour } |x| \leq 1 \\ \text{ch}(n \text{argch}(x)) & \text{pour } |x| \geq 1 \end{cases} : \text{ Polynômes de Chebychev}$$

Ecart entre le lobe principal  
et les lobes secondaires

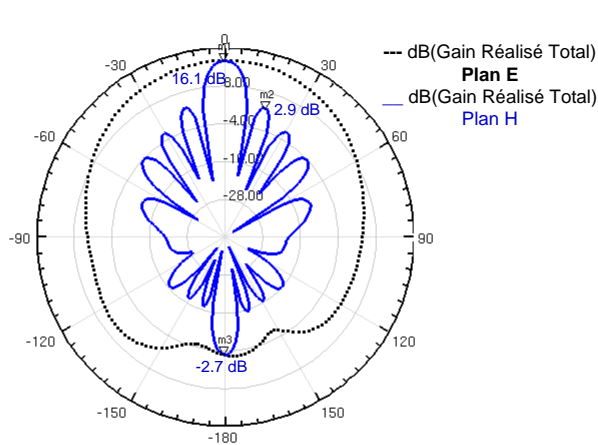


FIGURE 1.6.1 – Diagramme de rayonnement sans méthode de pondération

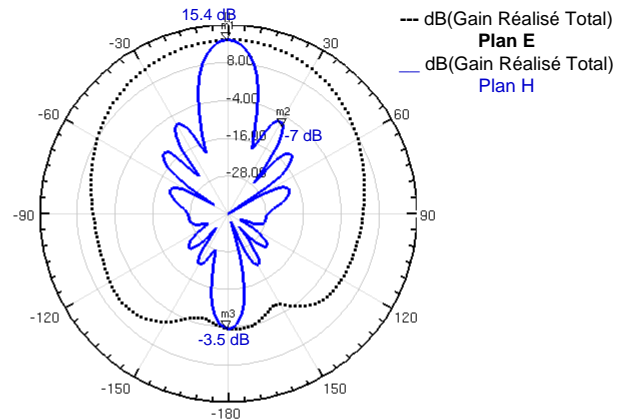


FIGURE 1.6.2 – Diagramme de rayonnement avec une méthode de pondération

Un réseau linéaire avec pondération, en comparaison avec celui sans pondération (Figure 1.6.1), présente des lobes secondaires négligeables (inférieur de plus de 20 dB par rapport au lobe principal) et seul le rayonnement arrière, inférieur au lobe principal de 20 dB, est à prendre en compte pour le calcul de la température de bruit de l'antenne. On retient donc que la pondération en amplitude de l'excitation de chaque antenne microruban induit un abaissement du niveau des lobes secondaires d'un sous-réseau d'antennes.

## 1.6.2 Nécessité de pointer vers le satellite géostationnaire

Rappelons que l'élévation angulaire afin de pointer vers un satellite géostationnaire dépend de l'endroit où l'on se trouve (Figure 1.1.3), ce qui correspond au dépointage exigé pour chaque sous-réseau de notre étude. Le principe de l'antenne à balayage est illustré Figure 1.6.3 ci-dessous.

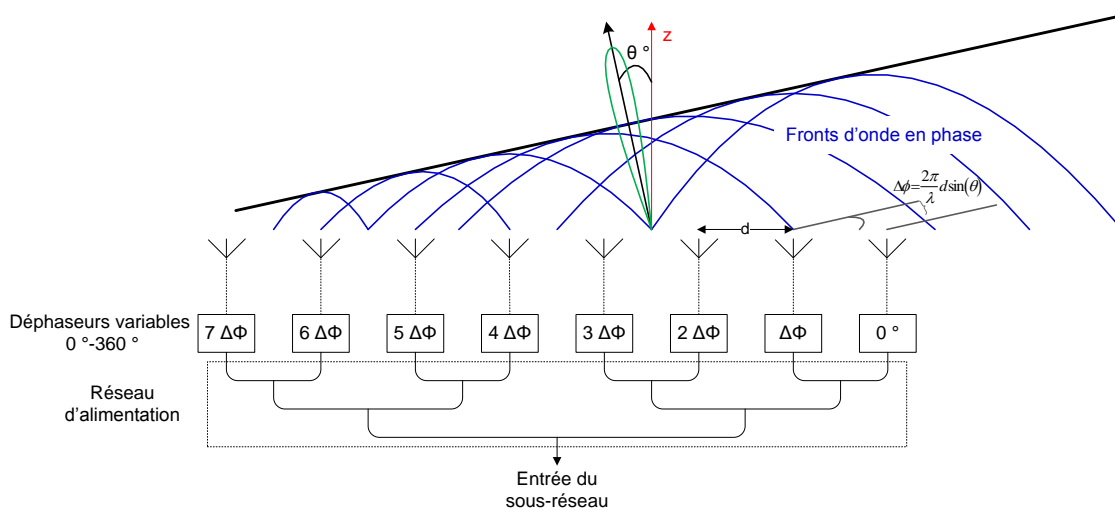


FIGURE 1.6.3 – Principe de l'antenne à balayage

Pour dépointer le lobe principal, il faut appliquer un gradient de phase  $\Delta\varphi$  entre deux éléments successifs. En plus d'être variable, ce déphaseur doit être pur *càd* indépendant de la fréquence sur toute la largeur de bande souhaitée.

### 1.6.3 Techniques de dépointage du diagramme de rayonnement

L'introduction d'un déphasage électronique fixe, entre deux antennes successives d'un sous-réseau, permet de dépointer le faisceau principal du diagramme de rayonnement. Cette pondération en phase est liée au dépointage du réseau, ainsi qu'à la distance inter-éléments. Pour un dépointage donné, le déphasage requis entre les antennes adjacentes augmente de manière quasi linéaire avec la distance inter-éléments pour un sous-réseau de 8 antennes microruban modélisé sous Matlab (Figure 1.6.4).

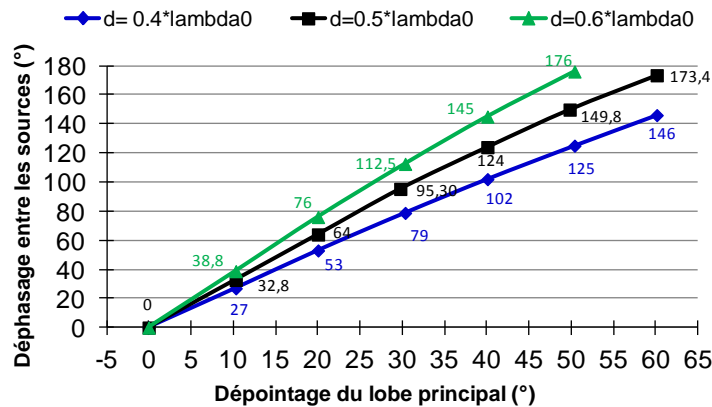


FIGURE 1.6.4 – Dépointage du lobe principal pour différentes distances inter-éléments

Pour une distance inter-éléments de  $0.6\lambda_0$ , dépointer d'une valeur de  $30^\circ$  (dépointage exigé pour l'application visée) revient à introduire un déphasage  $\Delta\Phi$ , entre deux sources successives, d'environ  $112^\circ$ .

### 1.6.4 Introduction de la technique retenue pour le dépointage : la solution hybride

La poursuite du satellite par le sous-réseau engendre de nombreuses contraintes. En effet, le dépointage va être conditionné par les sous-réseaux linéaires composant chaque branche du récepteur et par les déphaseurs internes au récepteur.

De plus, le dépointage est limité par la remontée des lobes secondaires à environ  $\pm 35^\circ$ .

Une solution intéressante, présentée Figure 1.6.5 [38], est d'incliner le sous-réseau de chaque récepteur à environ  $45^\circ$  afin de voir le satellite géostationnaire au moins dans la zone européenne. Le balayage de l'angle d'élévation se fait donc de manière électronique. Le parcours de l'azimut ne peut dès lors se faire que de manière mécanique par rotation.

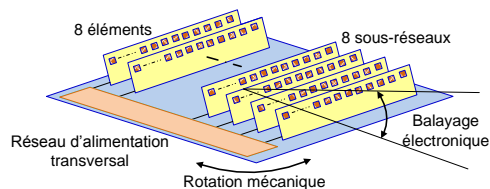


FIGURE 1.6.5 – Solution hybride de dépointage (électronique-mécanique)

Le principal inconvénient est que l'intégration *Flip-Chip* directement sous les sous-réseaux n'est plus valable et réalisable. Un réseau d'alimentation transversal doit être mis au point pour relier chacun des sous-réseaux à l'entrée du *Front-End* en aval.

## 1.7 Conclusion et perspectives du chapitre I

Une étude au niveau système a été effectuée afin de mettre en évidence les problèmes à solutionner pour permettre une bonne réception satellitaire sur des supports nomades.

Après le choix du substrat permettant d'optimiser à la fois le rayonnement de l'antenne et la transmission le long des lignes jusqu'au récepteur, le choix de l'élément de base s'est arrêté sur l'antenne microruban alimenté par fente. En effet, l'excitation par ligne de transmission présente l'inconvénient de générer un rayonnement parasite et dégrade par conséquent le diagramme de rayonnement du système antennaire. De plus, l'excitation par ligne coaxiale a le désagrément d'être difficile à modéliser pour des substrats de fortes épaisseurs dédiés aux antennes. L'antenne excitée par fente a été fabriquée et mesurée et présente des résultats proches des attentes théoriques. Quelques écarts en fréquence et en bande passante s'expliquent notamment par une connexion délicate entre la ligne de transmission de l'antenne et le connecteur SMA de l'analyseur de réseau.

Plusieurs sous-réseaux d'antennes microruban ont été étudiés dont les réseaux linéaires, planaires et hexagonaux. Les réseaux d'antennes ont la capacité de pouvoir dépointer leur lobe principal en jouant sur le déphasage électronique entre deux antennes successives. Le diagramme de rayonnement de l'antenne réseau peut ainsi être adapté suivant sa position par rapport au satellite géostationnaire.

Les réseaux linéaires et planaires sont les plus simples à concevoir. Les lobes secondaires peuvent être abaissés grâce à des techniques de pondération en amplitude telle que la méthode de Dolph-Chebychev. Les réseaux hexagonaux et circulaires ont des lobes secondaires naturellement très bas avec un écart aux alentours de 20 dB entre le lobe principal et les lobes secondaires. Néanmoins, ils ne sont pas idéaux en terme de compacité et ne sont, par conséquent, pas utilisés pour notre application. Cette étude s'est donc conclue par la conception de sous-réseaux linéaires, compatible avec l'application visée.

A terme, le réseau d'antennes final (constitué de 8 sous-réseaux d'au minimum 8 antennes microruban – Figures 1.7.1 et 1.7.2) ainsi que le récepteur en aval sera positionné sur la face arrière d'un écran d'un ordinateur portable. En effet, il est plus facile de gérer le traitement du signal si le support nomade ne bouge pas continuellement.

Ce travail a été l'occasion de mettre en évidence quelques problèmes contraignants qui constituent les perspectives de cette étude de faisabilité. En effet, le dispositif étant mobile, il se pose la question de l'alignement de la polarisation (cette étude ayant été faite pour une polarisation rectiligne, verticale OU horizontale). Une solution serait d'utiliser une antenne à polarisation circulaire afin d'être capable de réceptionner n'importe quelle polarisation rectiligne. Cependant, cette solution engendrerait une perte d'environ 3 dB de gain, ce qui problématique pour notre application du fait que les signaux reçus sont très faibles, ayant parcourus près de 36 000 km.

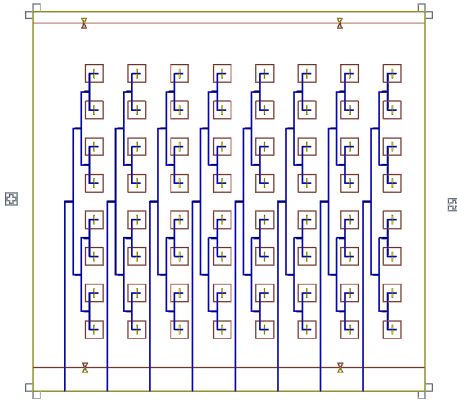


FIGURE 1.7.1 – Layout du réseau final constitué de 8 sous-réseaux de 8 *patches*

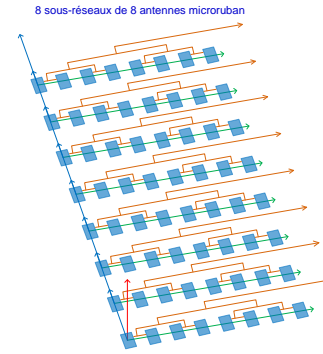


FIGURE 1.7.2 – Réseau final constitué de 8 sous-réseaux de 8 *patches*

Une autre contrainte concerne la visée du satellite géostationnaire par le sous-réseau d'antenne. L'approche purement électronique développée dans ce travail, par déphasage des sources, est limitée du fait d'une forte remontée des lobes secondaires. Une solution à envisager serait d'allier les avantages du déphasage électronique avec ceux d'une approche mécanique.

Concernant la réalisation d'un sous-réseau d'antennes, les connexions entre les lignes de transmission et les antennes microruban peuvent être améliorées en utilisant des diviseurs de Wilkinson. Les plots en bout de lignes doivent être conçus afin de minimiser les capacités parasites et ainsi éviter la désadaptation entre le sous-réseau et le récepteur unitaire.

La mise en réseau d'antennes est incontournable pour tenir les spécifications requises de gain et d'agilité angulaire mais elle engendre une remontée importante des lobes secondaires lors du dépointage. Une optimisation du sous-réseau en terme de gain et de dépointage est à envisager. Pourquoi ne pas faire des investigations du côté de la technologie *SIW* (*Substrate Integrated Waveguide*) qui offre une solution compétitive concernant le gain, le coût et l'agilité angulaire de dépointage [32, 40]? En effet, avec cette technologie et dans la bande Ku, un sous-réseau d'antennes présente un gain d'environ 17 dBi pour une surface de  $36 \times 146.4 \text{ mm}^2$  [40].

Ce chapitre I a permis d'appréhender la conception du réseau d'antennes et d'introduire le fonctionnement général du démonstrateur visant à recevoir la TV numérique par satellite dans la bande Ku. Après un tour d'horizon des systèmes sans fil ainsi que des blocs les constituant (Chapitre II), des études théoriques et au niveau système sont menées afin de mieux comprendre la mise en parallèle de plusieurs récepteurs (Chapitre III). Enfin, le chapitre IV aborde la conception des blocs élémentaires d'une chaîne de réception ainsi que leur mise en système en réalisant un premier prototype de deux chemins unitaires.

# Bibliographie

[1]

- [1] *www.globalstar.com*.
- [2] *www.onastra.fr*.
- [3] J.A.G. Akkermans and M.H.A. Herben. Planar beam-forming array for broadband communication in the 60 GHz band. *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, pages 1–6, Nov. 2007.
- [4] M.I. Aksun, S.-L. Chuang, and Y.T. Lo. On slot-coupled microstrip antennas and their applications to CP operation-theory and experiment. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, pages 1224–1230, Aug. 1990.
- [5] ASSOCIATE PROFESSOR Ir. Dr. WAN KHAIRUDDIN WAN ALI. *Wideband microstrip antenna for land based vehicles*. Research project, University of Malaysia, 2004.
- [6] J.I. Alonso, J.M. Blas, L.E. Garcia, J. Ramos, J. de Pablos, J. Grajal, G.G. Gentili, J. Gismero, and F. Perez. Low Cost electronically steered antenna and receiver system for mobile satellite communication. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, pages 2438–2449, Dec. 1996.
- [7] I. J. Bahl and P. Bhartia. *Microstrip Antennas*. Norwood, MA : Artech House, 1980.
- [8] C.A. Balanis. *Antenna theory : analysis and design*. Wiley.
- [9] A. K. Bhattacharyya and L. Shafai. Surface Wave Coupling Between Circular Patch Antennas. *Electronics Letters*, pages 1198–1200, Vol. 22, 1986.
- [10] Yiqun Cao, V. Issakov, and M. Tiebout. A 2kV ESD-Protected 18GHz LNA with 4dB NF in 0.13um CMOS. *Solid-State Circuits Conference. IEEE International*, pages 103–104, Feb.2008.
- [11] K. R. Carver. A Leaky Wave Analysis of the High-Gain Printed Antenna Configuration. *Proceedings of the Workshop on Printed Antenna Technology*, pages 1–4, New Mexico State University, Las Cruces, NM, 1979.
- [12] D. C. Chang. Conformed Microstrip Antennas Microstrip Phased Arrays. *Special Issue. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, pages 1–4, Vol. 29, 1981.
- [13] Fong-Cheng Chang, Ping-Cheng Huang, Shih-Fong Chao, and Huei Wang. A Low Power Folded Mixer for UWB System Applications in 0.18um CMOS Technology. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, pages 367–369, May 2007.
- [14] Kai Chang. *RF and Microwave Wireless Systems*. John Wiley Son, Inc., 2000.
- [15] Wu-Nan Chen, Kuo-Hua Cheng, and Ting-You Hsueh. A Low Power Gilbert Mixer for 10GH Application Using TSMC 0.18 um CMOS RF Technology. *Solid-State and Integrated Circuit Technology, 8th International Conference on*, pages 1559–1561, Oct. 2006.

- [16] Paul François Combes. *Micro-ondes - Lignes, guides et cavités*. Dunod, 1996.
- [17] Paul François Combes. *Micro-ondes - Circuits passifs, propagation, antennes*. Dunod, 1997.
- [18] A. Deschamps. Microstrip Microwave Antennas. *Third USAF Symposium on Antennas*, pages 1–4, 1953.
- [19] DVB BlueBook A092 Rev.3. *Digital Video Broadcasting (DVB); DVB-H Implementation Guidelines*, April 2009.
- [20] ETSI : EN 300 421 V1.1.2. *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services*, Août 1997.
- [21] ETSI : TR 101 200. *Digital Video Broadcasting (DVB); A Guide for the Use of DVB Specifications and Standards*, Sept. 1997.
- [22] Jean Michel Fleuriault. *Synthèse du diagramme de rayonnement d'un réseau de sources*. Thèse, 1996.
- [23] Xiang Guan and A. Hajimiri. A 24-GHz CMOS front-end. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 368 – 373, Feb.2004.
- [24] Erik O. Hammerstad. Equations for Microstrip Circuit Design. *Microwave Conference, 1975. 5th European*, pages 268 –272, Sept. 1975.
- [25] Robert C. Hansen. *Phased Array Antennas*. Second Edition, 2009.
- [26] R. Houzé. *LES ANTENNES. Tome 2, ...Du fil rayonnant à la parabole, 2ème édition*. Frequences Emap-Alpha, 1996.
- [27] D. R. Jackson and A. Oliner. A Leaky Wave Analysis of the High-Gain Printed Antenna Configuration. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, pages 905–910, Vol. 36, 1988.
- [28] Alexander Kuchar. *Aperture Coupled Microstrip Patch Antenna Array*. Thesis, 1996.
- [29] D. L. Lee. *Electromagnetics Principles of Integrated Optics*. New York : Wiley, 1986.
- [30] M.E. Long. *The digital satellite TV handbook*. Newnes, 1999.
- [31] R. E. Munson. Conformed Microstrip Antennas Microstrip Phased Arrays. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, pages 74–78, Vol. 22, 1974.
- [32] D. V. Navarro, L. F. Carrera, and M. Baquero. A siw slot array antenna in ku band. *Antennas and Propagation (EuCAP)*, pages 1 –4, April 2010.
- [33] Tsuyoshi Ogino. 60 GHz Phased Array : Design and Measurements. ?, page ?, 2008.
- [34] O. Picon. *Les antennes : théorie, conception et application*. Dunod, 2009.
- [35] D. M. Pozar. Microstrip Antennas. *IEEE Proc.*, pages 79–81, Vol. 80, 1992.
- [36] Beranger R. Bruit thermique et réception. *Radio-REF*, pages 1–4, Décembre 2003.
- [37] F. Rivet, Y. Deval, J.-B. Begueret, D. Dallet, P. Cathelin, and D. Belot. A disruptive receiver architecture dedicated to software-defined radio. *Circuits and Systems II : Express Briefs, IEEE Transactions on*, pages 344 –348, April 2008.
- [38] F. Tiezzi and S. Vaccaro. Hybrid phased array antenna for mobile Ku-band DVB-S services. *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on*, pages 1–4, Nov. 2006.
- [39] Lung-Fai Tuen and Ching-Lieh Li. Design and optimization for the satellite ku-band cp array antennas. *Applications of Electromagnetism and Student Innovation Competition Awards (AEM2C), 2010 International Conference on*, pages 274 –278, Aug. 2010.



- 
- [40] Dae-Gi Yoon, Young-Pyo Hong, Yong-Jun An, Jeen-Sang Jang, Ui-Yong Pak, and Jong-Gwan Yook. High-gain planar tapered slot antenna for ku-band applications. *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 Asia-Pacific*, pages 1914 –1917, Dec. 2010.
- [41] Jean-Francois Zurcher and Fred E. Gardiol. *Broadband patch antennas*. Artech House, Boston, 1995.



## Chapitre II



You see, wire telegraph is a kind of a very, very long cat.  
You pull his tail in New York and his head is meowing in Los Angeles.

Do you understand this?

And radio operates exactly the same way: you send signals here,  
they receive them there.

The only difference is that there is no cat.

Albert Einstein

## Chapitre 2

# Architectures de systèmes et circuits RF dédiées aux applications mobiles

L'objectif de ce chapitre est de définir les notions de base concernant les chaînes de réception pour une meilleure compréhension de ce manuscrit et des différentes discussions concernant la faisabilité d'un récepteur faible coût et faible consommation dans la bande Ku pour la mobilité. Après avoir balayé la littérature des différentes architectures de récepteurs et de leurs blocs élémentaires, nous allons mettre en évidence leur principe, les avantages et inconvénients quant à l'implémentation de la mise en parallèle de systèmes en phase, ce qui constitue la finalité de ce travail de recherche.

### 2.1 Contexte de l'étude

Les principaux standards de communication sans fil sont répertoriés Figure 2.1.1 [70]. Les potentialités des technologies des semi-conducteurs et la bande de fréquence conditionnent le choix de la technologie pour réaliser les systèmes satisfaisants ces normes. Dans ce manuscrit, l'application visée est la télévision numérique par satellite dans la bande Ku. Pour cette gamme de fréquence, les technologies III/V [43, 97] et bipolaire (SiGe) [89] ont largement fait leur preuve mais la technologie silicium CMOS semble être une solution prometteuse pour satisfaire les contraintes de faible coût et de forte densité d'intégration pour une production de masse.

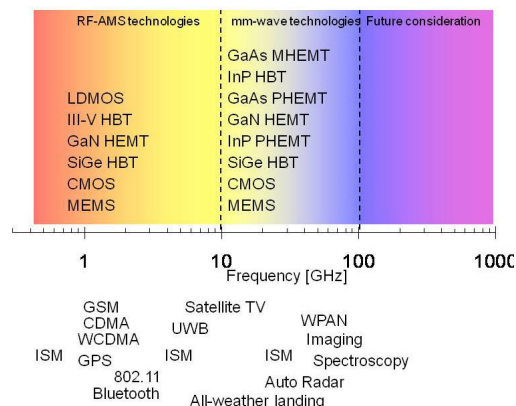


FIGURE 2.1.1 – Applications et technologies par gamme de fréquence (ITRS roadmap 2009) [70]

## 2.2 Architecture RF du récepteur

Un récepteur a pour but de recevoir un signal RF modulé, de le transposer en fréquence, tout en le filtrant, pour le présenter à un démodulateur (Figure 2.2.1) [46].

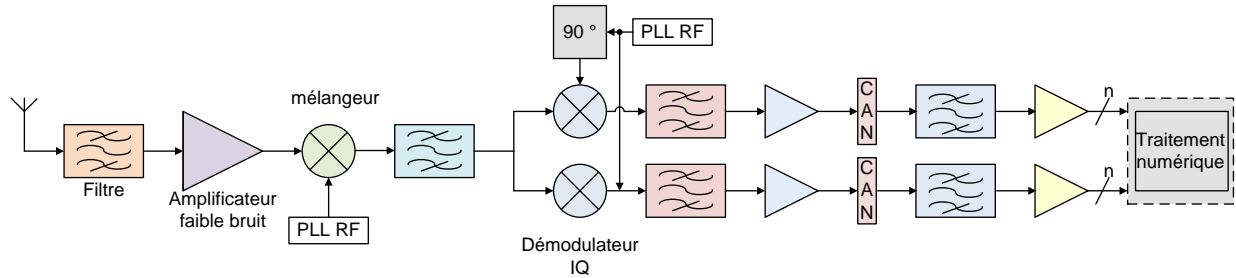


FIGURE 2.2.1 – Structure fonctionnelle d'un récepteur [46]

Ce récepteur doit être capable de traiter l'information souhaitée tout en gérant les signaux parasites (Figure 2.2.2) et non désirés (les signaux de forte puissance ou signaux de blocage, les canaux adjacents...).

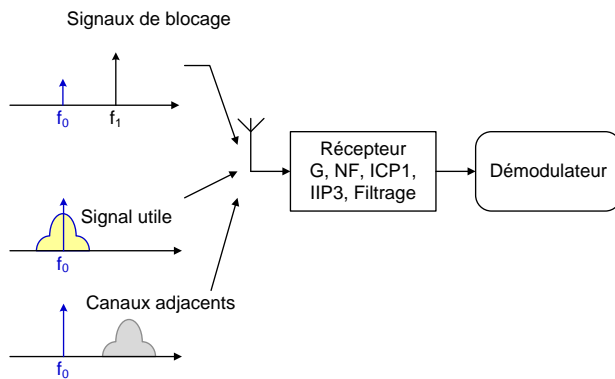


FIGURE 2.2.2 – Environnement de fonctionnement d'un récepteur [46]

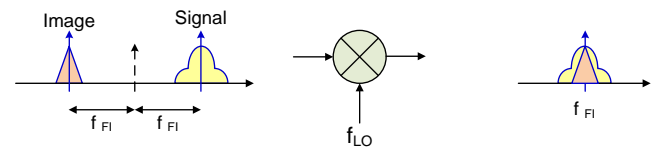


FIGURE 2.2.3 – Effet de la fréquence image sur le spectre du signal utile

Après avoir défini les caractéristiques principales d'une chaîne de réception, les différentes architectures de récepteur sont étudiées afin de justifier celle qui a été retenue pour le chemin unitaire de notre application.

### 2.2.1 Grandeurs caractéristiques d'une chaîne de réception

#### 2.2.1.1 Facteur de bruit

##### Définition du facteur de bruit en dB (*Noise Figure*)

Le facteur de bruit ( $F$ ) permet d'apprécier la qualité d'un système en fonction du bruit qu'il génère. Il quantifie donc la dégradation du rapport signal à bruit entre la sortie ( $SNR_{out}$ ) et l'entrée ( $SNR_{in}$ ). En

décibel, le facteur de bruit prend le nom de “facteur de bruit en dB” (*Noise Figure* –  $-NF$ ) et est défini par l’équation 2.2.1 [42] :

$$NF = 10 \log(F) \text{ avec } F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (2.2.1)$$

### Facteur de bruit de la mise en cascade de $N$ étages

Considérons la mise en cascade de  $N$  blocs RF (Figure 2.2.4) ; le  $n^{\text{ème}}$  étage présentant un gain en puissance  $G_n$ , un facteur de bruit  $F_n$  et un point d’interception d’entrée d’ordre 3  $IIP3_N$ .

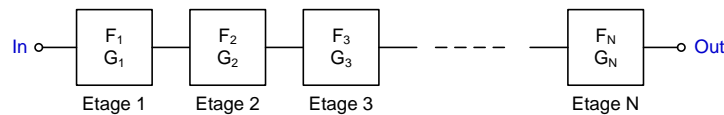


FIGURE 2.2.4 – Système à  $N$  étages

En supposant que tous les étages sont adaptés entre eux, le facteur de bruit total est donné par la formule de Friis (Equation 2.2.2) [59].

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 G_2 G_3 \dots G_{N-1}} \quad (2.2.2)$$

La formule de Friis montre que le facteur de bruit du premier étage fixe le facteur de bruit total du système car la contribution en bruit d’un étage est diminuée par le gain de l’étage qui le précède.

#### 2.2.1.2 Linéarité

Tout récepteur est un système non linéaire et présente une fonction de transfert linéaire seulement si le signal d’entrée est suffisamment faible. Lorsque la puissance d’entrée accroît au-delà d’un certain niveau, on observe un comportement non linéaire du récepteur et donc des distorsions des signaux qui le traverse. Ces phénomènes de non linéarités sont quantifiés par le gain de compression et les produits d’intermodulation au-dessus du plancher de bruit.

#### Point de compression à -1 dB

Le gain de compression est l’une des figures de mérite de la linéarité d’un récepteur. En théorie, la puissance de sortie augmente linéairement avec la puissance d’entrée alors que la fonction de transfert d’un récepteur réel sature à partir d’un certain niveau de puissance en entrée (Figure 2.2.5). On définit le point de compression à  $-1$  dB en entrée ( $ICP1$ ) comme étant la puissance d’entrée pour laquelle le gain du fondamental chute de  $1$  dB par rapport à sa valeur petit signal. Ce point de compression est important car il indique quand les problèmes d’intermodulation deviennent très sérieux et pénalisants.

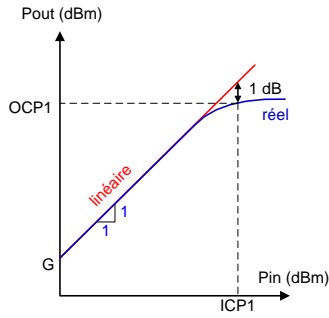


FIGURE 2.2.5 – Point de compression à -1 dB

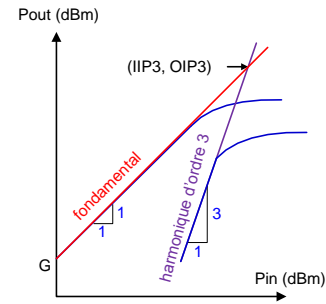


FIGURE 2.2.6 – Produit d'intermodulation d'ordre 3

### Produits d'intermodulation

Le point d'interception du 3<sup>ème</sup> ordre est le paramètre le plus important pour juger la linéarité d'un système. On considère deux signaux d'entrée interférents  $f_1$  et  $f_2$  ( $f_2 > f_1$ ) relativement proches inclus dans la bande passante du système, où d'éventuels bloqueurs peuvent apparaître.

Lorsque ces interférences ont suffisamment de puissance, le récepteur génère des harmoniques  $\pm n f_1 \pm m f_2$  ( $m$  et  $n$  sont des entiers supérieurs ou égaux à zéro) du fait des intermodulations. On s'intéresse plus particulièrement à deux de ces produits d'intermodulation (IPs), à savoir  $(2 f_1 - f_2)$  et  $(2 f_2 - f_1)$  car ils peuvent se trouver dans la bande utile du signal (dans le voisinage des fondamentaux) et sont donc impossible à filtrer. En guise d'illustration, les produits d'intermodulation du second ordre ( $f_1 \pm f_2$ ) et du troisième ordre ( $2 f_1 \pm f_2$  et  $2 f_2 \pm f_1$ ) sont représentés Figure 2.2.7 [46].

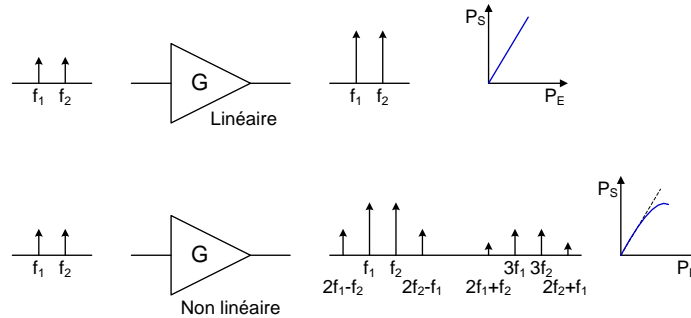


FIGURE 2.2.7 – Représentation simplifiée d'un phénomène non linéaire pour un signal deux tons [46]

Globalement, la puissance du  $(n + m)$ <sup>ème</sup> IP augmente avec la pente en  $(n + m)$  dB/1 dB en réponse à l'augmentation de la puissance d'entrée de l'interférence. Le point d'interception du troisième correspond à l'intersection de la droite du fondamental (de pente 1 dB/1 dB) avec celle du produit d'intermodulation d'ordre 3 (de pente 3 dB/1 dB), comme cela est illustré Figure 2.2.6. L'abscisse de ce point d'interception correspond au point d'interception en entrée d'ordre 3 (IIP3) et l'ordonnée correspond au point d'interception en sortie d'ordre 3 (OIP3).

### Linéarité de la mise en cascade de N étages

Pour un système constitué de la mise en cascade de  $N$  étages (Figure 2.2.4), la valeur de  $IIP3_{total}$  est déduite de l'équation 2.2.3 [85] :

$$\frac{1}{IIP3_{total}} = \frac{1}{IIP3_1} + \frac{G_1}{IIP3_2} + \frac{G_1 G_2}{IIP3_3} + \dots + \frac{G_1 G_2 G_3 \dots G_{N-1}}{IIP3_N} \quad (2.2.3)$$

La dérivée de l'équation de Friis pour la linéarité de la mise en cascade de  $N$  étages montre que les exigences en linéarité des blocs en aval sont contraignantes car leur impact sur le système total est conditionné par le gain des blocs les précédant.

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

Le point de compression à 1 dB en entrée ( $ICP1$ ) est relié au point d'interception d'entrée d'ordre 3 ( $IIP3$ ) par la relation suivante (Equation 2.2.4) [87] :

$$IIP3 \mid_{dBm} = ICP1 \mid_{dBm} + 9.66 \text{ dB} \quad (2.2.4)$$

Ainsi, la valeur de l' $ICP1$  est d'environ 9.6 dB inférieure à celle de l' $IIP3$ .

#### 2.2.1.3 Sensibilité et dynamique d'entrée

##### Sensibilité d'un récepteur RF

La sensibilité d'un récepteur RF correspond au niveau minimal d'entrée détectable (*càd* pour un rapport signal à bruit en sortie donné  $SNR_{out, min}$ ) et est notée  $P_{in, min} \mid_{dBm}$  (Equation 2.2.5) [85].

$$P_{in, min} \mid_{dBm} = -174 \text{ dBm/Hz} + 10 \log(B) + NF + SNR_{out, min} \mid_{dB} \quad (2.2.5)$$

où,  $B$  : largeur de bande du canal considéré

##### Dynamique d'entrée

La dynamique d'entrée correspond au rapport entre la puissance maximale "supportable" du signal d'entrée et la puissance minimale "exploitable" du signal d'entrée pour laquelle le système possède une bonne qualité du signal [85].

La puissance minimale exploitable est donnée par la sensibilité d'un récepteur RF (Equation 2.2.5).

La puissance maximale supportable ( $P_{in, max}$ ) correspond au niveau maximal de puissance en entrée d'un signal de deux tons pour lequel les produits d'intermodulation du troisième ordre ramenés en entrée atteignent le plancher de bruit (Equation 2.2.6) [85].

$$P_{in, max} = \frac{2 IIP3 - 174 \text{ dBm/Hz} + 10 \log(B) + NF}{3} \quad (2.2.6)$$

Ainsi, la dynamique (en dB), également appelée  $SFDR$  (*Spurious Free Dynamic Range*) est égale à l'équation 2.2.7 ci-dessous [85] :

$$SFDR = \frac{2}{3} [IIP3 - 174 \text{ dBm/Hz} + 10 \log(B) + NF] - SNR_{out, min} \quad (2.2.7)$$

## 2.2.2 Différents types d'architecture de récepteurs

### 2.2.2.1 Récepteur hétérodyne

Le principe de fonctionnement d'un récepteur hétérodyne [86] est la transposition de la bande de réception (centrée sur la fréquence RF,  $f_{RF}$ ) autour d'une fréquence intermédiaire  $f_{FI}$  pour être filtré, puis une seconde descente en fréquence en bande de base centrée sur la fréquence centrale  $f_{BB}$  du canal souhaité. Enfin, le signal en bande de base est envoyé au démodulateur (Figure 2.2.8).

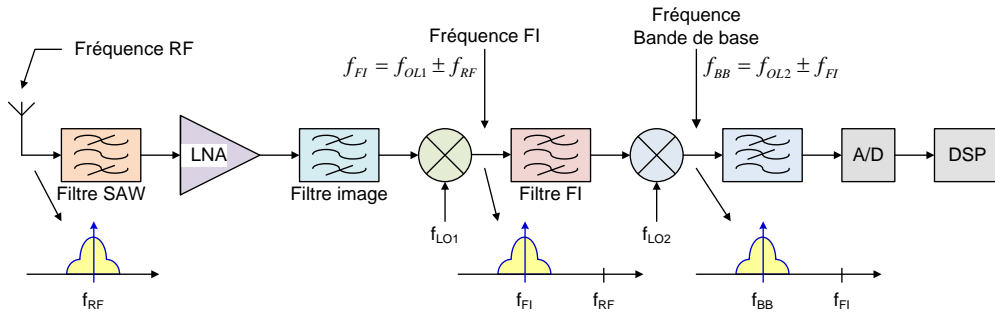


FIGURE 2.2.8 – Architecture d'un récepteur hétérodyne

Cette architecture est très utilisée car elle présente de nombreux avantages. Un filtrage progressif des signaux interférents (bloqueurs, canaux adjacents) permet de gérer les contraintes de linéarité du récepteur. Cependant, cette architecture pose le problème de la fréquence image (Figure 2.2.3). Par définition, une fréquence image  $f_{image}$  est une fréquence présente à l'entrée du mélangeur telle que son mélange avec la fréquence de l'oscillateur local  $f_{OL}$  donne également la fréquence intermédiaire  $f_{FI}$  [46]. Cette fréquence doit donc être supprimée avant le mélangeur, filtrage qui s'ajoute au filtre d'antenne (filtre de présélection). Pour ne pas trop dégrader les performances en bruit du récepteur, les filtres de présélection et d'image sont placés avant et après l'amplificateur faible bruit.

Le choix du filtre et de la fréquence intermédiaire doit être fait judicieusement. En effet, une fréquence intermédiaire trop basse engendre un filtre d'antenne avec un fort coefficient de qualité et donc d'importantes pertes, ce qui va dégrader le facteur de bruit du récepteur. Par contre, une fréquence intermédiaire trop élevée relâche les contraintes au niveau du premier filtre, mais, après le mélangeur, le filtre de canal doit avoir un coefficient de qualité d'autant plus élevé que l'est la fréquence intermédiaire, car la largeur de bande relative est d'autant plus étroite que la fréquence intermédiaire est élevée (Figure 2.2.9).

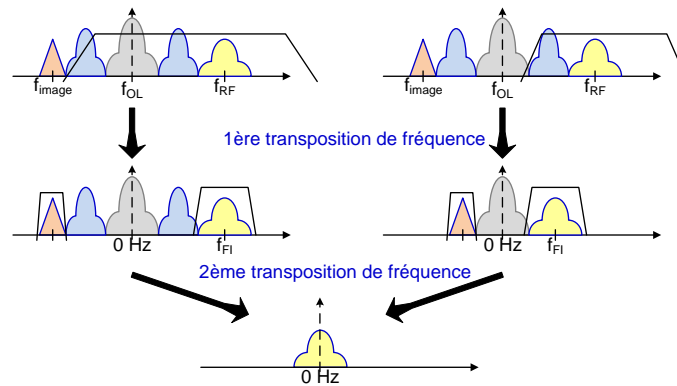


FIGURE 2.2.9 – Filtrage dans un récepteur hétérodyne

Un compromis est donc à faire entre la fréquence intermédiaire et le filtre de canal. Ces filtres sont, en fonction de la fréquence, soit à ondes de surface, soit des filtres céramiques [46]. Ils ne sont pas intégrables avec le reste du récepteur, leur prix est assez élevé et cela nécessite des blocs d'adaptation pour les relier à l'amplificateur faible bruit. Il est donc primordial de trouver des solutions pour rejeter la fréquence image sans utiliser des filtres externes.



### 2.2.2.2 Récepteurs à réjection d'image

Le principe de la structure de *Hartley* consiste à démoduler les voies en phase et en quadrature de phase. Le signal RF est multiplié par deux signaux en quadrature issus de l'oscillateur local. Après le filtrage de chaque voie, les signaux *I* et *Q* sont additionnés, sachant que la voie *Q* subit un déphasage de  $90^\circ$  (Figure 2.2.10) [46, 85].

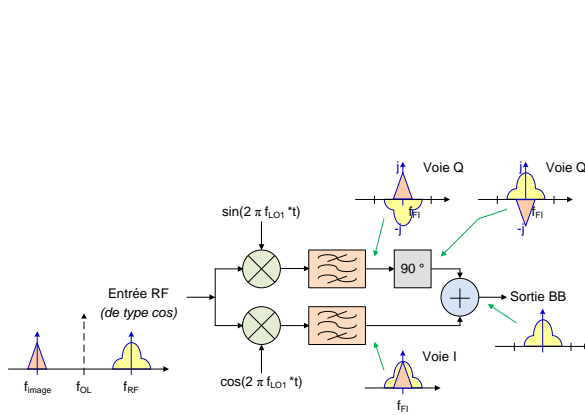


FIGURE 2.2.10 – Récepteur à réjection d'image : structure de *Hartley*

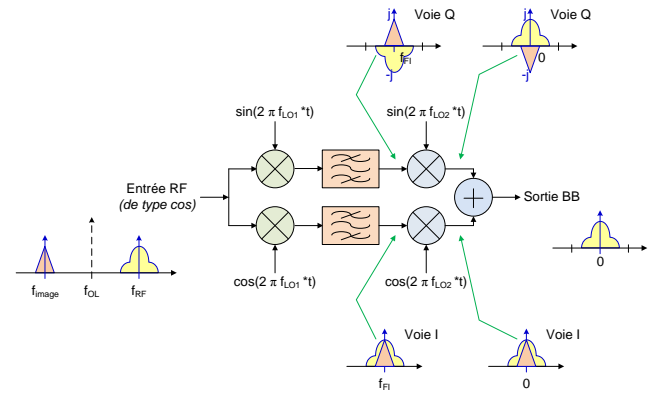


FIGURE 2.2.11 – Récepteur à réjection d'image : structure de *Weaver*

A la sortie de la topologie de *Hartley*, la fréquence est bien éliminée théoriquement. Cependant, il faut tenir compte des problèmes de désappariements de cette structure (les erreurs d'amplitude entre les voies *I* et *Q* et les erreurs de phase entre deux signaux déphasés de  $90^\circ$ ).

Par ailleurs, il existe une autre structure permettant la réjection de la fréquence image : c'est la structure de *Weaver* (Figure 2.2.11) [46]. La restitution du signal se faisant en bande de base, cela permet d'éliminer la fréquence image car le déphaseur de la voie *Q* de la structure de *Hartley* est remplacé par une seconde transposition en fréquence. Néanmoins, cette structure de *Weaver* présente les mêmes imperfections que celle de *Hartley* et ne convient pas aux systèmes où il n'est pas nécessaire de générer les voies en phase et en quadrature.

### 2.2.2.3 Récepteur homodyne (ou à conversion directe ou "Zero-FI")

Le récepteur homodyne ou à fréquence intermédiaire nulle ("Zero-FI") consiste à transposer le signal RF directement en bande de base, sans passer par une fréquence intermédiaire (Figure 2.2.12) [46].

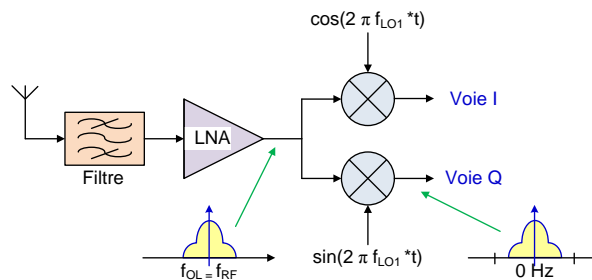


FIGURE 2.2.12 – Architecture d'un récepteur homodyne

Il n'y a pas de problème de fréquence image car il n'existe pas d'autre fréquence telle que  $f_{RF} - f_{OL} = 0$ . Cette solution est attractive car elle ne nécessite pas l'utilisation de filtres de réjection d'image coûteux et encombrants. De plus, la consommation et la complexité sont réduites par rapport à une structure hétérodyne car seule une transposition de fréquence suffit. Cependant, cette structure ne convient pas aux systèmes impliquant des modulations présentant une densité spectrale de puissance non nulle à l'origine.

Les principaux inconvénients du récepteur homodyne sont les suivants :

- **la présence d'une tension continue de décalage** (ou *DC-Offset*) générée à la sortie du mélangeur. Cette tension va être amplifiée par les étages en bande de base et ainsi provoquer la saturation des étages d'amplifications et des convertisseurs analogique/numérique.

Une première source de cette tension continue peut être le résultat du mélange du signal OL avec lui-même, avec un gain important s'il remonte à l'antenne et est amplifiée par toute la chaîne de réception (du fait de la mauvaise isolation entre les voies OL et RF).

Une autre origine de la tension continue, dite dynamique, est issue de la présence d'interférences de forte puissance à l'antenne. Ces fortes interférences se couplent par rayonnement à l'entrée OL du mélangeur. Cette tension continue ayant moins d'impact pour une structure hétérodyne de par l'utilisation de filtre passe-bande après le premier mélange. La tension continue générée au second mélangeur a un impact plus faible que dans la situation d'un récepteur homodyne, car il y a moins de gain jusqu'aux convertisseurs analogique-numérique.

Pour résoudre les problèmes d'offset statique, une tension de signe opposé doit être ajoutée pour supprimer la composante continue. Pour le cas de l'*Offset* dynamique, une solution suggère l'utilisation d'algorithmes de traitement du signal en bande de base [74, 68].

- **le désappariement des voies I et Q**, engendrant des erreurs d'amplitude et/ou de phase. Cela induit donc une déformation de la constellation du signal et l'augmentation du taux d'erreur binaire (*BER – Bit Error Rate*).
- **la dégradation de la sensibilité du récepteur aux très basses fréquences**. Cela est dû au niveau de bruit élevé en basses fréquences (bruit en  $1/f$ ) qui va se superposer au signal utile.

Malgré tous ces inconvénients, le récepteur homodyne est largement utilisé de par son éventuelle intégration monolithique et sa capacité de reconfigurabilité.

#### 2.2.2.4 Récepteur à faible fréquence intermédiaire (“Low-IF” – *Low-Intermediate Frequency*)

Une solution pour garder les avantages du récepteur homodyne sans ses inconvénients de la tension continue, est de réaliser une transposition à la fréquence intermédiaire non nulle, typiquement de l'ordre de quelques canaux. Mais celle-ci doit être relativement basse pour ne pas impacter les performances du convertisseur analogique-numérique. Quelle que soit la modulation, il est alors possible de filtrer le signal par un filtre passe-haut sans détériorer son spectre [46]. De plus, la fréquence intermédiaire doit être choisie telle que les canaux adjacents ne deviennent pas la fréquence image du signal.

Le récepteur à faible Fréquence Intermédiaire (FI) offre de réelles potentialités du fait de son haut niveau d'intégration et est plus efficace pour des applications à bande étroite que celles à large bande [50]. Cette architecture est donc largement utilisée pour les récepteurs multistandards de par de son haut degré d'intégration, son faible coût de fabrication et sa faible consommation [76].

#### 2.2.2.5 Récepteur FI numérique (*Digital-IF Receiver*)

La seconde descente en fréquence et le filtrage en bande de base de la structure hétérodyne peuvent être implémentés efficacement en numérique avec une architecture digitale à la fréquence intermédiaire (*Digital-IF*

*Architecture*) [86]. Avec une telle architecture, le signal FI est numérisé et subit une deuxième descente en fréquence ainsi qu'un filtrage passe-bas numériquement pour aboutir à des signaux en quadrature en bande de base (Figure 2.2.13).

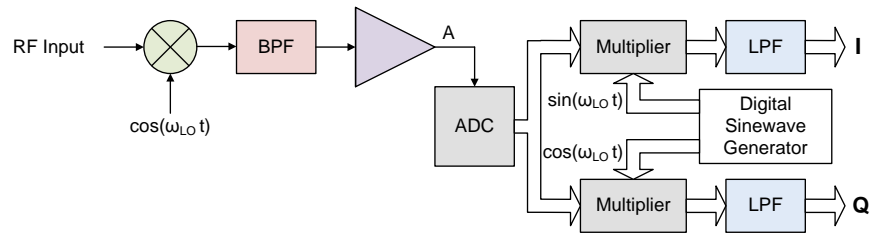


FIGURE 2.2.13 – Récepteur numérique FI

Cette structure présente l'avantage d'être insensible aux désappariements des voies  $I$  et  $Q$ . Cependant, le principal inconvénient concerne les contraintes exigées pour le convertisseur analogique-numérique [86].

### 2.2.3 Choix de l'architecture du chemin unitaire du *Front-End*

Le tableau 2.1 compare les principales architectures de récepteur en vue de sélectionner la plus appropriée pour l'application visée.

Compte tenu des spécifications de l'application visée, en particulier une fréquence intermédiaire aux alentours de 1 GHz et des contraintes de compacité et consommation (Chapitre I), l'architecture d'un chemin unitaire est donc faible fréquence intermédiaire (récepteur "Low-IF").

TABLE 2.1 – Comparaison entre les trois principales architectures de récepteur

	Avantages	Inconvénients
<b>Récepteur hétérodyne</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☺ Importante sélectivité</li> <li>☺ Grande sensibilité</li> <li>☺ Fuites négligeables vers l'antenne</li> <li>☺ Pas de problème d'offset</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☹ Filtres avec un fort coefficient de qualité</li> <li>☹ Nombre élevé de composants externes/internes</li> <li>☹ Adaptation d'impédance entre chaque bloc</li> <li>☹ Consommation élevée</li> <li>☹ Intégration <i>MMIC</i> impossible</li> </ul>
<b>Récepteur "Zero-IF"</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☺ Pas de fréquence image</li> <li>☺ Pas d'adaptation <math>50\Omega</math> après le <i>LNA</i></li> <li>☺ Forte intégration <i>MMIC</i> (sauf filtre et antenne)</li> <li>☺ Simplicité de conception RF</li> <li>☺ Un seul étage de transposition</li> <li>☺ Consommation réduite</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☹ Problème d'offset DC</li> <li>☹ Sensibilité et dynamiques élevées de la partie BB</li> <li>☹ Intermodulation d'ordre 2 (mélangeur, blocs BB)</li> <li>☹ Bruit en <math>1/f</math></li> <li>☹ Contraintes sur le traitement BB</li> <li>☹ Sensibilité aux désappariement des voies I et Q ( + équilibrage des voies I et Q difficile en RF)</li> <li>☹ Coût et complexité (partie BB) encore assez élevés</li> </ul>
<b>Récepteur "Low-IF"</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☺ Pas de tension DC-Offset</li> <li>☺ Pas de problème du bruit en <math>1/f</math></li> <li>☺ Consommation réduite</li> <li>☺ Forte intégration <i>MMIC</i></li> <li>☺ Pas de problème d'adaptation</li> <li>☺ Pas de filtres image, pas de filtre FI</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☹ Sensibilité et dynamiques élevées de la partie BB</li> <li>☹ Intermodulation d'ordre 2</li> <li>☹ Filtrage passe-bas large bande</li> <li>☹ Sensibilité aux désappariement des voies I et Q ( + équilibrage des voies I et Q difficile en RF)</li> </ul>

## 2.3 Introduction sur la mise en réseau de systèmes

### 2.3.1 Principe de la mise en réseau de systèmes en phase (*Phased Array Systems*)

Le concept de la mise en réseau de systèmes est utilisé depuis les années 70 dans le domaine des radars [83]. D'autres applications tirent profit de ce type d'architectures, à savoir la radio astronomie [91] et le biomédical [47, 81]. En effet, la mise en réseau de systèmes exploite les avantages de la diversité spatiale pour reconstituer l'information souhaitée en utilisant des méthodologies électroniques. Ainsi, il est possible de conformer le diagramme de rayonnement dans une direction donnée et de le supprimer dans les autres directions de l'espace [67].

Les réseaux d'antennes peuvent être implémentés soit en émission (*MISO – Multiple-Input Single-Output*), soit en réception (*SIMO – Single-Input Multiple-Output*) ou encore en émission-réception (*MIMO – Multiple-Input Multiple-Output*) [67]. De tels systèmes à base de réseaux d'antennes utilisent des algorithmes temporels de traitement du signal pour reconstituer le signal désiré à partir de chemins unitaires indépendants (diversité spatiale des antennes) [44, 98]. Malheureusement, les systèmes mettant en œuvre de tels algorithmes (MIMO par exemple) sont encombrants et coûteux car la distance entre deux antennes successives est supérieure à la longueur d'onde [67], ce qui est incompatible avec les contraintes de compacité et de faible coût de l'application visée.

La mise en réseau de systèmes en phase est une application particulière des systèmes à base de réseaux d'antennes. Le principe d'un récepteur issu d'une telle mise en parallèle de plusieurs chemins unitaires (*Phased Array Receiver*), chacun étant connecté à une antenne différente, est illustrée Figure 2.3.1 [66]. On considère que le réseau d'antenne est linéaire pour faciliter la compréhension de ce principe.

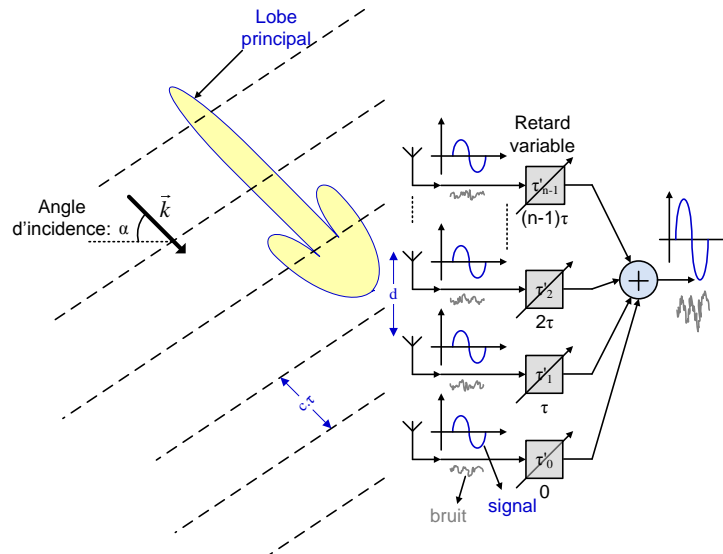


FIGURE 2.3.1 – Schéma générique d'un récepteur utilisant la mise en parallèle de chemins unitaires [66]

De manière générale, les ondes arrivent décalées temporellement sur chacun des éléments du réseau d'antennes. Un système idéal compenserait ces différents retards (qui dépendent de l'angle d'incidence et de la distance entre deux antennes successives) pour combiner en phase tous les signaux de façon cohérente afin d'améliorer la réception dans une direction donnée tout en rejetant les interférences dans les autres directions.

Considérons une onde plane arrivant sur chaque antenne du réseau avec un retard progressif  $\tau$ . Le retard entre deux éléments adjacents est relié à la distance entre ces deux éléments  $d$  et l'angle d'incidence par rapport à la normale  $\theta$  et est défini par l'équation 2.3.1 ci-dessous [66] :

$$c \tau = d \sin(\theta) \quad (2.3.1)$$

où,  $c$  : vitesse de la lumière dans le vide

Le signal arrivant sur la première antenne s'écrit de la façon suivante (Equation 2.3.2) [62] :

$$S_0(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t)] \quad (2.3.2)$$

où,  $A(t)$  : amplitude du signal;  $\varphi(t)$  : phase du signal  
 $\omega_c$  : fréquence de la porteuse

Le signal reçu par le  $k^{\text{ème}}$  élément est alors donné par l'équation 2.3.3 [62].

$$S_k(t) = S_0(t - k\tau) = A(t - k\tau) \cos[\omega_c t - k\omega_c \tau + \varphi(t - k\tau)] \quad (2.3.3)$$

Dans l'équation 2.3.3, l'égale distance entre deux éléments consécutifs est reflétée par la différence de phase progressive  $\omega_c \tau$  et le retard temporel progressif  $\tau$  dans  $A(t)$  et  $\varphi(t)$ . Des éléments de retard variable

$\tau'_n$  servent à compenser le retard et la différence de phase du signal simultanément (Figure 2.3.1). Le signal issu de la combinaison des signaux  $S_{sum}(t)$  est tel que (Equation 2.3.4) [62] :

$$S_{sum}(t) = \sum_{k=0}^{n-1} S_k(t - \tau'_k) = \sum_{k=0}^{n-1} A(t - k\tau - \tau'_k) \cos[\omega_c t - \omega_c \tau'_k - k\omega_c \tau + \varphi(t - k\tau - \tau'_k)] \quad (2.3.4)$$

Lorsque  $\tau'_k = -k\tau$ , le signal total à la sortie du système est donné par l'équation 2.3.5 ci-dessous [62] :

$$S_{sum}(t) = n A(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t)] \quad (2.3.5)$$

La manière la plus simple d'obtenir un retard temporel est l'utilisation d'éléments à retard variable et large bande sur la voie RF. Cependant, le challenge lors de l'intégration de ces retards variables réside dans ces contraignantes spécifications concernant les pertes, le bruit et les non linéarités.

Pour une application bande étroite (c'est le cas de notre étude), les grandeurs  $A(t)$  et  $\varphi(t)$  évoluent lentement par rapport à la fréquence de la porteuse (càd lorsque  $\tau \ll \tau_{modulé}$ ). Ainsi les approximations de ces deux grandeurs sont exprimées par les équations 2.3.6 et 2.3.7 [62].

$$A(t) \approx A(t - k\tau) \quad (2.3.6)$$

$$\varphi(t) \approx \varphi(t - k\tau) \quad (2.3.7)$$

Ainsi, lors de la combinaison des signaux, il ne reste plus qu'à compenser la différence de phase progressive  $\omega_c \tau$  dans l'équation 2.3.3. Le bloc à retard temporel peut donc être remplacé par un déphaseur qui fournit un décalage de phase de  $\phi_k$  pour le  $k^{\text{ème}}$  chemin du système. Afin d'additionner de manière cohérente les signaux, ce déphasage  $\phi_k$  doit être égal à (Equation 2.3.8) [62] :

$$\phi_k = k\omega_c \tau \quad (2.3.8)$$

Contrairement aux applications large bande, la compensation en phase d'un signal à bande étroite peut être effectuée à plusieurs endroits le long de la chaîne de réception, à savoir sur les voies RF, OL et FI mais également en bande de base et dans le domaine numérique.

## 2.3.2 Techniques de diversité

### 2.3.2.1 Techniques de diversité des antennes (*Antenna Techniques*)

Aux techniques de diversité du traitement du signal, afin de garantir les meilleures performances possibles au niveau système, s'ajoutent les techniques de diversité des antennes (*Antenna techniques*), à savoir [79] :

- **Diversity Spatiale** (*Spatial Diversity*)

La diversité spatiale revient à utiliser de nombreuses antennes montées en réseau.

- **Diversité du diagramme de rayonnement** (*Pattern Diversity*)

La diversité du diagramme de rayonnement consiste à utiliser des antennes ayant des diagrammes de rayonnement différents.

- **Diversité de la polarisation** (*Polarization Diversity*)

La diversité de polarisation consiste à utiliser un système antenne avec une double polarisation ; chaque paire d'antennes ayant une polarisation orthogonale (Horizontal/Vertical, Circulaire Droite/Gauche).

- **Diversité en émission/réception** (*Transmission/Reception Diversity*)

La diversité en émission/réception revient à utiliser des antennes différentes pour l'émission et la réception mais qui peuvent être proches physiquement. Le duplexeur s'avère donc inutile, relâchant ainsi les contraintes de conception de l'émetteur/récepteur.

Le travail effectué dans ce manuscrit de thèse exploite les techniques de diversité spatiale.

### 2.3.2.2 Filtrage spatial et traitement du signal spatial

L'un des avantages de la mise en parallèle de systèmes en phase est sa capacité d'atténuer de manière significative les interférences dans les directions non désirées à partir d'antennes élémentaires avec un angle d'ouverture important (Chapitre I). Le diagramme de rayonnement en réception d'un réseau est obtenu en multipliant celui d'une antenne unitaire par le facteur de réseau. Le diagramme de rayonnement est ainsi conformé dans la direction de l'angle d'incidence désiré, les signaux incidents correspondant aux autres angles sont supprimés : c'est le principe du filtrage spatial.

De plus, il est possible de pondérer l'excitation de chacune des antennes constituant le réseau pour abaisser les lobes secondaires tout en gardant la même amplitude du signal dans la direction désirée : c'est le principe du traitement du signal spatial.

### 2.3.2.3 Techniques adaptatives du traitement du signal (*Adaptive Processing Techniques*)

Les techniques adaptatives du traitement du signal ont pour objectif d'améliorer les performances du récepteur en modifiant ses caractéristiques, donc en agissant sur les signaux tout le long de leur propagation. La multiplicité des antennes à la réception permet d'utiliser des techniques de combinaison des différentes copies de l'information pour surmonter les problèmes de distorsions et d'évanouissement que subit le signal lors de la transmission. Il existe différentes techniques de diversité spatiale, à savoir [79] :

- **Combinaison par sélection** (*SC – Switched/Selection Combining*)

La diversité par sélection consiste à sélectionner la voie avec le meilleur rapport signal à bruit (*SNR – Signal to Noise Ratio*). Cette technique présente l'avantage d'être facile à implémenter mais elle ne tire pas profit des différents signaux reçus.

- **Diversité par rétroaction** (*Feedback/scanning diversity*).

Sur une séquence fixe, on compare les différents signaux à un seuil. Celui qui dépasse ce seuil devient le signal désiré jusqu'à ce qu'il chute à nouveau. A ce moment-là, le processus de recherche recommence. Par rapport aux autres méthodes, l'erreur engendrée par celle-ci est moindre mais son intégration est complexe.

- **Combinaison par maximisation du ratio** (*MRC – Maximal Ratio Combining*)

La diversité par maximisation du ratio consiste à mettre en phase, à pondérer et enfin à additionner les différentes copies du signal reçu par les antennes de réception. Cette stratégie produit un *SNR* moyen correspondant à la somme de tous les *SNRs*. Le *SNR* obtenu est raisonnable même en l'absence de signal sur l'un des chemins du fait d'une pondération correcte des différentes branches et que tous les signaux soient en phase.

- **Combinaison à gain égal** (*EGC – Equal-Gain Combining*)

La diversité à gain égal revient à additionner les différentes copies du signal reçu par les antennes de réception. Cette méthode est similaire à la précédente hormis le fait que l'on ne pondère pas les branches. On arrive tout de même à avoir un *SNR* acceptable malgré des entrées "confuses". Les performances de cette méthode sont inférieures à celles de la méthode précédente.

Ainsi, la comparaison des *SNRs* des principales techniques de combinaison est donnée par l'équation 2.3.9.

$$SNR_{MRC} > SNR_{EGC} > SNR_{SC} \quad (2.3.9)$$

Pour conclure, la technique retenue est celle qui consiste à améliorer le rapport signal à bruit (combinaison par maximisation du ratio). Le système est ainsi apte à recevoir des signaux à faible puissance et de les traiter en minimisant le bruit et en apportant du gain. La réjection des interférences se fait par une adéquate pondération via le *LNA* et le déphaseur.

### 2.3.3 Amélioration du rapport signal à bruit (*SNR*)

Pour une sensibilité donnée d'un récepteur unitaire, la formulation du *SNR* en sortie ( $SNR_{out, dB}$ , Equation 2.3.10) ne peut pas être appliqué directement à la mise en parallèle de plusieurs récepteurs.

$$SNR_{out, dB} = SNR_{in, dB} + NF \quad (2.3.10)$$

Considérons la mise en parallèle de  $n$  chemins unitaires (Figure 2.3.2).

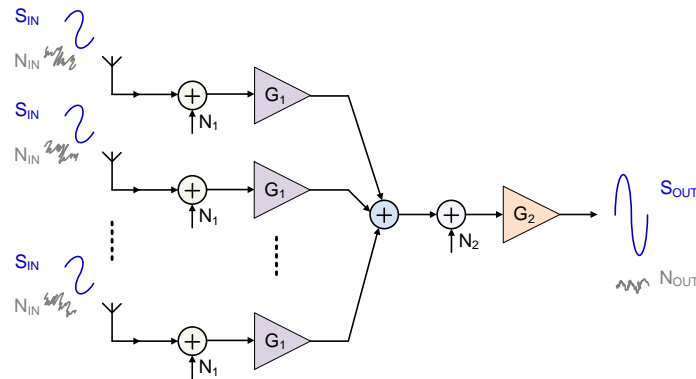


FIGURE 2.3.2 – Amélioration du *SNR* de la mise en parallèle de récepteurs.

La somme cohérente des signaux d'entrée est donnée par l'équation 2.3.11.

$$S_{out} = n^2 G_1 G_2 S_{in} \quad (2.3.11)$$

La contribution en bruit de l'antenne est fixée par la température de l'objet vers laquelle elle pointe. Lorsque les sources de bruit des antennes sont décorrélées, la puissance totale du bruit est exprimée par l'équation 2.3.12.

$$N_{out} = n (N_{in} + N_1) G_1 G_2 + N_2 G_2 \quad (2.3.12)$$

En comparaison avec celui du chemin unitaire, le *SNR* en sortie d'un réseau s'améliore d'un facteur allant de  $n$  à  $n^2$  en fonction des contributions en bruit et en gain des différents étages. Ainsi, le facteur de bruit de la mise en parallèle de  $n$  chemins unitaires vaut (Equation 2.3.13) :

$$F = \frac{n (N_{in} + N_1) G_1 G_2 + N_2 G_2}{n G_1 G_2 S_{in}} \quad (2.3.13)$$

$$F = n \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (2.3.14)$$



On retient que, pour un  $NF$  donné, la sensibilité d'un récepteur constitué de la mise en parallèle de  $n$  chemins augmente de  $10 \log(n)$  par rapport à celle d'un chemin unitaire.

Le facteur de bruit de la mise en parallèle de récepteurs peut être affecté par la pondération du réseau ( $w_k$  pour le  $k^{\text{ème}}$  chemin) et est donné par l'équation 2.3.15.

$$F = \frac{(\sum w_k)^2}{\sum w_k^2} \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (2.3.15)$$

## 2.4 Etat de l'art sur la mise en réseau de systèmes

### 2.4.1 Différentes façons de combinaison du signal

Pour combiner en phase plusieurs signaux, il existe cinq façons de procéder : de manière passive et active au niveau de l'étage RF (*RF passive/active Phase Shifting architecture*), au niveau de l'oscillateur local (*LO Phase Shifting architecture*), au niveau de l'étage FI ou en bande de base (*IF or baseband Phase Shifting architecture*) et en numérique (*Digital Array Phase Shifting architecture*).

#### 2.4.1.1 Combinaison par la voie RF (*Passive/Active RF Phase Shifting architecture*)

##### Architecture *Passive RF Phase Shifting*

L'architecture *Passive RF Phase Shifting* est illustrée Figure 2.4.1 [62]. Les déphaseurs ou les éléments de retard temporels sont placés directement après les antennes. Après ce déphasage ou ce décalage temporel, la somme des signaux se fait via un réseau de combinaison et est injecté dans le *LNA* en aval.

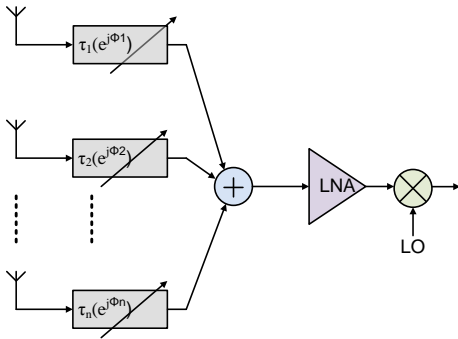


FIGURE 2.4.1 – Architecture *Passive RF Phase-Shifting*

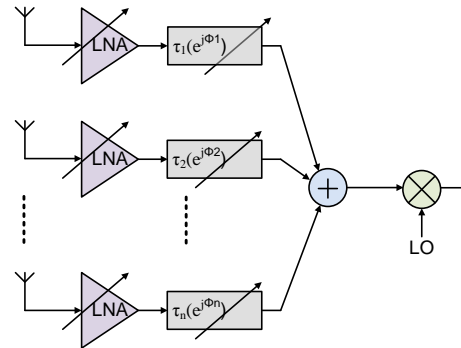


FIGURE 2.4.2 – Architecture *Active RF Phase-Shifting*

Pour les applications large bande, la compensation temporelle peut être réalisée avec des éléments à retard temporel (des lignes de transmission par exemple dont la longueur effective est ajustée électroniquement) [83] seulement avant la première descente en fréquence.

Cette architecture présente l'avantage d'être peu sensible aux fortes interférences dans la bande. En théorie, les interférences sont abaissées et le niveau de puissance du signal reçu a augmenté à la sortie du bloc de combinaison, relâchant ainsi les contraintes de linéarité et de bruit (donc de dynamique) sur ce dernier ainsi que sur les blocs en aval.

Le principal inconvénient de ce type d'architecture réside dans la conception de déphaseurs en technologie CMOS faible coût et faible consommation. En effet, la topologie passive présente d'importantes pertes (avec un facteur de bruit correspondant à la valeur absolue de ses pertes) alors que les signaux reçus sont très faibles,

tandis que la topologie active doit être suffisamment linéaire pour réceptionner les fortes interférences. Ainsi, ce déphaseur, constituant le premier élément de la chaîne de réception (avec un facteur de bruit non optimisé), dégrade fortement le facteur de bruit total du système et donc la sensibilité du récepteur, ce qui n'est pas compatible avec l'application visée.

### **Architecture Active RF Phase Shifting**

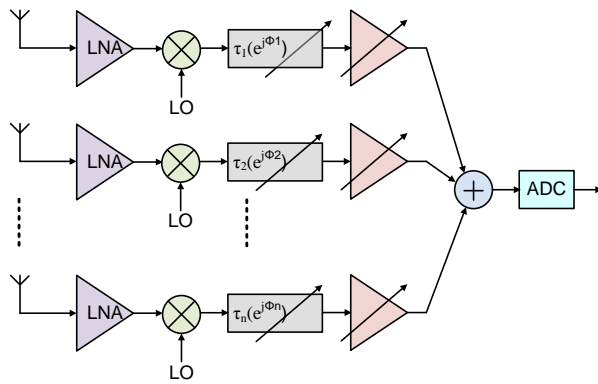
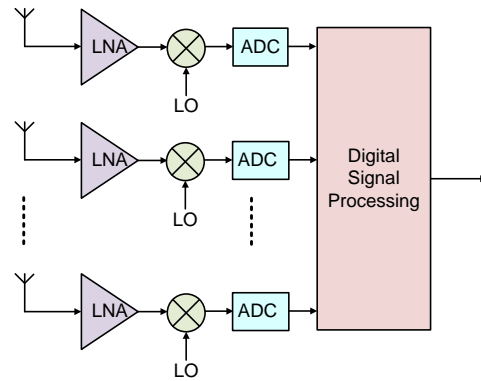
L'architecture *Active RF Phase Shifting* est présentée Figure 2.4.2 [62]. Dans cette architecture, les déphaseurs ou les éléments à retard temporel sont placés après les *LNAs*. Le fait d'utiliser plusieurs *LNAs* accroît la consommation en puissance du système. Cependant, grâce au gain du *LNA*, il n'est pas nécessaire d'optimiser les déphaseurs pour limiter les pertes. Le contrôle de l'amplitude peut être effectué à l'aide de *VGA* (*Variable Gain Amplifier*). Le traitement spatial du signal sur la voie RF relâche les exigences en dynamique du mélangeur et des blocs en aval. Le principal défi d'une telle architecture est de concevoir des déphaseurs compacts, linéaires, large bande et avec de faibles pertes.

#### **2.4.1.2 Combinaison par la voie IF (*IF/baseband Phase Shifting architecture*)**

L'architecture *IF/baseband Phase Shifting* est illustrée Figure 2.4.3 [62]. Tous les signaux sont donc transposés à une fréquence intermédiaire (ou en bande de base) avec la même phase au niveau des oscillateurs locaux et injectés dans une unité de traitement du signal (*DSP – Digital Signal Processor*) grâce à un convertisseur analogique-numérique (*ADC – Analog-to-Digital Converter*). L'inconvénient d'une telle structure réside dans le fait que seule la phase de la porteuse est compensée correctement. Cette compensation du retard temporel provoque un déséquilibre de la phase entre les différentes voies du fait du mélange avec les signaux de l'oscillateur local. Le déphasage par la voie IF convient donc uniquement pour les modulations à bande étroite.

Plus l'étape de déphasage a lieu en aval le long du récepteur, plus le bruit et la consommation du système total augmentent. En effet, la chaîne de réception unitaire (*LNA*, Mélangeur, Oscillateur) est répliqué plusieurs fois, ce qui fait exploser le budget de consommation du système. De plus, les blocs se trouvant avant la combinaison doivent avoir une dynamique suffisante pour gérer les interférences, ce qui accroît la consommation en puissance.

En comparaison avec les déphaseurs de l'architecture *RF Phase Shifting*, les déphaseurs IF présentent moins de pertes et une consommation en puissance plus faible à cause d'une plus faible fréquence de travail. Cependant, les dimensions des composants passifs (inductances, capacités...) utilisés lors de la conception des déphaseurs sont inversement proportionnelles à la fréquence de travail. Ainsi, la surface occupée pour le déphasage IF est plus importante que celle du déphasage RF. Toutes ces remarques sont aussi valables pour un déphasage en bande base.

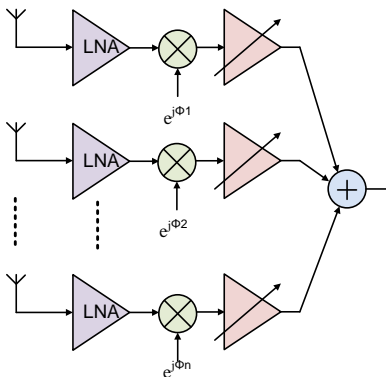
FIGURE 2.4.3 – Architecture *IF/baseband Phase-Shifting*FIGURE 2.4.4 – Architecture *Digital Phase-Shifting*

### 2.4.1.3 Combinaison par la voie numérique (*Digital Phase Shifting architecture*)

L'architecture *Digital Phase Shifting* est présentée Figure 2.4.4. Le contrôle de l'amplitude et de la phase sont réalisés dans le domaine numérique. En utilisant le *DSP*, le traitement spatial du signal est effectué grâce à une multitude d'algorithmes, suggérant ainsi une topologie reconfigurable. Cependant, la surface d'intégration est importante du fait que l'on duplique  $n$  fois le récepteur unitaire. A cela s'ajoute la consommation importante des *ADCs*, faisant ainsi exploser le budget de consommation du système. Un autre défi sérieux concerne la conception du *DSP high-speed high-throughput data I/O* qui est un frein pour avoir la bande de fréquence requise.

### 2.4.1.4 Combinaison par la voie OL (*LO Phase Shifting architecture*)

L'architecture *LO Phase Shifting* est présentée Figure 2.4.5. Elle consiste à mettre en phase les différents signaux reçus en insérant des déphaseurs sur la voie OL.

FIGURE 2.4.5 – Architecture *LO Phase-Shifting*

Il est possible de contrôler l'amplitude du chemin unitaire en insérant des amplificateurs variables au niveau des étages FI ou RF. Puisque le mélange du signal RF avec le signal OL se traduit par une soustraction de leurs phases, le déphasage du signal OL pour chaque canal est équivalent à un déphasage du signal RF. Les déphaseurs n'étant plus sur la voie RF, leurs performances en termes de non-linéarités, de bruit et de

pertes ont un impact moindre sur le système complet et ne dégrade donc pas directement la sensibilité et la sélectivité spatiale. Quant aux fortes interférences, en théorie, elles sont supprimées après la combinaison des signaux suite à la descente en fréquence. Cependant, le mélangeur doit avoir une dynamique suffisante pour gérer les interférences, ce qui requiert habituellement une importante dissipation d'énergie. Quant à son intégration en silicium, elle est intéressante du fait de la possibilité d'utiliser des systèmes de génération et de distribution de multiples phases [64].

## 2.4.2 Topologie de l'architecture retenue

Le tableau 2.2 résume le degré d'exigence concernant le déphaseur, l'ADC, la dynamique du récepteur, le reconfigurabilité du système et sa consommation en puissance.

TABLE 2.2 – Comparatif des exigences de la mise en parallèle de récepteurs unitaires

	<i>RF</i> <i>Phase Shifting</i>	<i>IF/baseband</i> <i>Phase Shifting</i>	<i>Digital</i> <i>Phase Shifting</i>	<i>LO</i> <i>Phase Shifting</i>
<b>linéarité du déphaseur</b>	élevé	aucun	–	faible
<b>exigences de l'ADC</b>	faible/modéré	severe	élevé	faible/modéré
<b>dynamique</b>	élevé	faible	–	élevé
<b>reconfigurabilité</b>	élevé	faible	–	élevé
<b>consommation en puissance</b>	modéré	élevé	severe	élevé

Pour notre étude, l'architecture retenue est connue sous le nom de *LO Phase Shifting architecture*, où la compensation de la phase se fait au niveau de l'oscillateur local. En effet, cette dernière offre le meilleur compromis en terme linéarité, de gain et de bruit.

## 2.5 Eléments d'une chaîne de réception

A travers le tour d'horizon des architectures de récepteur (paragraphe 2.2.2), on distingue les briques élémentaires les constituant, à savoir : l'amplificateur faible bruit (*LNA – Low Noise Amplifier*), le mélangeur (*mixer*), le synthétiseur de fréquence, le filtre, le déphaseur et le combineur (en courant/tension/puissance). Dans ce chapitre, on définit non seulement le rôle de chacun de ces blocs RF mais aussi les principales caractéristiques permettant d'évaluer leurs performances. Un état de l'art des blocs RF intervenant dans le premier démonstrateur est effectué afin de choisir la topologie de chaque brique élémentaire qui convient le mieux possible pour l'application visée.

### 2.5.1 Antenne

L'antenne constitue le premier élément d'une chaîne de réception et joue le rôle d'interface entre l'espace libre et l'entrée du récepteur. On rappelle ces principales caractéristiques, à savoir : la largeur de bande, le gain, l'efficacité du rayonnement, la largeur du faisceau, l'efficacité du faisceau, les pertes de rayonnement, les pertes résistives...

Dans ce chapitre, on ne s'attarde pas sur les antennes car elles ont fait l'objet du chapitre I de ce présent manuscrit.

### 2.5.2 Amplificateur faible bruit (*LNA – Low Noise Amplifier*)

L'amplificateur faible bruit ( ou *LNA – Low Noise Amplifier*) fait partie de l'un des premiers blocs d'une chaîne de réception, généralement placé après le filtre de canal. Son rôle est d'amplifier le signal (généralement de très faible puissance) reçu par l'antenne sans le déformer et en y ajoutant le moins de bruit possible.

Les différentes topologies d'amplificateurs faible bruit se distinguent de par le type d'impédance présentée en entrée ( $Z_{in}$ ) sachant que l'adaptation d'entrée en impédance est une étape primordiale lors de la conception de *LNAs* afin de garantir le meilleur compromis possible entre le gain et le facteur de bruit [61]. Les spécifications attendues pour le *LNA*, compte tenu de l'état de l'art et du bilan de liaison du chapitre I sont résumées dans le tableau 2.3 ci-dessous.

TABLE 2.3 – Performances attendues du *LNA*

Paramètres	Valeurs
Fréquence RF	11.7 GHz
Gain ( $S_{21}$ )	21 dB
NF	< 2 dB
IIP3	-10 dBm
Consommation	< 10 mA sous 1.2 V

#### 2.5.2.1 *LNA* à terminaison résistive (*Resistive termination LNA*)

L'adaptation d'impédance d'entrée, généralement sur  $50 \Omega$ , d'un amplificateur à terminaison résistive s'effectue en faisant varier la résistance  $R$  (Figure 2.5.1), comme le montre l'équation 2.5.1 ci-dessous [60] :

$$Z_{in} = \frac{R}{1 + jRC_{gs}\omega} \quad (2.5.1)$$

où,  $C_{gs}$  : Capacité Grille-Source du transistor NMOS;  $\omega$  :  $= 2\pi f$

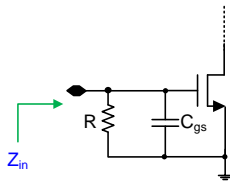


FIGURE 2.5.1 – Amplificateur à terminaison résistive

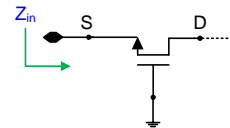


FIGURE 2.5.2 – Amplificateur à terminaison  $1/gm$

Une telle topologie est limitée aux applications avec une fréquence de travail telle que la capacité  $C_{gs}$  du transistor MOS ait une influence négligeable. Par ailleurs, les performances en bruit d'une telle structure sont mauvaises du fait de la présence de la résistance réelle à son entrée. En effet, le facteur de bruit pour un *LNA* à terminaison résistive (Figure 2.5.1) est exprimé l'équation 2.5.2 ci-dessous [85] :

$$F = 1 + \frac{R_S}{R_p} \quad (2.5.2)$$

où,  $R_S$  : Résistance de la source d'entrée;  $R_p$  : Résistance parallèle

Ainsi, si  $R_S = R_p$ , le facteur de bruit en dB vaut 3dB. On comprend aisément que cette topologie de LNA ne convient pas à notre étude. A titre d'exemple, le facteur de bruit en dB de ce type de LNA est de 6 dB à 770 MHz [52].

### 2.5.2.2 LNA à terminaison $1/g_m$ ( $1/g_m$ termination LNA)

Le principe du LNA à terminaison  $1/g_m$  est illustré Figure 2.5.2 ci-dessus [60]. Cette solution est plus compacte que celle à terminaison résistive car l'adaptation d'impédance d'entrée est effectuée par l'intermédiaire de la transconductance  $g_m$  du transistor telle que (Equation 2.5.3) :

$$Z_{in} = \frac{1}{g_m} \Rightarrow g_m = 20 \text{ mS si } Z_{in} = 50 \Omega \quad (2.5.3)$$

Pendant, le principal inconvénient de cette topologie est le fait qu'il faille adapter en jouant sur  $g_m$ , ce qui fixe alors la consommation et cela ne convient donc pas pour des applications de faible consommation. De plus, cette structure en  $1/g_m$  est plus appropriée pour les transistors bipolaires que pour les transistors CMOS pour avoir de bonnes performances en bruit [60].

Un exemple de LNA grille commune (*Current-reused CG-LNA*), utilisant la terminaison  $1/g_m$  est représenté Figure 2.5.3 [54].

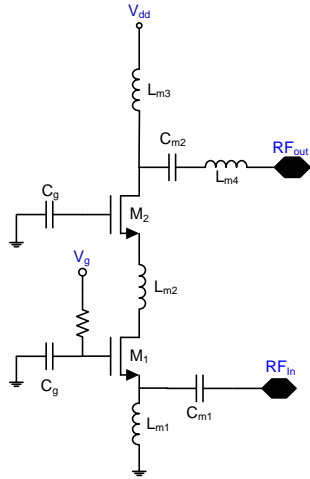


FIGURE 2.5.3 – Schématisation du *Current-reused stacked CG-LNA* [54]

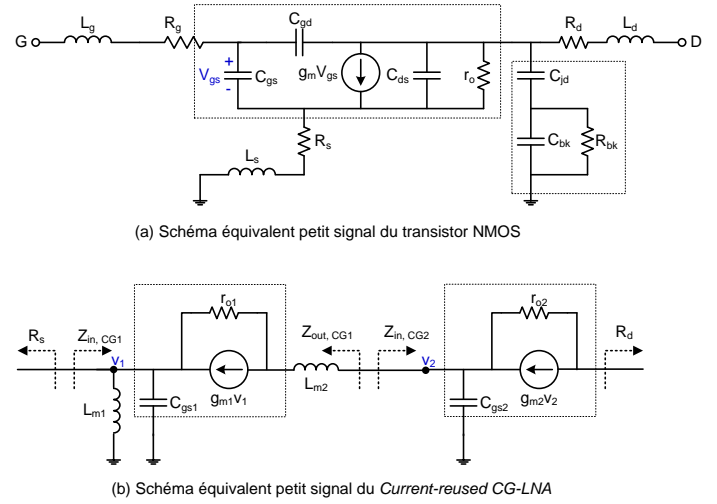


FIGURE 2.5.4 – Schéma équivalent petit signal du transistor NMOS (a) et du *Current-reused stacked CG-LNA* (b) [54]

Les expressions de son impédance d'entrée ( $Z_{in,CG}$ ) et du facteur de bruit ( $F_{CG}$ ) sont illustrés par les équations 2.5.4 et 2.5.5 respectivement :

$$Z_{in,CG} = \frac{r_{o1}}{1 + g_{m1} r_{o1}} + \frac{r_{o2} + R_d}{(1 + g_{m1} r_{o1})(1 + g_{m2} r_{o2})} + j \frac{1}{1 + g_{m1} r_{o1}} \left[ \omega_0 L_{m2} - \left( \frac{r_{o2} + R_d}{1 + g_{m2} r_{o2}} \right)^2 \omega_0 C_{gs2} \right] \quad (2.5.4)$$

$$F_{CG} = 1 + \frac{\gamma_1}{\alpha_1} \left[ \frac{1}{g_{m1} R_s} + \eta_1^2(\omega_0) g_{m1} R_s + 2 \eta_1(\omega_0) \right] + \delta_1 \eta_1(\omega_0) g_{m1} R_s \quad (2.5.5)$$

$C_{ds}, C_{gd}, C_{gs}, g_m, r_o$  : éléments intrinsèques du transistor NMOS (Figure 2.5.4 (a))  
 $L_d, L_g, L_s, g_{do}, R_d, R_g, R_s$  : éléments extrinsèques du transistor NMOS (Figure 2.5.4 (a))  
 où,  $C_{jd}, C_{bk}, R_{bk}$  : éléments parasites du substrat (Figure 2.5.4 (a))  
 $\eta(\omega) \approx \frac{\alpha}{5} \left(\frac{\omega}{\omega_t}\right)^2 \approx \frac{g_g}{g_m}$  avec  $g_g = \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{5 g_{do}}$  : conductance de grille  
 $\gamma$  : bruit thermique du canal

Avec une telle structure de *LNA*, le facteur de bruit en dB est de l'ordre de 4.3 dB@15.2 GHz [54], ce qui ne convient pas pour l'application visée où l'on exige un facteur de bruit en dB inférieur à 2 dB (Tableau 2.4).

TABLE 2.4 – Performances du *LNA* à terminaison  $1/g_m$  [54]

Paramètres	Valeurs
Technologie	CMOS 130 nm
Fréquence RF	15.3 GHz
Gain en puissance	10.3 dB
NF	4.3 dB
IIP3	-5 dBm
Consommation	4.5 mA sous 1.3 V

### 2.5.2.3 *LNA* à contre-réaction résistive (*Shunt-series feedback LNA*)

Le principe du *LNA* à contre-réaction résistive est illustré Figure 2.5.5 [60]. La résistance  $R_1$  constitue le circuit de contre-réaction, assurant l'adaptation d'impédance en entrée via le gain du transistor (Equation 2.5.6) :

$$Z_{in} = \frac{1}{j C_{gs} \omega + \frac{1-\mu}{R_1}} \quad (2.5.6)$$

où,  $\mu$  : gain du transistor NMOS

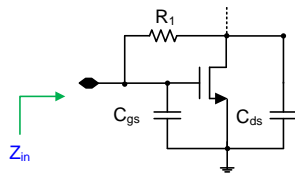


FIGURE 2.5.5 – Amplificateur à contre-réaction résistive

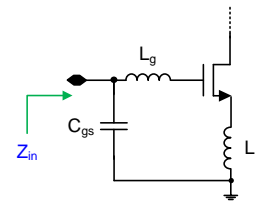


FIGURE 2.5.6 – Amplificateur à dégénérescence inductive

Cette structure aboutit à un *LNA* avec un facteur de bruit en dB important car il s'agit d'un amplificateur large bande qui intègre le bruit sur toute la largeur de bande. De plus, la résistance de contre-réaction amène sa contribution sous forme de bruit thermique. Cette contre-réaction est très néfaste car elle ramène en entrée le bruit de la sortie de l'amplificateur. Par exemple, le facteur de bruit en dB est de l'ordre de 3 dB@12 GHz [53].

En guise d'illustration de la topologie résistive, un *shunt-shunt feedback LNA* ainsi que son schéma équivalent petit signal sont présentés Figures 2.5.7 et 2.5.8 respectivement [84].

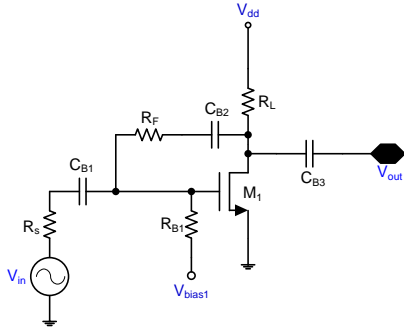


FIGURE 2.5.7 – LNA shunt-shunt feedback

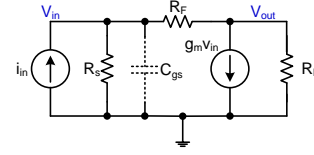


FIGURE 2.5.8 – Schéma petit signal du LNA shunt-shunt feedback

Son impédance d'entrée ( $Z_{in,FB}$ ) et son facteur de bruit ( $F_{FB}$ ) sont donnés par les équations 2.5.7 et 2.5.8 respectivement [84] :

$$Z_{in,FB} = \frac{(R_s \parallel R_F)}{1 + a f} \simeq \frac{R_s}{1 + a f} \quad (2.5.7)$$

$$\text{où, } a = -(R_s \parallel R_F) g_m (R_L \parallel R_F) \quad f = -\frac{1}{R_F}$$

$$F_{FB} = 1 + \frac{\gamma g_m}{R_s g_m} + \frac{1}{R_s R_L g_m^2} + \frac{4 R_s}{R_F} \left( \frac{-1}{1 + \frac{R_F + R_s}{(1 + g_m R_s) R_L}} \right)^2 \quad (2.5.8)$$

Par ailleurs, le gain large bande, induit par la charge résistive du circuit, implique une consommation importante ( $> 10 mW$ ), ce qui est contraignant pour les applications faible consommation (Tableau 2.5). Cette topologie présente des limitations en fréquence car l'association de la résistance  $R_1$  de la contre-réaction avec la capacité  $C_{ds}$  présente un pôle de coupure qui réduit la fréquence de fonctionnement.

TABLE 2.5 – Performances du LNA à terminaison à contre-réaction résistive [84]

Paramètres	Valeurs
Technologie	CMOS 90 nm
Fréquence RF	0.5-7 GHz
Gain en tension	22 dB
NF	2.3-2.9 dB
IIP3	-10.5 dBm@5.8 GHz
Consommation	10 mA sous 1.2 V

#### 2.5.2.4 LNA à dégénérescence inductive (*Inductive degeneration LNA*)

Le LNA à dégénérescence inductive est présentée Figure 2.5.6 [60]. L'adaptation d'impédance d'entrée se fait par l'intermédiaire de l'inductance de grille  $L_g$  qui va annuler la capacité  $C_{gs}$  à la fréquence de travail. L'inductance de source  $L_s$ , vue comme une impédance réelle grâce à l'effet transistor [86], permet de finaliser l'adaptation en impédance (Equation 2.5.9) :

$$Z_{in} = \frac{g_m}{C_{gs}} L_s + j \left[ (L_s + L_g) \omega - \frac{1}{C_{gs} \omega} \right] \quad (2.5.9)$$

Avec cette structure, il est possible de trouver un compromis entre une optimisation en impédance d'entrée et en bruit, permettant ainsi d'avoir un bon gain en tension et un faible facteur de bruit [78, 90]. De plus, cette



topologie est compatible avec les contraintes de faible consommation et de basse tension [72]. Cependant, cette structure présente un inconvénient majeur qui réside dans l'utilisation de fortes inductances encombrantes. Une solution pour diminuer la valeur de ces inductances serait d'ajouter entre la grille et la source du transistor un capacité  $C_{ex}$  afin d'augmenter la capacité équivalente en entrée et ainsi réduire la valeur de l'inductance de grille  $L_g$  [80].

### 2.5.2.5 LNA à contre-réaction active (*Shunt shunt active Feedback LNA*)

Le LNA à contre-réaction active est une version améliorée du LNA à contre-réaction résistive. La boucle de contre-réaction (transistors  $M_2$  et  $M_{Bias}$ ) assure l'adaptation de l'impédance d'entrée sans que l'on ait recours à d'encombrantes inductances de grille et de source.

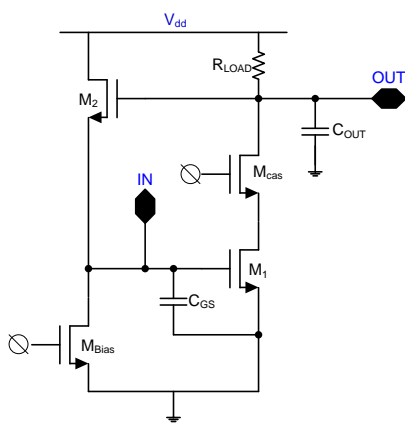


FIGURE 2.5.9 – Schématisation *Shunt shunt active Feedback LNA* [49]

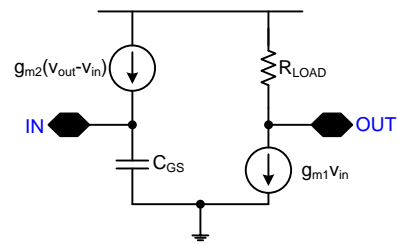


FIGURE 2.5.10 – Schéma équivalent petit signal de *Shunt shunt active Feedback LNA* [82]

Les expressions de l'impédance d'entrée ( $Z_{in, active SSFB}$ ) et du facteur de bruit ( $F_{active SSFB}$ , dans les conditions d'adaptation d'impédance) sont données par les équations 2.5.10 et 2.5.11 respectivement [49, 82] :

$$Z_{in, active SSFB} = \frac{1}{g_{m2} (1 + g_{m1} R_{Load}) + s C_{gs}} \quad (2.5.10)$$

$$F_{active SSFB} = 1 + \frac{\gamma_1}{g_{m1} R_s} + \frac{\gamma_2}{1 + A_v} + \frac{1}{g_{m1} R_s A_v} + \gamma_{Bias} g_{m_{Bias}} \quad \text{où, } A_v = g_{m1} R_{Load} \quad (2.5.11)$$

En observant ces expressions, pour minimiser le facteur de bruit, il faut une grande valeur de  $g_{m1}$  ; ce qui le différencie complètement du LNA à dégénérescence inductive où le facteur de bruit est proportionnel à  $\left(\frac{f}{f_t}\right)^2$ . De plus, l'adaptation d'impédance se fait à travers un choix judicieux de  $A_v$  et  $g_{m2}$ . Ainsi, malgré un calibrage fastidieux et précis de la boucle de contre-réaction positive, il est possible d'avoir une bonne adaptation d'impédance en entrée sans utiliser d'encombrantes inductances tout en ayant un facteur de bruit acceptable (Tableau 2.6).

Cette minutieuse et fastidieuse polarisation des transistors et une adaptation non optimale de l'impédance de bruit nous amène à écarter cette topologie du LNA malgré sa compacité et sa consommation raisonnable. On présente quand même les simulations au niveau schématisation pour appuyer notre décision finale quant au choix de la structure du LNA (Tableau 2.6).

TABLE 2.6 – Performances du *LNA* à contre-réaction active

Paramètres	Littérature [49]	Simulation au niveau transistor
Technologie	CMOS 90 nm	CMOS 65 nm
Fréquence RF	0-22.1 GHz	11.7 GHz
Gain ( $S_{21}$ )	10.7 dB	9.8 dB
(ReZopt ; ImZopt)*	–	(54.5 ; -37.4) $\Omega$
NFmin	–	2.1 dB
NF	> 4.3 dB	2.5 dB
IIP3	-6.1 dBm@18 GHz	-2 dBm
Consommation	7 mA sous 1.2 V	10.4 mA sous 1.2 V

\* (ReZopt ; ImZopt) : (Partie Réelle ; Partie Imaginaire) de l'impédance de bruit

### 2.5.2.6 Comparatif et choix de la structure retenue

#### Comparatif des topologies classiques de *LNA*

La comparaison des différentes topologies du *LNA* (Tableau 2.7) a pour but de déterminer celle qui pourrait être le candidat idéal pour évaluer les potentialités de la technologie CMOS 65 nm faible coût sous contrainte de faible bruit et de faible consommation.

TABLE 2.7 – Comparatif des topologies classiques de *LNA* [60]

<b>terminaison résistive</b>	⊗ Mauvaises performances en bruit (dues à la résistance réelle en entrée)
<b>terminaison 1/g<sub>m</sub></b>	⊗ Plus appropriée pour les transistors bipolaires pour avoir de bonnes performances en bruit
<b>terminaison à contre-réaction résistive</b>	⊗ Consommation élevée pour un facteur de bruit similaire aux autres topologies
<b>terminaison à dégénérescence inductive</b>	⊕ Inductance de source pour générer la partie réelle de l'impédance ⊕ Bonnes performances en bruit ⊕ Bonne isolation inverse ⊕ Possibilité d'avoir un fort gain

La structure à terminaison résistive répond aux contraintes de forte intégration (avec éventuellement des inductances extérieures) mais n'est pas adaptée aux fréquences élevées avec une dégradation significative du facteur de bruit.

La terminaison en  $1/g_m$  présente de bonnes performances en linéarité et en gain mais ne convient pas aux applications de faible consommation. Cependant, elle permet d'avoir de bonnes performances en bruit avec une technologie bipolaire.

La consommation excessive est un frein quant à l'utilisation de la topologie à contre-réaction résistive pour avoir un facteur de bruit similaire aux autres structures.

La structure à dégénérescence inductive s'avère donc être le meilleur candidat pour des applications à faible consommation et à faible bruit. De plus, au delà de la dizaine de GHz, les inductances de grille et de source sont assez compactes, ce qui facilite l'adaptation en entrée et aboutit donc à un layout compact.

### Etude de la structure retenue : LNA cascode traditionnel

Le choix de la topologie retenue pour le LNA de ce premier prototype est le cascode traditionnel (Figure 2.5.11) [80, 86]. On a pris l'initiative d'optimiser cette structure en impédance de bruit pour qu'elle soit non seulement à l'état de l'art mais également avec la plus faible valeur de facteur de bruit en dB possible pour s'approcher des exigences en bruit de l'application visée [93]. Afin de satisfaire le fort gain pour diminuer l'impact en bruit des blocs après le LNA sur le facteur de bruit total du système, on y ajoute un second étage (Chapitre IV).

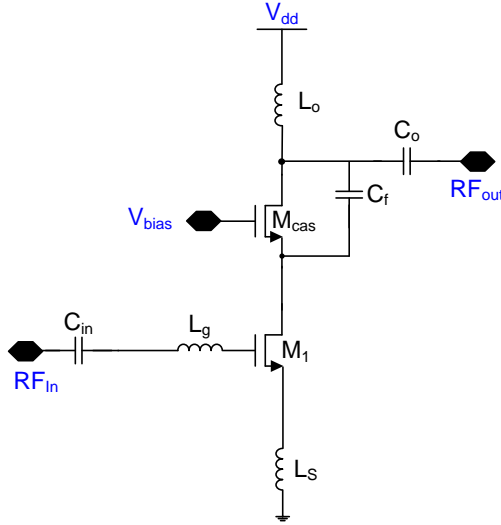


FIGURE 2.5.11 – LNA cascode à gain et bruit optimisés

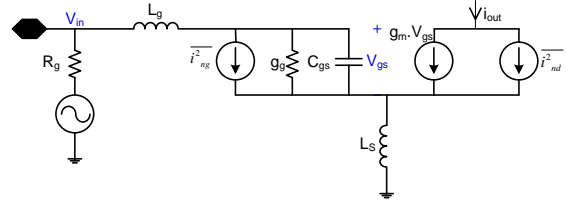


FIGURE 2.5.12 – Schéma équivalent petit signal du LNA cascode (sans  $M_{cas}$ ) [118]

Le LNA cascode traditionnel est constitué de l'empilement de deux transistors ( $M_1$  et  $M_{cas}$ ) afin de diminuer l'effet Miller de la capacité  $C_{gd}$  du transistor  $M_1$  et ainsi améliorer le gain du cascode [60]. L'inductance de grille  $L_g$  permet l'adaptation en bruit et en impédance d'entrée, l'inductance de source  $L_s$  finalise l'adaptation en impédance d'entrée et l'inductance de drain  $L_o$  fixe la bande de fonctionnement du LNA et participe à l'adaptation de sortie.

Le schéma petit signal du cascode avec une dégénérescence inductive (Figure 2.5.12) permet d'exprimer l'impédance d'entrée selon l'équation 2.5.12 suivante, sachant que la capacité  $C_{gd}$  est négligée [43] :

$$Z_{in} \approx \frac{1}{s C_{gs}} + s (L_s + L_g) + \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + r_{L_g} \quad (2.5.12)$$

Quant au facteur de bruit, il est évalué grâce l'équation 2.5.13 suivante [43] :

$$F \approx 1 + \frac{r_{L_g} + r_t}{R_s} + \Gamma \alpha g_{m_{M_1}} R_s \left( 1 + \frac{g_{m_{M_{cas}}}}{10 g_{m_{M_1}}} \right) \left( \frac{f}{f_t} \right)^2 \quad (2.5.13)$$

$$\Gamma = \frac{\gamma g_{d0}}{\alpha g_m}$$

$$\alpha = 1 + \frac{g_{m_b}}{g_m}$$

où,  $r_t = r_g + r_s + r_i$  : résistance totale de grille,

incluant le bruit de la grille

$$r_{L_g} = \frac{L_g \omega}{Q_{L_g}}$$

$R_L$  : Résistance de charge

Un compromis doit être trouvé afin d'optimiser simultanément le facteur de bruit et l'impédance d'entrée du cascode. A titre d'exemple, un LNA avec une dégénérescence inductive (avec deux étages) présente un facteur de bruit en dB de 3.3 dB et un gain de 12 dB dans la bande X/Ku (Tableau 2.8) [43].

TABLE 2.8 – Performances du LNA à dégénérescence inductive [43]

Paramètres	Valeurs
Technologie	CMOS 180 nm
Fréquence RF	11 GHz
Gain en puissance	12 dB
NF	3.3 dB
IIP3	+5 dBm
Consommation	18 mA sous 1.8 V

### 2.5.3 Mélangeur pour la descente en fréquence (*down converter mixer*)

#### 2.5.3.1 Définition et principe de la translation de fréquence du mélangeur

Le mélangeur (*Mixer*) a pour fonction la transposition en fréquence du signal RF, soit vers une fréquence plus haute (*up-converter*), soit à une fréquence plus basse (*down-converter*). Dans le cas d'une chaîne de réception, le signal reçu de fréquence RF ( $f_{RF}$ ) est transposé à une fréquence intermédiaire plus basse ( $f_{FI}$ ) grâce à la fréquence d'un oscillateur local ( $f_{OL}$ ) telle que  $f_{FI} = f_{RF} - f_{OL}$ , comme cela est illustré Figure 2.5.13.

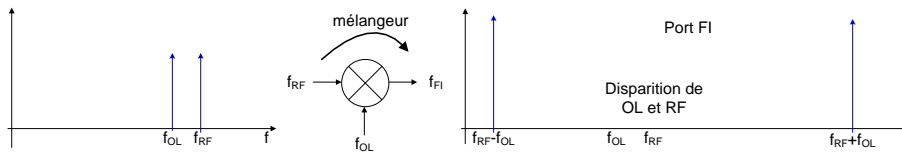


FIGURE 2.5.13 – Spectre d'un mélangeur idéal

Dans ce paragraphe, on présente les deux types de mélangeurs (les mélangeurs actifs et les mélangeurs passifs) afin de justifier le choix de la topologie compatible avec l'application visée. Les spécifications attendues du mélangeur sont illustrées dans le tableau 2.9 ci-dessous.

TABLE 2.9 – Performances attendues du mélangeur

Paramètres	Valeurs
Fréquence RF	11.7 GHz
Fréquence FI	1.1 GHz
Gain de conversion	10 dB
DSB NF	9 dB
ICP1	-15 dBm
Consommation	faible

#### 2.5.3.2 Caractéristiques spécifiques au mélangeur

Les principales caractéristiques spécifiques du mélangeur sont : le gain de conversion, le facteur de bruit et les isolations entre chacune des paires des ports.

### Gain de conversion du mélangeur

Le gain de conversion en tension  $G_v$  est défini comme étant le rapport entre la tension efficace du signal FI et la tension efficace du signal RF. Comme les deux signaux RF et FI sont centrés autour de fréquences différentes, on parle alors de gain de conversion [85].

Par similitude, le gain de conversion en puissance correspond au rapport entre la puissance  $P_{FI}$  reçue par la charge et la puissance  $P_{RF}$  délivrée par la source. Notons que  $G_P = G_V^2$  si l'impédance d'entrée et l'impédance de charge du mélangeur sont égales à l'impédance de la source [85].

### Facteur de bruit du mélangeur

La translation de fréquence et l'architecture retenue (hétérodyne ou homodyne) engendrent une certaine confusion lors de la détermination du facteur de bruit du mélangeur. Pour mieux appréhender cette nuance, l'étude se fait sur un mélangeur idéal sans bruit avec un gain unitaire.

#### – Cas de l'architecture hétérodyne

On rappelle que, pour une architecture hétérodyne, la descente en fréquence se fait en deux étapes ( $f_{RF} \rightarrow f_{FI}$  et  $f_{FI} \rightarrow f_{BB}$ ). La translation du bruit thermique de la bande utile et de la bande image vers la fréquence intermédiaire FI est illustrée Figure 2.5.14 [85].

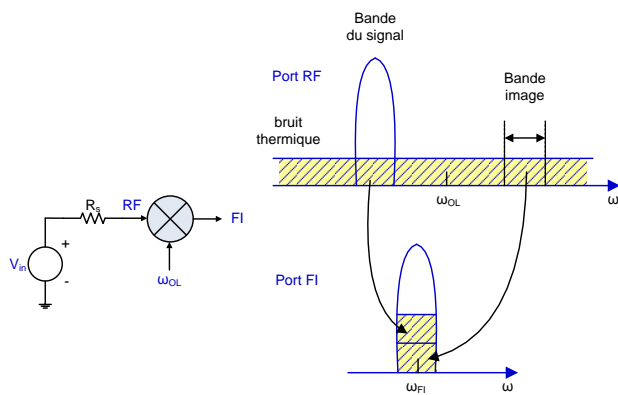


FIGURE 2.5.14 – Translation du bruit pour une architecture hétérodyne [85]

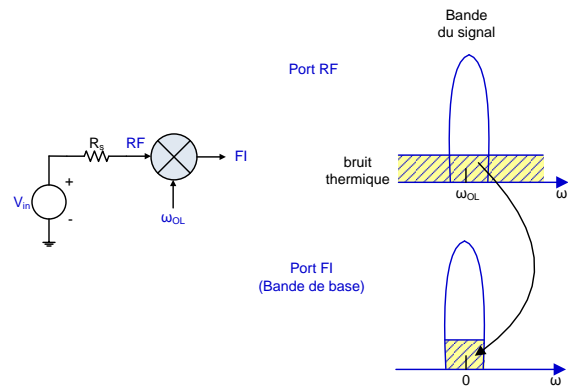


FIGURE 2.5.15 – Translation du bruit pour une architecture homodyne [85]

En effet, on constate que l'on récupère le bruit thermique de la bande de fréquence du signal mais également celui de la bande image, comme le montre l'équation 2.5.14 suivante [85] :

$$SNR_{out} = \frac{1}{2} SNR_{in} \Rightarrow F_{SSB} = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = 2 \quad (2.5.14)$$

Ainsi, pour une architecture hétérodyne, le  $SNR$  à la sortie du mélangeur est égal à la moitié de celui à son entrée. Autrement dit, un mélangeur idéal sans bruit a un facteur de bruit en dB de  $NF_{SSB} = 3 \text{ dB}$ . On parle alors de facteur de bruit *Single Side Band* ( $SSB$ ), le signal utile provient d'un seul côté de la fréquence de l'oscillateur local.

#### – Cas de l'architecture homodyne

Dans le cas d'une architecture homodyne, le signal RF est translaté directement en bande de base sans passer par une fréquence intermédiaire (Figure 2.5.15) [85]. Les rapports signal-à-bruit en entrée et en sortie du mélangeur sont égaux, conduisant ainsi à un facteur de bruit en dB de  $NF_{DSB} = 0 \text{ dB}$  pour un mélangeur idéal sans bruit.

On parle alors de facteur de bruit *Double Side Band (DSB)*, le spectre du signal RF étant réparti des deux côtés du signal OL.

En résumé, le facteur de bruit en dB *SSB* est supérieur de  $3\text{ dB}$  par rapport à celui *DSB* pour un mélangeur idéal sans bruit. Généralement, on déduit la valeur du facteur de bruit en dB *SSB* à partir du facteur de bruit en dB *DSB* mesuré en y ajoutant  $3\text{ dB}$ .

### Isolation

Une bonne isolation entre chacune des paires des ports du mélangeur est nécessaire pour assurer son bon fonctionnement [85] :

- $\sqrt{OL - RF}$  : Fuites de l'OL vers le *LNA* voire éventuellement vers l'antenne
- $\sqrt{RF - OL}$  : Interaction des fortes interférences RF avec l'oscillateur local
- $\sqrt{OL - FI}$  : Problème de désensibilisation des étages suivants du fait de la présence du signal OL à la sortie FI
- $\sqrt{RF - FI}$  : Distorsion d'ordre pair dans les structures homodynes du fait de la présence d'une fraction du signal RF à la sortie FI

### 2.5.3.3 Architectures de mélangeurs passifs

L'architecture simplifiée d'un mélangeur passif est présentée Figure 2.5.16 [85].

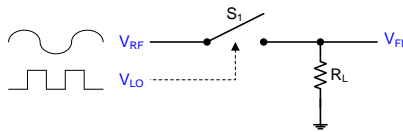
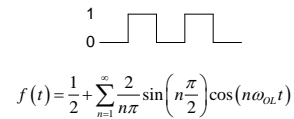


FIGURE 2.5.16 – Schéma conceptuel d'un mélangeur passif



$$f(t) = \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos(n\omega_{OL}t)$$

FIGURE 2.5.17 – Développement en série de Fourier d'un signal carré de pulsation  $\omega_{OL}$ .

L'interrupteur (un transistor NMOS par exemple) est commandé par le signal carré de la voie OL tel que :

- lorsque l'interrupteur est fermé, alors  $V_{FI} = V_{RF}$
- lorsque l'interrupteur est ouvert, alors  $V_{FI} = 0$

Le développement en série de Fourier  $f(t)$  du signal OL est donnée Figure 2.5.17. On peut dès lors exprimer la sortie  $V_{FI}$  comme suit (Equation 2.5.15) :

$$V_{FI} = k V_{RF} f(t) \text{ où } k : \text{ atténuation lors de la translation du signal vers la fréquence utile} \quad (2.5.15)$$

Ainsi le signal  $V_{FI}$  comporte des composantes aux fréquences  $f_{RF}$  et  $n f_{OL} \pm f_{RF}$  ( $n$  impair), comme cela est illustré sur son spectre (Figure 2.5.18).

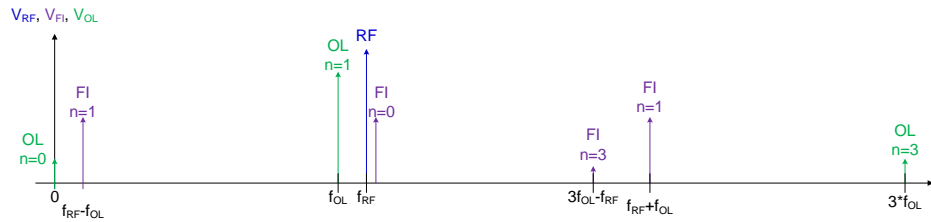


FIGURE 2.5.18 – Spectre RF, OL et FI du mixer passif basique

Malgré sa faible consommation (pas de courant de polarisation), son faible bruit en  $1/f$  et sa bonne linéarité, l'inconvénient majeur du mélangeur passif est l'atténuation introduite lors de la translation du signal RF vers la fréquence utile [45].

La figure 2.5.19 présente une illustration d'un mélangeur passif subharmonique (*subharmonic passive mixer*) [45]. Au lieu d'utiliser le fondamental du signal OL pour effectuer la descente en fréquence, un tel mélangeur tire profit des non-linéarités du circuit en exploitant la seconde ou la troisième harmonique du signal OL. Les performances de ce mélangeur passif sont résumées dans la figure 2.5.20 ci-dessous [45].

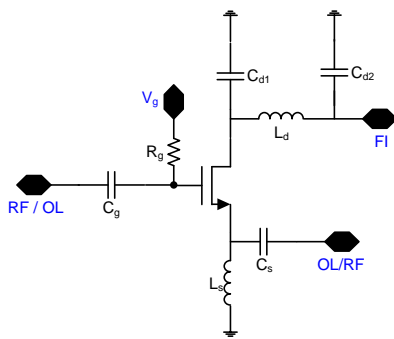


FIGURE 2.5.19 – Mixer passif subharmonique

Paramètres	Valeurs
Fréquence RF	29-31 GHz
Fréquence FI	0.05-2 GHz
Pertes de conversion	8-12 dB
Puissance OL	9.7 dBm
IIP3	3 dBm
Isolation OL-RF	< 30 dB

FIGURE 2.5.20 – Performances du mélangeur passif subharmonique [45]

Ainsi, du fait des fortes pertes d'insertion du mélangeur passif (généralement supérieures à 10 dB [45]) et des exigences en gain et en bruit de l'application visée, notre choix se porte donc sur les mélangeurs actifs.

#### 2.5.3.4 Architectures de mélangeurs actifs

Il existe deux types de mélangeurs actifs : les mélangeurs simplement et doublement équilibrés qui diffèrent de par le fait que l'entrée RF est en mode différentiel ou non différentiel (*single-ended*). La comparaison de ces deux types de mélangeurs actifs conduit au choix de la topologie retenue pour notre démonstrateur.

##### Mélangeur simplement équilibré

La structure classique d'un mélangeur simplement équilibré ainsi que son principe de fonctionnement sont présentés Figures 2.5.21 et 2.5.22 respectivement [85]. Elle est constituée d'une partie de commutation (avec les transistors  $M_2$  et  $M_3$  fonctionnant en interrupteurs) commandée par le signal OL et permettant ainsi d'effectuer la translation en fréquence selon le principe du mélangeur passif. L'étage de transconductance (transistor  $M_1$  monté en source commune) permet d'avoir suffisamment de gain.

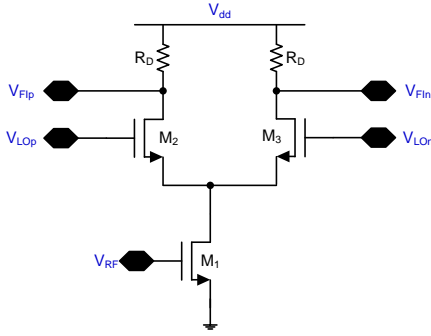


FIGURE 2.5.21 – Mélangeur actif simplement équilibré

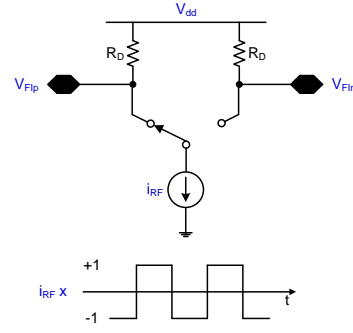


FIGURE 2.5.22 – Principe de fonctionnement du mélangeur actif simplement équilibré

Le signal FI est exprimé en fonction du signal OL comme suit, sachant que  $i_{RF}$  représente la composante petit signal du courant de drain du transistor  $M_1$  (Equation 2.5.16) :

$$\begin{cases} \text{Si } V_{OL} > 0, \text{ alors } M_2 \text{ est passant et } M_3 \text{ est bloqué et } V_{FI} = -R_D i_{RF} = -R_D g_{m_1} V_{RF} \\ \text{Si } V_{OL} < 0, \text{ alors } M_2 \text{ est bloqué et } M_3 \text{ est passant et } V_{FI} = R_D i_{RF} = R_D g_{m_1} i_{RF} \end{cases}$$

Ainsi,

$$V_{FI} = \pm R_D g_{m_1} V_{RF} \quad (2.5.16)$$

On aboutit donc à la multiplication du signal RF par un signal carré prenant alternativement les valeurs de +1 et -1 au rythme du signal OL, ce qui engendre une translation en fréquence similaire à celle des mélangeurs passifs mais avec un gain de  $R_D g_{m_1}$ .

Le mélangeur simplement équilibré convient parfaitement lorsque le signal RF est non différentiel. Cependant, il présente les inconvénients suivants :

- un problème d'isolation entre la voie OL et FI  
En effet la paire différentielle ( $M_2$  et  $M_3$ ) amplifie le signal OL.
- une sensibilité au bruit généré par l'oscillateur local

L'expression du facteur de bruit en dB ( $SSBNF$ ) pour le mélangeur simplement équilibré est donnée par l'équation 2.5.17 suivante [94] :

$$SSBNF = 10 \log \left[ \frac{\alpha}{c^2} + \frac{(\gamma_1 + r_{g_1} g_{m_1}) \alpha g_{m_1} + 2 \gamma_2 \bar{G} + (R_{OL} + 2 r_{g_2}) \bar{G}^2 + \left(\frac{1}{R_L}\right)}{R_s c^2 (g_{m_1})^2} \right] \quad (2.5.17)$$



$g_c = c g_{m3}$ :	gain de conversion d'un mélangeur simplement équilibré
$\alpha \cong 1 - \frac{1}{4} (\Delta f_{OL})$	avec, $\Delta f_{OL} = \frac{1}{\pi} \arcsin \left( \frac{V_x}{V_o} \right)$ ; $V_o$ : amplitude du signal OL
$V_x = \frac{1}{\theta} \left( \frac{J_B}{2} + \sqrt{\frac{J_B^2}{4} + J_B} \right)$	avec, $J_B = \frac{\theta^2}{K_1} I_{D1}$
$\theta$ :	modélisation au 1 <sup>er</sup> ordre de la résistance de source ( $R_s$ ), de la dégradation de la mobilité du électronique à cause du champ électrique vertical et de la dégradation de la vitesse de saturation des électrons à cause du champ électrique latéral. Pour un canal court, ce paramètre dépend de la longueur du canal et de l'effet substrat.
où,	
$K$ :	paramètre dépendant de la technologie et des dimensions du transistor
$\overline{G}$ :	moyenne temporelle de $G(t)$ ; $G(t)$ : transconductance petit signal de la paire différentielle ( $M_2$ et $M_3$ )
$R_L$ :	contribution en bruit de la charge
$\gamma = \gamma' = 2/3$ :	pour un canal court
$\gamma = \gamma' \left( \frac{g_{d0}}{g_m} \right) > 2/3$ :	pour un canal long

Il est possible de surmonter la majorité de ces inconvénients en utilisant une topologie doublement équilibrée pour l'application visée.

A titre d'exemple, le tableau 2.10 présente les performances d'un mélangeur simplement équilibré en technologie CMOS SOI 90 nm [57].

TABLE 2.10 – Performances du mélangeur actif simplement équilibré [57]

Paramètres	Valeurs
<b>Fréquence RF</b>	30 GHz
<b>Fréquence FI</b>	2.5 GHz
<b>Gain de conversion</b>	- 2.6 dB
<b>SSB NF</b>	13.5 dB
<b>Puissance OL</b>	5 dBm
<b>IIP3</b>	0.5 dBm
<b>Consommation</b>	17 mA sous 1.2 V

### Mélangeur doublement équilibré ou “Cellule de Gilbert”

Le mélangeur actif doublement équilibré (ou “Cellule de Gilbert”) est présenté Figure 2.5.23. Il convient aussi bien pour des signaux RF non différentiels que différentiels.

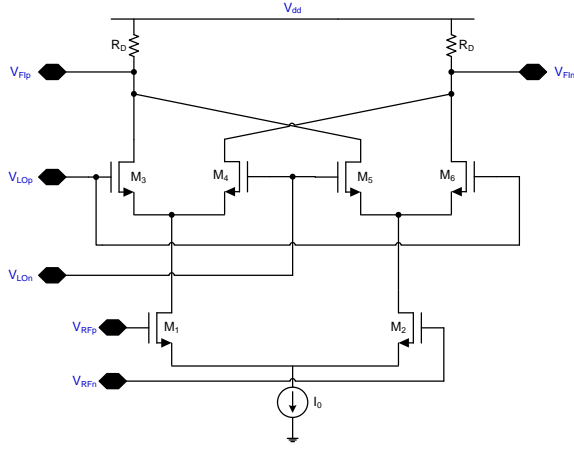


FIGURE 2.5.23 – Mélangeur actif doublement équilibré (Cellule de Gilbert)

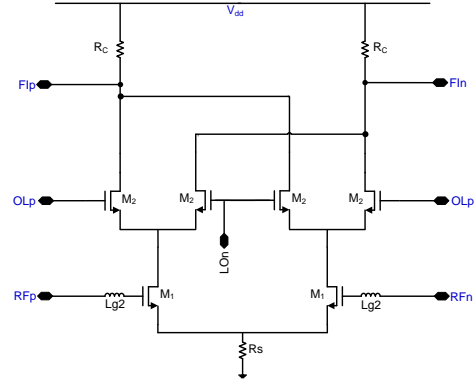


FIGURE 2.5.24 – Mélangeur doublement équilibré sous contrainte de faible consommation

Comme pour le mélangeur actif simplement équilibré, on a un étage de commutation (transistors  $M_3$ ,  $M_4$ ,  $M_5$  et  $M_6$ ) commandé par le port OL ainsi qu’un étage de transconductance (transistors  $M_1$  et  $M_2$ ) fournissant le gain.

Si l’on supprimait l’étage de commutation, on aurait :  $V_{FI} = -2 R_L i_{RF}$ . Le rôle de cet étage est de réaliser la translation en fréquence en multipliant le résultat précédent par un signal carré prenant alternativement les valeurs de +1 et -1 au rythme du signal OL.

Selon le signe de  $V_{OL}$ , le signal  $V_{FI}$  est tel que (Equation 2.5.18) :

$$\begin{cases} \text{Si } V_{OL} > 0, \text{ alors } M_1 \text{ et } M_3 \text{ sont passants, et } M_2 \text{ et } M_4 \text{ sont bloqués et } V_{FI} = -2 R_L i_{RF} \\ \text{Si } V_{OL} < 0, \text{ alors } M_2 \text{ et } M_4 \text{ sont bloqués, et } M_1 \text{ et } M_3 \text{ sont passants et } V_{FI} = +2 R_L i_{RF} \end{cases}$$

Ainsi,

$$V_{FI} = \pm 2 R_L i_{RF} \quad (2.5.18)$$

La structure doublement équilibrée de Gilbert assure une meilleure isolation OL-IF. En effet, les paires différentielles  $M_3 - M_4$  et  $M_5 - M_6$  additionnent le signal OL amplifié en opposition de phase permettant ainsi l’annulation du premier ordre.

Les deux topologies (simplement et doublement équilibrées) offrent une sortie différentielle permettant ainsi d’avoir un gain plus élevé qu’une sortie non différentielle et une meilleure isolation RF-FI. Enfin, la sortie  $V_{FI}$  de la structure doublement équilibrée est deux fois plus grande que celle de la structure simplement équilibré (Equations 2.5.16 et 2.5.18), compatible avec l’exigence de fort gain de l’application visée.

L’expression du facteur de bruit ( $SSB NF$ ) de la cellule de Gilbert est telle que (Equation 2.5.19) [94] :

$$SSB NF = 10 \log \left[ \frac{\alpha}{c^2} + \frac{2(\gamma_1 + r_{g1} g_{m1}) \alpha g_{m1} + 4\gamma_3 \bar{G} + (4r_{g3}) \bar{G}^2 + \left(\frac{1}{R_L}\right)}{R_s c^2 (g_{m1})^2} \right] \quad (2.5.19)$$

où les termes de cette équation ont une définition similaire à ceux utilisés pour la topologie simplement équilibrée.

On constate que le facteur de bruit du mélangeur simplement équilibré est égal à la moitié de celui de la cellule de Gilbert (Equations 2.5.17 et 2.5.19). De plus, à gain égal et en négligeant le bruit apporté par le port OL, le mélangeur doublement équilibré consomme deux fois plus que la structure simplement équilibrée avec un facteur de bruit en dB plus élevé [94].

En guise d'illustration, le tableau 2.11 présente les performances d'un mélangeur doublement équilibré en technologie CMOS 130 nm [73].

TABLE 2.11 – Performances du mélangeur actif doublement équilibré [73]

Paramètres	Valeurs
Fréquence RF	9-50 GHz
Gain de conversion	> 5 dB
NF	16.4 dB
Puissance OL	5 dBm
IIP3	-0.2 dBm@10 GHz
Isolation OL-RF	35 dB@20 GHz
Consommation	29 mA sous 3.3 V

### Etude de notre structure de Gilbert doublement équilibrée

Du fait de la contrainte faible consommation de l'application visée, la tension d'alimentation est fixée à 1.2V, ce qui rend difficile l'empilement de plus de 2 transistors. La charge du mélange est donc résistive ( $R_L$ ) et la source de courant  $I_0$  est remplacée par une résistance  $R_s$  (Figure 2.5.24). On ajoute aussi une inductance de grille  $L_{g_2}$  pour faciliter l'adaptation d'entrée du mélangeur.

L'impédance d'entrée de notre mélangeur doublement équilibré est exprimée par l'équation 2.5.20 [102] :

$$Z_{in} = \frac{R_s}{2} + \left( \frac{\omega_t R_s}{j 2 \omega} + \frac{1}{j C_{gs} \omega} \right) + j \omega L_{g_1} \quad (2.5.20)$$

Ce mélangeur actif doublement équilibré est dûment simulé et analysé dans le chapitre IV de ce présent manuscrit.

### 2.5.4 Oscillateur Local (OL)

Le bloc de synthèse de fréquence permet de fournir un signal de fréquence  $f_{OL}$ , stable en fréquence et en amplitude et est généré par une référence externe (le Quartz par exemple).

Les spécifications pour les oscillateurs utilisés pour la chaîne de réception sont plus strictes que pour ceux destinés aux émetteurs [100]. En effet, en plus de la stabilité fréquentielle, l'oscillateur local du récepteur doit avoir un faible bruit de phase pour assurer la sélectivité des canaux adjacents et une faible contribution en bruit pour une bonne sensibilité du récepteur.

Pour le premier prototype de ce manuscrit, cette synthèse de fréquence est externe au circuit pour des raisons de simplicité et de priorité. Il paraît donc inutile de détailler ce bloc.

### 2.5.5 Filtres

Dans les architectures de chaînes de réception, les filtres peuvent présenter de nombreuses fonctionnalités, à savoir : sélectionner la bande de réception, éviter le repliement du spectre dans le canal, rejeter la fréquence image...

Comme pour le bloc de synthèse de fréquence, on a fait le pari de ne pas utiliser de filtres pour le premier prototype de notre démonstrateur, il est donc inutile de trop s'attarder sur ce bloc.

## 2.5.6 Balun

Dans notre premier prototype, le balun sert à passer d'un mode référencé *single* à un mode différentiel aux deux entrées du mélangeur. Le but de ce paragraphe est de détailler les principales caractéristiques d'un balun et de justifier la solution retenue pour l'application visée et conçue dans le chapitre IV. Qu'il soit intégré ou externe, le balun peut être passif ou actif. Dans cette étude, le mélangeur doublement équilibré de Gilbert impose l'utilisation de baluns intégrés.

### 2.5.6.1 Caractéristiques spécifiques d'un balun

Les caractéristiques spécifiques extraites à partir des paramètres  $S$  différentiels du balun sont : les pertes d'insertion, les erreurs de phase, les erreurs d'amplitude et les pertes en réflexion.

#### Pertes d'insertion (*insertion loss*) d'un balun

Les pertes d'insertion correspondent à l'atténuation en transmission entre le port non différentiel et les ports différentiels. Généralement, des pertes d'insertion acceptables doivent être inférieures à 1 dB [58]. Ce paramètre peut être considéré comme étant une judicieuse figure de mérite pour évaluer la qualité d'un balun. En effet, il combine deux figures de mérite : le facteur de qualité des inductances (mécanisme de pertes d'énergie commun aux inductances intégrés), les coefficients de couplage (exprimant le transfert de puissance entre l'enroulement du primaire et celui du secondaire).

#### Erreurs de phase (*phase imbalance*) et erreurs d'amplitude (*amplitude imbalance*) d'un balun

Avec la connaissance des amplitudes et phases des sorties à travers les paramètres  $S_{21}$  et  $S_{31}$ , il est possible d'évaluer les incertitudes de phase et d'amplitude du balun et ainsi jauger sa qualité. L'erreur d'amplitude correspond à la différence entre les pertes d'insertion d'un port par rapport à l'autre et est jugée acceptable si elle est inférieure à 0.5 dB en valeur absolue [58]. L'erreur de phase représente la différence de phase des voies différentielles par rapport aux  $180^\circ$  souhaités dans le cas idéal et est considérée acceptable si elle est inférieure à  $5^\circ$  en valeur absolue [58].

#### Pertes en réflexion (*return loss*) d'un balun

Les pertes en réflexion correspondent à l'adaptation d'impédance sur les accès de la voie non différentielle et des voies différentielles et sont considérées acceptables si elles sont inférieures à -15 dB [58]

#### Cas d'un balun idéal

Dans un balun idéal, *càd* parfaitement équilibré et **sans perte d'insertion**, le signal se divise en deux pour les deux ports différentiels et on obtient donc sur chaque voie -3 dB par rapport au signal au port non différentiel. Les erreurs d'amplitude et de phase sont donc **nulles** [58].

### 2.5.6.2 Balun actif intégré monolithique

Le balun actif intégré monolithique peut être conçu avec un transistor (Figure 2.5.25) [101]. L'entrée référencée *single*  $V_{in}$  est injectée sur la grille du transistor et on récupère la sortie différentielle entre sa source ( $V_{o1}$ ) et son drain ( $V_{o2}$ ). Ce circuit peut être assimilé à un amplificateur source commune (*CS*) si on ignore la sortie sur la source et comme un amplificateur drain commun (*CD*) si on ignore la sortie sur le drain. La fonction de transfert d'un amplificateur *CS* présente un déphasage de  $180^\circ$  par rapport à son entrée tandis que celui d'un amplificateur *CD* présente un déphasage de  $0^\circ$  par rapport à son entrée. Il en résulte alors un déphasage de  $180^\circ$  entre les deux sorties  $V_{o1}$  et  $V_{o2}$ .

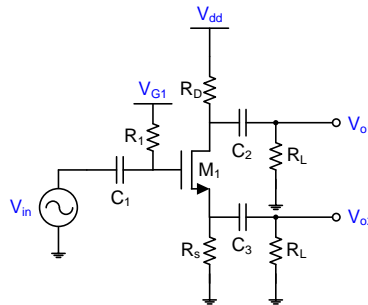


FIGURE 2.5.25 – Balun actif avec un seul transistor

Généralement, les baluns actifs sont intéressants car ils présentent peu de pertes et sont largement compacts par rapport à leurs homologues passifs [101]. Cependant, en haute fréquence, leur conception est souvent compliquée (du fait des capacités parasites  $C_{gd}$  et  $C_{gs}$ ) et leur bande passante est assez étroite [101]. C'est pourquoi la topologie retenue pour le balun est passive. A titre d'exemple, le tableau 2.12 reprend les résultats d'un balun actif large bande [55].

TABLE 2.12 – Performance d'un balun actif large bande [55]

Freq. (GHz)	Pertes d'insertion (dB)	Erreur d'amplitude (dB)	Erreur de phase ( $^\circ$ )	Surface occupée ( $\text{mm}^2$ )
1-16	–	$< 1$	$< 5$	–

On souhaite réaliser un balun fonctionnant dans la bande Ku, avec de faibles pertes d'insertion, d'erreurs d'amplitude et de phase.

### 2.5.6.3 Balun passif intégré monolithique

Parmi les baluns passifs intégrés monolithiques, on peut citer les baluns de type Marchand, Rat-Race et à base de transformateurs.

#### Balun intégré de type Marchand

Conventionnellement, le balun de type Marchand utilise deux lignes quart d'onde couplées (Figure 2.5.26) [71].

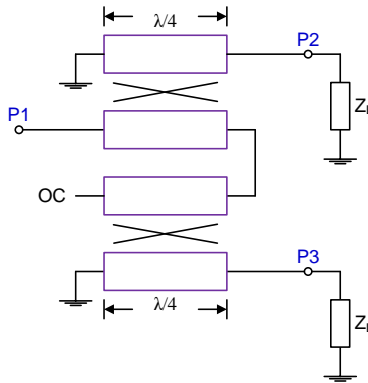


FIGURE 2.5.26 – Balun conventionnel de type Marchand

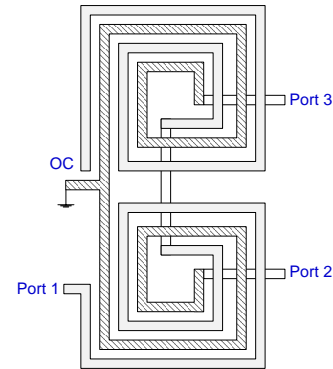


FIGURE 2.5.27 – Layout en spirale d'un Balun de type Marchand

Ce type de balun ne consomme pas de puissance avec une bande passante relativement large (jusqu'à 100 %) mais il souffre de leur exorbitante surface d'intégration surtout dans les fréquences RF [55, 95] malgré une réalisation en spirale (Figure 2.5.27, [96]) avec un coût très élevé pour les applications *MMIC*. Par exemple, les résultats de la réalisation en spirale d'un balun de type Marchand sont résumés dans le tableau 2.13 ci-dessous.

TABLE 2.13 – Performance d'un balun intégré de type Marchand [92, 95, 96, 65]

	Freq. (GHz)	Pertes d'insertion (dB)	Erreur d'amplitude (dB)	Erreur de phase (°)	Surface occupée
TSE06 [96]	0.5-12	6	2	–	660 $\mu\text{m}$ *250 $\mu\text{m}$
TSA93 [95]	7-19	$\leq 2$	$< 1$	$< 5$	1 mm*2 mm
SUN06 [92]	14-28	$< 1.5$	1	$< 10$	674 $\mu\text{m}$ *387 $\mu\text{m}$
YU07 [65]	18-32	0.8	1	5	410 $\mu\text{m}$ *180 $\mu\text{m}$

On ne retient donc pas cette structure pour notre application sous contrainte de faible coût.

#### Balun intégré de type Rat-Race

La topologie d'un coupleur de type Rat-Race est circulaire avec quatre ports (Figure 2.5.28) [69]. Pour qu'il fonctionne en tant que balun, le port *P1* est en mode référencé "Single" et les ports *P2* et *P4* constituent la sortie différentielle. La distance entre ces deux derniers est proportionnelle à la longueur d'onde  $\lambda$  et la longueur totale de la ligne de transmission est de  $3\lambda/2$ .

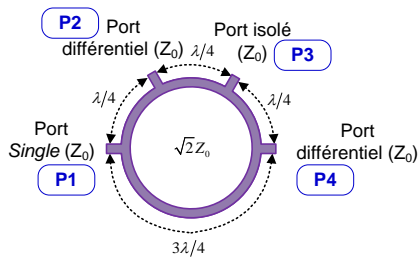


FIGURE 2.5.28 – Balun basique de type Rat-Race



FIGURE 2.5.29 – Layout en spirale d'un Balun de type Rat-Race [69]

Lors de son intégration sur silicium, ce balun ne peut pas garder sa géométrie circulaire du fait des règles de dessin. C'est la raison pour laquelle le balun est aplati et son layout ressemble à celui présenté Figure 2.5.29 [69].

TABLE 2.14 – Performance d'un balun intégré de type Rate-Race [56, 69]

	Freq. (GHz)	Pertes d'insertion (dB)	Erreur d'amplitude (dB)	Erreur de phase (°)	Surface occupée
DIN08 [56]	57-71	< 3.2	0.6	10	530 μm*520 μm
INU08 [69]	40-61	> 1.7	1.5	15	480 μm*735 μm

Ce layout permet d'économiser du silicium mais engendre une légère augmentation des pertes d'insertion et reste tout de même assez encombrant [56], comme en témoigne les performances d'un tel balun dans le tableau 2.14. On ne retient donc pas cette topologie de balun pour l'application visée.

### Balun intégré de type transfo

Le balun intégré de type "transfo" est illustré Figure 2.5.30 [75]. Son principe est basé sur l'inductance mutuelle pour le couplage entre deux ou plusieurs enroulements sans perte de puissance. En effet, le flux magnétique produit par le courant  $i_P$  circulant à travers l'inductance du Primaire ( $L_P$ ) induit un courant  $i_S$  sur l'inductance du Secondaire ( $L_S$ ) [75].

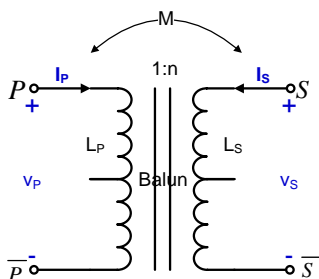


FIGURE 2.5.30 – Symbole du balun monolithique

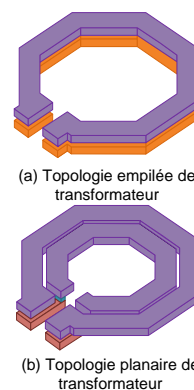


FIGURE 2.5.31 – Configurations empilée (a) et planaire (b) d'un transformateur

La réalisation physique du balun intégré sur silicium se fait à l'aide d'inductances en utilisant les niveaux métalliques faiblement résistifs de la technologie. Il existe deux façons de disposer ces inductances : soit les conducteurs sont enroulés sur le même plan (Figure 2.5.31(b)); soit les conducteurs sont empilés (Figure 2.5.31(a)). La configuration empilée présente une surface d'intégration plus faible que la planaire avec des enroulements primaire et secondaire identiques.

A cette compacité s'ajoute le fait que les technologies actuelles ont tendance à proposer des diélectriques de faible permittivité de plus en plus épais ainsi que des niveaux de métaux épais de plus en plus nombreux : la conception d'un balun avec des conducteurs empilés retient donc notre attention et est détaillé dans le chapitre IV.

## 2.5.7 Diviseurs/Combineurs de puissance

Les combineurs/diviseurs de puissance sont utilisés pour combiner/diviser la puissance d'un signal tout en gardant une bonne adaptation d'impédance sur tous les ports. Leurs principales caractéristiques sont les pertes d'insertion, les erreurs de phase et d'amplitude sur les sorties, les isolations des sorties, l'adaptation d'impédance sur tous les ports et la bande de fréquence de fonctionnement. La définition de ces notions est proche de celle du balun (paragraphe 2.5.6.1).

La même structure peut servir à la fois de combineur et de diviseur ; cela dépend seulement de la manière avec laquelle elle est connectée au reste du système.

Ce paragraphe a pour but de choisir le combineur de puissance et le diviseur de puissance qui conviennent pour l'application visée.

### 2.5.7.1 Combineur/Diviseur de puissance passif

#### Combineur/Diviseur de puissance résistif (*Resistive power Combiner/Splitter*)

Le diviseur de puissance 1 : 2 le plus simple est présenté Figure 2.5.32. L'avantage d'un tel circuit est son caractère large bande. Ses inconvénients concernent la faible isolation entre les ports de sortie (de l'ordre de 6 dB) et les fortes pertes d'insertion [100].

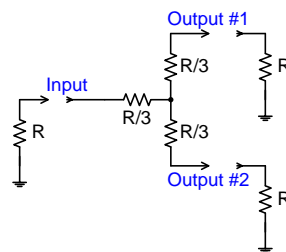


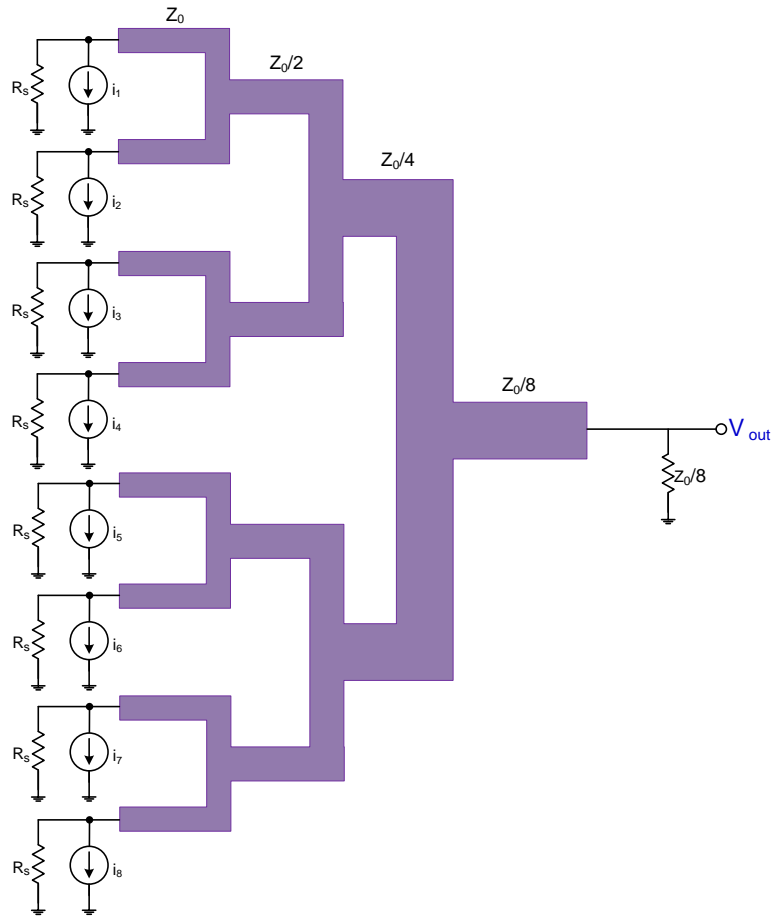
FIGURE 2.5.32 – Combineur/Diviseur de puissance résistif

#### Combineur/Diviseur de puissance réactif (*Reactive power Combiner/Splitter*)

##### *Binary tree structure*

Parmi les combineurs de puissance réactifs, la structure *binary tree* fonctionne comme un combineur en courant passif (Figure 2.5.33) [62].



FIGURE 2.5.33 – Combineur passif en courant (*binary tree structure*) [62]

L'inconvénient de ce type de combinaison est son importante surface d'intégration sur silicium. En guise d'exemple, la longueur géométrique d'une telle structure entre chaque port d'entrée et le port de sortie est de 1.5 mm@4.8 GHz [62]. Les expressions de la tension ( $V_{out}$ ) et de la puissance ( $P_{out}$ ) après la combinaison sont données par les équations 2.5.21 et 2.5.22 respectivement.

$$V_{out} = \sum_{k=1}^8 i_k \frac{Z_0}{8} \quad (2.5.21)$$

$$P_{out} = \left( \sum_{k=1}^8 i_k \right)^2 \frac{Z_0}{8} \quad (2.5.22)$$

Une autre limitation concerne l'impédance de la ligne de transmission. En effet, si l'on souhaite adapter en sortie sur  $Z_0$  suite à la combinaison totale de 8 signaux, il faut s'assurer que la technologie utilisée puisse générer des lignes de transmission avec une impédance caractéristique de  $8 Z_0 = 200 \Omega$  tout en respectant les règles de dessin. Le problème inverse se pose également concernant la faisabilité de lignes de transmission avec de faibles impédances caractéristiques, sachant que cette impédance caractéristique est divisée par deux à chaque étage de combinaison. De plus, le gain en tension trop faible ne fait pas de cette structure un bon candidat pour l'application visée.

### Structure de Wilkinson

Un autre diviseur de puissance réactif ainsi que son fonctionnement sont présentés Figures 2.5.34 et 2.5.35 respectivement. Il s'agit d'un diviseur classique de *Wilkinson*.

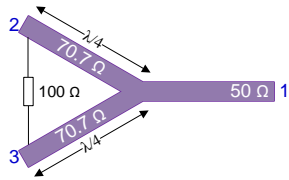


FIGURE 2.5.34 – Diviseur/Combineur de Wilkinson [99]

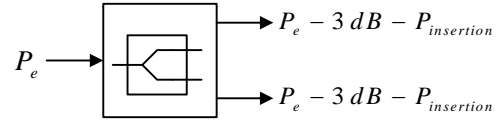


FIGURE 2.5.35 – Fonctionnement du diviseur de Wilkinson

Par rapport au diviseur résistif, il arbore deux avantages, à savoir de faibles pertes d'insertion et une meilleure isolation entre les ports (de l'ordre de 20 dB). Cependant, son inconvénient majeur concerne l'étroite bande de fréquence de fonctionnement (environ 40 %) [100].

Lorsque cette structure de *Wilkinson* fonctionne en combineur de puissance, il présente l'avantage d'avoir la même impédance caractéristique sur tous les ports. Il n'est pas nécessaire de redimensionner l'impédance de la ligne de transmission à chaque étage de combinaison. Cependant, ce combineur de Wilkinson exige des lignes quart d'onde à chaque jonction en té, ce qui est trop volumineux lors de son intégration sur silicium [62].

### 2.5.7.2 Combineur/Diviseur de puissance actif

Contrairement à leurs homologues passifs, les combineurs/diviseurs actifs ont du gain et une meilleure isolation [77]. Une implémentation distribuée large bande d'un combineur et d'un diviseur de puissance actifs est présenté Figures 2.5.37 et 2.5.36 respectivement.

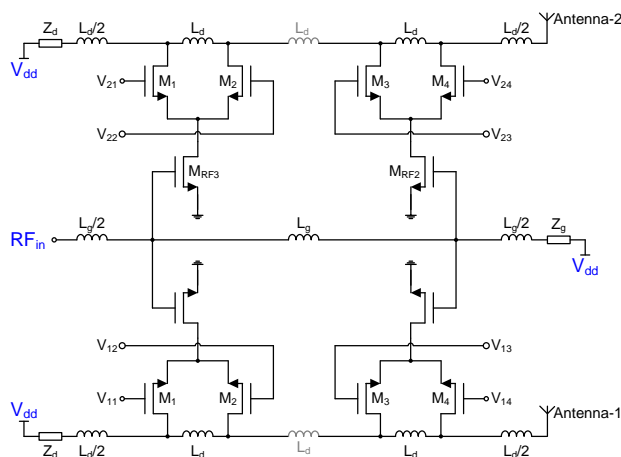


FIGURE 2.5.36 – Diviseur de puissance actif large bande [88]

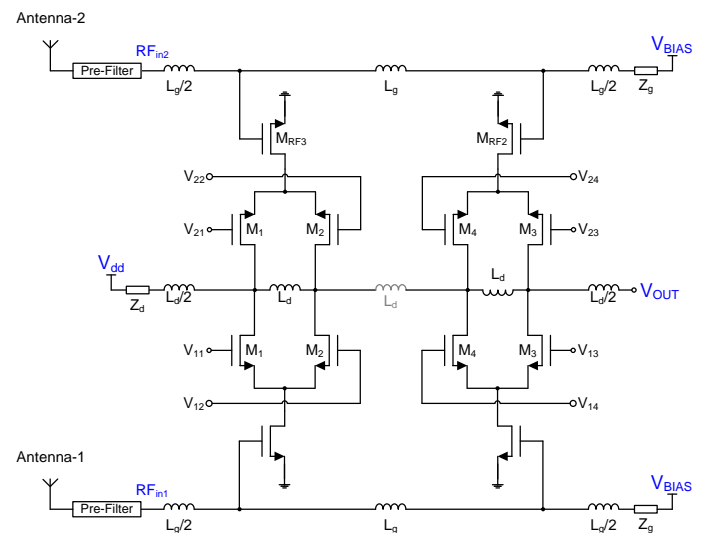


FIGURE 2.5.37 – Combineur de puissance actif large bande [88]

Cela consiste à utiliser des lignes de transmission le long des grilles et des drains des transistors pour satisfaire le caractère large bande. Le tableau 2.15 reprend leurs principales caractéristiques.

TABLE 2.15 – Performance d'un combineur/diviseur de puissance actif large bande [88]

	Techno. (nm)	fréq. (GHz)	Gain variable (dB)	Retard variable (ps)	I (mA)	Vdd (V)	Nombre d'étages
<b>Combineur</b>	130	1-10.6	-15~6	32~42	8.5	1.8	2
<b>Diviseur</b>	130	1-10.6	-16~9.5	43~53	11.4	1.8	3

### 2.5.7.3 Choix du diviseur et du combineur de puissance

Pour les mesures du premier prototype de notre récepteur (Figure 2.5.38), des diviseurs de puissance sont utilisés pour générer la même puissance aux niveaux des entrées RF et OL. Le choix se fera donc entre un composant discret du commerce ou un diviseur de puissance de *Wilkinson* intégré sur PCB.

Le combineur de puissance intégré sur silicium est actif pour avoir du gain et une bonne isolation entre les ports tout en ayant un layout compact.

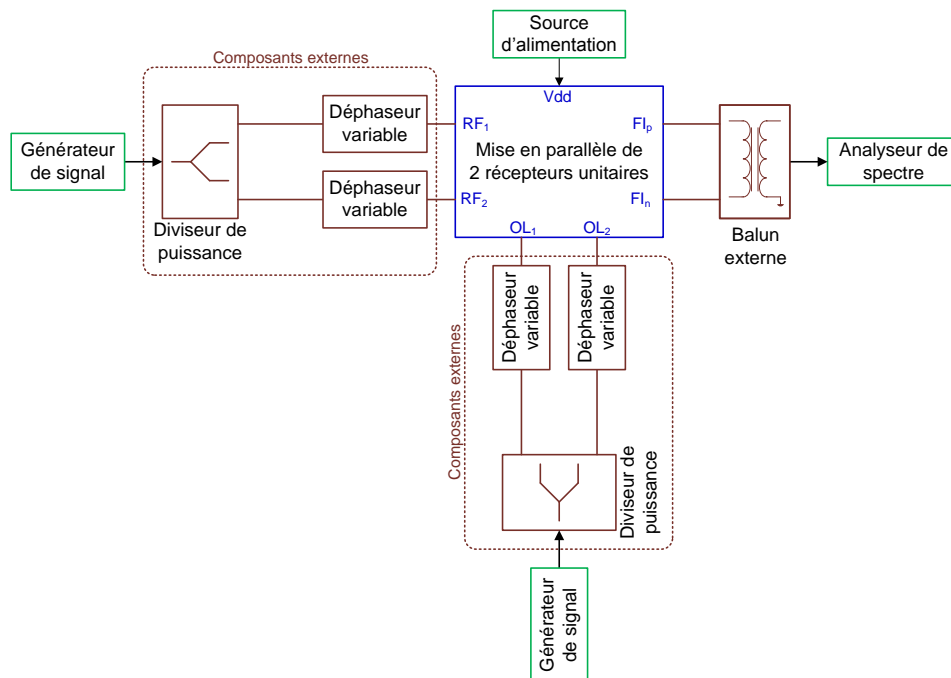


FIGURE 2.5.38 – Configuration de test du premier prototype du *Front-End*

## 2.6 Conclusion et perspectives du chapitre II

Les caractéristiques d'une chaîne de réception ainsi qu'un état de l'art des éléments la constituant sont exposés dans ce chapitre. On y évoque également la combinaison de plusieurs versions du signal reçu ainsi que l'amélioration du *SNR* lors de la mise en parallèle de plusieurs récepteurs (*phased array system*). Le tour

d'horizon des différentes architectures de récepteur unitaire ainsi que des différentes techniques de combinaison de signaux a pour objectif de proposer l'architecture qui convient le mieux pour l'application visée.

Ce chapitre permet donc de mieux cerner les avantages de la diversité spatiale du fait de la mise en réseau de plusieurs récepteurs. L'intégration d'un tel système en technologie CMOS peut être compact, faible coût et performante pour des applications sans fil. Sa reconfigurabilité interne est intéressante, on s'affranchit donc de l'ajout d'éléments externes, ce qui permet de proposer des solutions peu coûteuses et faible consommation. Les principaux défis à relever lors de la conception d'un récepteur (le bruit et les interférences principalement) sont évoqués dans ce chapitre et seront développés dans la suite de ce manuscrit d'un point de vue circuit et système.

# Bibliographie

[1]

- [42] IRE Standards on Methods of Measuring Noise in Linear Twoports, 1959. *Proceedings of the IRE*, pages 60 –68, Jan. 1960.
- [43] B. Afshar and A.M. Niknejad. X/Ku Band CMOS LNA Design Techniques. *Custom Integrated Circuits Conference, 2006. CICC '06. IEEE*, pages 389 –392, Sept. 2006.
- [44] S.M. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, pages 1451 –1458, Oct. 1998.
- [45] Mingquan Bao, H. Jacobsson, L. Aspemyr, G. Carchon, and Xiao Sun. A 9-31-GHz Subharmonic Passive Mixer in 90nm CMOS Technology. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 2257 –2264, Oct. 2006.
- [46] G. Baudoin. *Radiocommunications numériques : Principes, modélisation et simulation*. Dunod, 2007.
- [47] E.J. Bond, Xu Li, S.C. Hagness, and B.D. Van Veen. Microwave imaging via space-time beamforming for early detection of breast cancer. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, pages 1690 –1705, Aug. 2003.
- [48] J. Borremans, S. Thijs, M. Dehan, A. Mercha, and P. Wambacq. Low-cost feedback-enabled LNAs in 45nm CMOS. *ESSCIRC, 2009. ESSCIRC '09. Proceedings of*, pages 100 –103, Sept. 2009.
- [49] J. Borremans, P. Wambacq, C. Soens, Y. Rolain, and M. Kuijk. Low-Area Active-Feedback Low-Noise Amplifier Design in Scaled Digital CMOS. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 2422 –2433, Nov. 2008.
- [50] D. Brunel, C. Caron, C. Cordier, and E. Soudee. A highly integrated 0.25  $\mu\text{m}$  BiCMOS chipset for 3G UMTS/WCDMA handset RF sub-system. *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2002 IEEE*, pages 191 –194, 2002.
- [51] Yiqun Cao, V. Issakov, and M. Tiebout. A 2kV ESD-Protected 18GHz LNA with 4dB NF in 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS. *Solid-State Circuits Conference, 2008. ISSCC 2008. Digest of Technical Papers. IEEE International*, pages 194 –606, Feb. 2008.
- [52] J.Y.-C. Chang, A.A. Abidi, and M. Gaitan. Large suspended inductors on silicon and their use in a 2  $\mu\text{m}$  CMOS RF amplifier. *Electron Device Letters, IEEE*, pages 246 –248, May 1993.
- [53] M. Chen and J. Lin. A 0.1-20 GHz Low-Power Self-Biased Resistive-Feedback LNA in 90 nm Digital CMOS. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, pages 323 –325, May. 2009.
- [54] Wen-Lin Chen, Sheng-Fuh Chang, Kun-Ming Chen, Guo-Wei Huang, and Jen-Chung Chang. Temperature Effect on  $\pi$ -Band Current-Reused Common-Gate LNA in 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS Technology. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, pages 2131 –2138, Sept. 2009.

- [55] A. Costantini, B. Lawrence, S. Mahon, J. Harvey, G. McCulloch, and A. Bessemoulin. Broadband Active and Passive Balun Circuits : Functional Blocks for Modern Millimeter-Wave Radio Architectures. *European Microwave Integrated Circuits Conference, 2006. The 1st*, pages 421 –424, Sept. 2006.
- [56] Hanyi Ding, Kwahim Lam, Guoan Wang, and W.H. Woods. On-chip millimeter wave Rat-race Hybrid and Marchand Balun in IBM 0.13um BiCMOS technology. *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific*, pages 1 –4, Dec. 2008.
- [57] F. Ellinger. 26-34 GHz CMOS mixer. *Electronics Letters*, pages 1417 – 1419, Oct. 2004.
- [58] Hilal Ezzeddine. *Lumped element Balun*. Patent n°EP1659686, Jan. 2008.
- [59] H.T. Friis. Noise figures of radio receivers. *Proceeding of the IRE*, pages 419–422, July 1944.
- [60] C. Garuda, Xian Cui, Po-Chih Lin, Seok Joo Doo, Pengbei Zhang, and M. Ismail. A 3-5 GHz fully differential CMOS LNA with dual-gain mode for wireless UWB applications. *Circuits and Systems, 2005. 48th Midwest Symposium on*, pages 790 –793 Vol. 1, Aug. 2005.
- [61] G. Girlando and G. Palmisano. Noise figure and impedance matching in RF cascode amplifiers. *Circuits and Systems II : Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on*, pages 1388 –1396, Nov. 1999.
- [62] Xiang Guan. *MICROWAVE INTEGRATED PHASED ARRAY RECEIVERS IN SILICON*. Thesis, 2005.
- [63] Xiang Guan and A. Hajimiri. A 24-GHz CMOS front-end. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 368 – 373, Feb. 2004.
- [64] Xiang Guan, H. Hashemi, A. Komijani, and A. Hajimiri. Multiple phase generation and distribution for a fully-integrated 24-GHz phased-array receiver in silicon. *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2004. Digest of Papers. 2004 IEEE*, pages 229 – 232, June 2004.
- [65] S.-H. Kim H.-Y. Yu, S.-S. Choi and Y.-H. Kim. K-band balun with slot pattern ground for wide operation using 0.18 um CMOS technology. *Electronics Letters*, pages 51 –52, 2007.
- [66] A. Hajimiri, H. Hashemi, A. Natarajan, X. Guan, and A. Komijani. Integrated Phased Array Systems in Silicon. *Proceedings of the IEEE*, pages 1637 –1655, Sept. 2005.
- [67] A. Hajimiri, A. Komijani, A. Natarajan, R. Chunara, X. Guan, and H. Hashemi. Phased array systems in silicon. *Communications Magazine, IEEE*, pages 122 – 130, Aug. 2004.
- [68] C.D. Hull, Joo Leong Tham, and R.R. Chu. A direct-conversion receiver for 900 MHz (ISM band) spread-spectrum digital cordless telephone. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 1955 –1963, Dec. 1996.
- [69] C. Inui, Y. Manzawa, and M. Fujishima. On-Chip S-Shaped Rat-Race Balun for Millimeter-Wave Band Using Wafer-Level Chip-Size Package Process. *Microwave Integrated Circuit Conference, 2008. EuMIC 2008. European*, pages 32 –35, Oct. 2008.
- [70] ITRS. *Radio Frequency and Analog/Mixed-signal Technologies for Wireless Communications*, 2009.
- [71] T. Johansen and V. Krozer. Analysis and design of lumped element Marchand baluns. *Microwaves, Radar and Wireless Communications, 2008. MIKON 2008. 17th International Conference on*, pages 1 –4, May 2008.
- [72] P. Leroux, J. Janssens, and M. Steyaert. A 0.8 dB NF ESD-protected 9 mW CMOS LNA. *Solid-State Circuits Conference, 2001. Digest of Technical Papers. ISSCC. 2001 IEEE International*, pages 410 –411, 471, 2001.

- [73] C.-S. Lin, P.-S. Wu, H.-Y. Chang, and H. Wang. A 9-50-GHz Gilbert-cell down-conversion mixer in 0.13-  $\mu\text{m}$  CMOS technology. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, pages 293 – 295, May 2006.
- [74] B. Lindquist, M. Isberg, and P.W. Dent. A new approach to eliminate the DC offset in a TDMA direct conversion receiver. *Vehicular Technology Conference, 1993 IEEE 43rd*, pages 754 –757, May 1993.
- [75] J.R. Long. Monolithic transformers for silicon rf ic design. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 1368 –1382, Sept. 2000.
- [76] J. Mahattanakul. The effect of I/Q imbalance and complex filter component mismatch in low-IF receivers. *Circuits and Systems I : Regular Papers, IEEE Transactions on*, pages 247 – 253, Feb. 2006.
- [77] R. Majidi-Ahy, C. Nishimoto, J. Russell, W. Ou, S. Bandy, G. Zdasiuk, C. Shih, Y.C. Pao, and C. Yuen. 4-40 GHz MMIC distributed active combiner with 3 dB gain. *Electronics Letters*, pages 739 –741, April 1992.
- [78] R.G. Meyer and W.D. Mack. A 1-GHz BiCMOS RF front-end IC. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 350 –355, Mar. 1994.
- [79] S. Nguyen. Diversity-Combining Techniques. pages 1–1, 2007.
- [80] Trung-Kien Nguyen, Chung-Hwan Kim, Gook-Ju Ihm, Moon-Su Yang, and Sang-Gug Lee. CMOS low-noise amplifier design optimization techniques. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, pages 1433 – 1442, May 2004.
- [81] M. O'Donnell. Phased array beam forming from a circular array : applications to imaging of coronary arteries. *Ultrasonics Symposium, 1991. Proceedings., IEEE 1991*, pages 637 –640 vol.1, Dec. 1991.
- [82] M. Okushima, J. Borremans, D. Linten, and G. Groeseneken. A DC-to-22 GHz 8.4mW compact dual-feedback wideband LNA in 90 nm digital CMOS. *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2009. RFIC 2009. IEEE*, pages 295 –298, June 2009.
- [83] D. Parker and D.C. Zimmermann. Phased arrays - part 1 : theory and architectures. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, pages 678 –687, March 2002.
- [84] B.G. Perumana, J.-H.C. Zhan, S.S. Taylor, B.R. Carlton, and J. Laskar. Resistive-Feedback CMOS Low-Noise Amplifiers for Multiband Applications. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, pages 1218 –1225, May. 2008.
- [85] B. Razavi. *RF Microelectronics*. Prentice Hall, 1998.
- [86] B. Razavi. Architectures and circuits for RF CMOS receivers. *Custom Integrated Circuits Conference, 1998. Proceedings of the IEEE 1998*, pages 393 –400, May 1998.
- [87] J.W.M. Rogers and C. Plett. *Radio frequency integrated circuit design*. Artech House, 2003.
- [88] A. Safarian, Lei Zhou, and P. Heydari. CMOS Distributed Active Power Combiners and Splitters for Multi-Antenna UWB Beamforming Transceivers. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 1481 –1491, July 2007.
- [89] K.B. Schad, H. Schumacher, and A. Schuppen. Low-power active mixer for Ku-Band application using SiGe HBT MMIC technology. *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2000. Digest of Papers. 2000 IEEE*, pages 263 –266, 2000.
- [90] A.R. Shahani, D.K. Shaeffer, and T.H. Lee. A 12-mW wide dynamic range CMOS front-end for a portable GPS receiver. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 2061 –2070, Dec. 1997.
- [91] B. Smolders and G. Hampson. Deterministic RF ing in phased arrays for the next generation of radio telescopes. *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, pages 13 – 22, Aug. 2002.

- [92] Q. Sun, J. Yuan, V. T. Vo, and A. A. Rezazadeh. Design and Realization of Spiral Marchand Balun Using CPW Multilayer GaAs Technology. *Microwave Conference, 36th European*, pages 68 –71, Sept. 2006.
- [93] T. Taris and C. Majek. *Dimensionnement en bruit du MOS pour applications RF*. Document Interne, 2009.
- [94] M.T. Terrovitis and R.G. Meyer. Noise in current-commutating cmos mixers. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 772 –783, June 1999.
- [95] M.C. Tsai. A new compact wideband balun. *Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium*, pages 123 –125, 1993.
- [96] Sheng-Che Tseng, Chinchun Meng, Chia-Hung Chang, Chih-Kai Wu, and Guo-Wei Huang. Monolithic Broadband Gilbert Micromixer With an Integrated Marchand Balun Using Standard Silicon IC Process. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, pages 4362 –4371, Dec. 2006.
- [97] Bosen Tzeng, Chun-Hsien Lien, Huei Wang, Yu-Chi Wang, Pane-Chane Chao, and Chung-Hsu Chen. A 1-17-GHz InGaP-GaAs HBT MMIC analog multiplier and mixer with broad-band input-matching networks. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, pages 2564 – 2568, Nov.2011.
- [98] R.G. Vaughan and J.B. Andersen. Antenna diversity in mobile communications. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, pages 149 – 172, Nov. 1987.
- [99] M. Villegas. *Radiocommunications numériques/2 : Conception de circuits intégrés RF et micro-ondes*. Dunod, 2002.
- [100] P. Vizmuller. *RF design guide : systems, circuits, and equations*. Artech House, 1995.
- [101] G.S.K. Yong and C.E. Saavedra. A compact capacitor compensated wideband balun in CMOS technology. *Communications, 2008 24th Biennial Symposium on*, pages 306 –309, June 2008.
- [102] Fan Zhang, E. Skafidas, and W. Shieh. A 60-GHz Double-Balanced Gilbert Cell Down-Conversion Mixer on 130-nm CMOS. *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2007 IEEE*, pages 141 –144, June 2007.





## Chapitre III



Seuls ceux qui se risqueront à peut-être aller trop loin sauront  
jusqu'où il est possible d'aller.

Thomas Stearns Eliot



# Chapitre 3

## Etude de faisabilité du démonstrateur

### 3.1 Etude théorique de la mise en parallèle de récepteurs

L'objectif de l'étude théorique de la faisabilité du démonstrateur est de maîtriser l'impact de chaque paramètre de tous les blocs (bruit, gain, intermodulation...) sur les performances globales du *Front-End* RF (Figure 3.1.2). Après avoir défini les conditions dans lesquelles la théorie a été élaborée, on s'attache à montrer comment la mise en parallèle de récepteurs permet d'améliorer les performances d'un système. La méthodologie adoptée consiste à confronter la théorie de la mise en parallèle de récepteurs avec leur simulation au niveau système sous ADS. Ensuite, des simulations comportementales sur le démonstrateur (Figure 3.1.1) vont être effectuées pour s'assurer que le signal QPSK a bien été démodulé pour le standard visé et que ce démonstrateur est apte à améliorer le rapport signal à bruit pour un traitement du signal efficace à travers le DSP en aval.

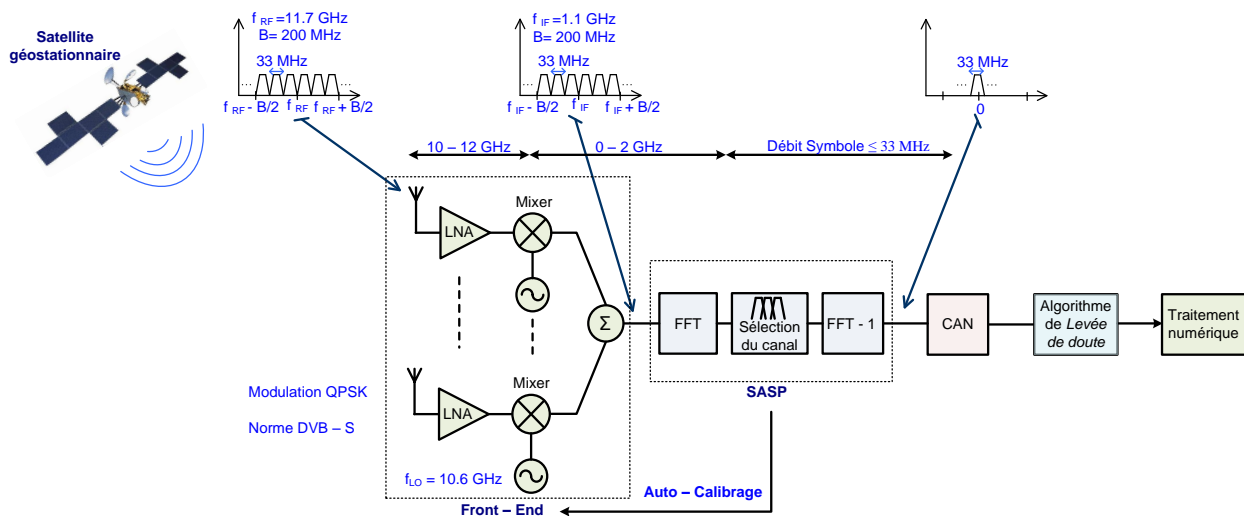


FIGURE 3.1.1 – Synoptique du démonstrateur pour le standard DVB-S

### 3.1.1 Hypothèses de travail

Ce paragraphe a pour vocation de définir quelques hypothèses de travail pour une meilleure appréhension de la théorie et de l'étude de faisabilité du démonstrateur tout le long de ce chapitre.

#### 3.1.1.1 Configuration de simulation du *Front-End*

Le système sur lequel porte toute l'étude de ce chapitre est présenté Figure 3.1.2. Il est constitué de la mise en parallèle de  $N$  récepteurs. Pour toute la théorie qui suit, on suppose que tous ces récepteurs sont identiques et sont caractérisés par un gain  $G_{1,2,\dots,N}$ , un facteur de bruit  $F_{1,2,\dots,N}$  et un point d'interception d'entrée d'ordre 3  $IIP3_{1,2,\dots,N}$ . Cette hypothèse trouve une justification dans le fait que les signaux arrivant sur chaque sous-réseau d'antenne sont relativement faibles car ils ont parcourus près de 36 000 km (étant issus d'un satellite géostationnaire). Par ailleurs, on admet que chaque récepteur est attaqué avec une puissance égale à  $p_{In}/N$  (en linéaire) issue d'un diviseur de puissance  $1:N$  (Figure 3.1.3) car on souhaite se mettre dans la situation de test du système. Il s'agit du cas général de l'application du principe de diversité (Chapitre I) où la combinaison finale s'applique à des signaux de même amplitude et en phase. Dans le cas contraire, les calculs doivent tenir compte de la pondération de chaque branche du réseau mais cela dépasse le cadre de cette étude.

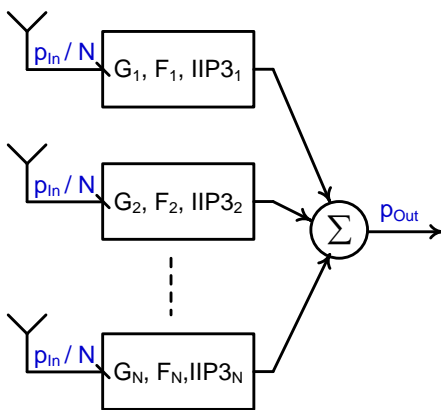


FIGURE 3.1.2 – Schéma-bloc d'un système multi-récepteur

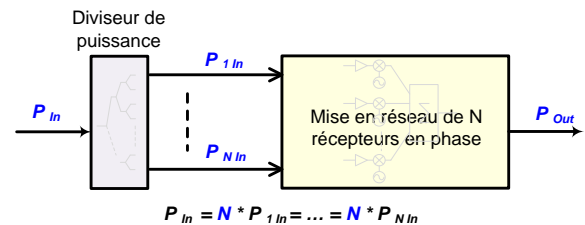


FIGURE 3.1.3 – Configuration de simulation du système complet

#### 3.1.1.2 Principaux paramètres à évaluer

Le chapitre II de ce manuscrit a été l'occasion de définir les principaux paramètres nécessaires pour caractériser un récepteur, à savoir le gain, le facteur de bruit et le point d'interception d'entrée du 3<sup>ème</sup> ordre. Ces paramètres seront évalués lors de la théorie de la mise en parallèle de récepteurs. Les calculs concernent dans un premier temps le cas général de  $N$  éléments. Ensuite, on traitera deux cas particuliers qui nous rapprochent du principe des combinaisons passives idéales (il s'agit du cas n°2 développé dans la suite de ce paragraphe) et actives (cas n°1).

#### 3.1.1.3 Quelques notations importantes

Pour tous les calculs de ce chapitre, on applique les notations suivantes :

- les grandeurs en minuscules sont exprimées en linéaire
- les grandeurs en MAJUSCULES sont exprimées en dB

### 3.1.1.4 Moyenne de signaux corrélés ou décorrelés

La définition de la correspondance entre deux signaux corrélés ou décorrelés pose les bases utiles pour une meilleure compréhension de ce chapitre.

- Soit  $X_1$  et  $X_2$  deux vecteurs de puissance. Evaluons la puissance moyenne  $P_{sum}$  selon qu'ils soient corrélés ou décorrelés (Equation 3.1.1).

$$\begin{aligned}
 P_{sum} &= \overline{|(X_1 + X_2)|^2} & (3.1.1) \\
 P_{sum} &= \overline{(X_1 + X_2) \times (X_1^* + X_2^*)} \\
 P_{sum} &= \overline{|X_1|^2} + \overline{|X_2|^2} + \overline{(X_1 \times X_2^*)} + \overline{(X_1^* \times X_2)} \\
 P_{sum} &= P_{X_1} + P_{X_2} + 2 \times Re[c] \times \sqrt{P_{X_1} \times P_{X_2}}
 \end{aligned}$$

où  $c$  est le coefficient de corrélation tel que (Equation 3.1.2) :

$$c = \frac{\overline{X_1 + X_2^*}}{\sqrt{\overline{X_1^2} + \overline{X_2^2}}} \quad (3.1.2)$$

- Ainsi, les puissances sont dites corrélées ou non selon la valeur de  $c$ , il existe trois cas :

- Cas où  $c=0$  :

$X_1$  et  $X_2$  sont non-corrélés et la puissance moyenne totale est égale à la somme des moyennes

- Cas où  $c=1$  :

$X_1$  et  $X_2$  sont complètement corrélés et la puissance moyenne,  $P_{sum}$  vaut donc :

$$P_{sum} = \left( \sum_{n=1}^2 \sqrt{P_{X_n}} \right)^2 \quad (3.1.3)$$

- Cas où  $c \neq \{0; 1\}$  :

$X_1$  et  $X_2$  sont partiellement décorrelés.

- En généralisant, on a :

- la moyenne de la somme de  $N$  puissances corrélées vaut (Equation 3.1.4) :

$$P_{sum} = \left( \sum_{n=1}^N \sqrt{P_{X_n}} \right)^2 \quad (3.1.4)$$

- la moyenne de la somme de  $N$  puissances décorrelées vaut (Equation 3.1.5) :

$$P_{sum} = \sum_{n=1}^N P_{X_n} \quad (3.1.5)$$

## 3.1.2 Calcul du gain total pour $N$ éléments

La puissance de sortie ( $p_{Out}$ ) de la mise en parallèle de  $N$  éléments est telle que (Equation 3.1.6) :

$$p_{Out} = \left[ \sum_{n=1}^N \left( C_i \sqrt{\frac{p_{In}}{N} g_n} \right) \right]^2 \quad (3.1.6)$$

- $p_{In}$  : puissance totale d'entrée  
 où  $N$  : nombre de branches  
 $g_n$  : gain de la nième branche  
 $C_i$  : coefficient de couplage en tension dû à la combinaison en puissance

### 3.1.2.1 Cas n°1 : Cas où le coefficient de couplage en tension vaut $C_i = 1$

En admettant que  $C_i = 1$ , c'est-à-dire que la combinaison en puissance apporte un gain de  $N$  (en linéaire),  $p_{Out}$  dépend de  $p_{In}$ ,  $N$  et  $g_n$  comme le montre l'équation 3.1.9 :

$$p_{Out} = \left[ \sum_{n=1}^N \left( C_i \sqrt{\frac{p_{In}}{N} g_n} \right) \right]^2 \quad (3.1.7)$$

$$p_{Out} = \left( \sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{p_{In} g_n}{N}} \right)^2 \quad (3.1.8)$$

$$p_{Out} = \frac{p_{In}}{N} \left( \sum_{n=1}^N \sqrt{g_n} \right)^2 \quad (3.1.9)$$

Le gain total en puissance  $G_{tot}$  (en dB) de la mise en parallèle de  $N$  éléments est défini par l'équation 3.1.10 :

$$G_{tot} = 10 \log_{10} \left( \frac{p_{Out}}{p_{In}} \right) = 20 \log_{10} \left( \sum_{n=1}^N \sqrt{g_n} \right) - 10 \log(N) \quad (3.1.10)$$

On suppose que toutes les branches ont le même gain  $g$ . Ainsi, le gain total est égal au gain d'une branche multiplié par le nombre de branches (Equation 3.1.11) :

$$g_{tot} = \frac{1}{N} \left( \sum_{n=1}^N \sqrt{g_n} \right)^2 = \frac{(N \sqrt{g})^2}{N} = N g \quad (3.1.11)$$

On retient donc, lorsque  $C_i = 1$ , le gain total augmente d'un facteur  $N$  par rapport à celui d'une chaîne unitaire.

### 3.1.2.2 Cas n°2 : Cas où le coefficient de couplage en tension vaut $C_i = \sqrt{1/N}$

Pour le cas où  $C_i = \sqrt{1/N}$ , on ne détaille pas les calculs et on se contente de citer les principaux résultats [109].

La puissance de sortie totale de la mise en parallèle de  $N$  récepteurs vaut (Equation 3.1.12) :

$$p_{Out} = \left[ \sum_{n=1}^N \left( C_i \sqrt{\frac{p_{In}}{N} g_n} \right) \right]^2 = \left( \sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{p_{In} g_n}{N^2}} \right)^2 = \frac{p_{In}}{N^2} \left( \sum_{n=1}^N \sqrt{g_n} \right)^2 \text{ car } C_i = \sqrt{1/N} \quad (3.1.12)$$

Le gain total vaut donc (Equations 3.1.13 et 3.1.14) :

$$G_{tot} = 10 \log_{10} \left( \frac{p_{Out}}{p_{In}} \right) = 20 \log_{10} \left( \sum_{n=1}^N \sqrt{g_n} \right) - 20 \log(N) \quad (3.1.13)$$

ou en linéaire,

$$g_{tot} = \frac{1}{N^2} \left( \sum_{n=1}^N \sqrt{g} \right)^2 = \frac{(N\sqrt{g})^2}{N^2} = g \quad \text{si } g_1 = g_2 = \dots = g \quad (3.1.14)$$

Ainsi, le gain total (lorsque  $C_i = \sqrt{1/N}$ ) est égal à celui d'une chaîne unitaire.

### 3.1.3 Calcul du facteur de bruit total

Par définition du facteur de bruit  $f_n$ , le rapport signal à bruit  $S/\mathcal{N}$  à la sortie de chaque branche vaut (Equation 3.1.15) :

$$\frac{s_n}{n_n} = \frac{1}{f_n} \left( \frac{S}{\mathcal{N}} \right)_{in} \frac{1}{N} \quad (3.1.15)$$

- $s_n$  : puissance du signal à la sortie de la  $n^{ième}$  branche
- $n_n$  : puissance du bruit à la sortie de la  $n^{ième}$  branche
- où  $N$  : nombre de branches
- $(S/\mathcal{N})_{in}$  : rapport signal à bruit à l'entrée de chaque branche
- $s_i$  : puissance du signal à l'entrée de chaque branche

En admettant que la puissance d'entrée ( $s_i = S/N$ ) est la même pour toutes les branches, les puissances du signal et du bruit à la sortie de chaque branche sont données par les expressions suivantes (Equation 3.1.16) :

$$s_n = s_i g_n, \quad n_n = s_i \frac{g_n f_n N}{\left( \frac{S}{\mathcal{N}} \right)_{in}} \quad (3.1.16)$$

Le cadre de cette théorie concerne la combinaison en puissance de signaux en phase. Ces signaux s'additionnent donc de manière cohérente. Du fait du caractère aléatoire du bruit, on en déduit que les puissances de bruit s'additionnent de façon incohérente car les sources de bruit sont décorréliées.

#### 3.1.3.1 Cas n°1 : Cas où le coefficient de couplage en tension vaut $C_i = 1$

Rappelons que l'intégralité du signal et du bruit atteint la sortie du combineur de puissance ( $C_i = 1$ ), le rapport signal à bruit à la sortie de la mise en parallèle de  $N$  récepteurs est tel que (Equation 3.1.18) :

$$\left( \frac{S}{\mathcal{N}} \right)_{Out} = \frac{\left( \sum_{n=1}^N \sqrt{s_n} \right)^2}{\sum_{n=1}^N n_n} \quad (3.1.17)$$

$$\left( \frac{S}{\mathcal{N}} \right)_{Out} = \frac{\left( \sum_{n=1}^N \sqrt{g_n} \right)^2}{N \sum_{n=1}^N g_n f_n} \left( \frac{S}{\mathcal{N}} \right)_{in} \quad (3.1.18)$$

On en déduit que le facteur de bruit en dB total ( $NF_{tot}$ ) vaut (Equation 3.1.20) :

$$NF_{tot} = 10 \log_{10} \left[ \frac{\left( \frac{S}{\mathcal{N}} \right)_{in}}{\left( \frac{S}{\mathcal{N}} \right)_{out}} \right] \quad (3.1.19)$$

$$NF_{tot} = 10 \log_{10} \left[ \frac{N \sum_{n=1}^N g_n f_n}{\left( \sum_{n=1}^N \sqrt{g_n} \right)^2} \right] \quad (3.1.20)$$

Ainsi, du fait que toutes les branches aient le même gain et le même facteur de bruit, le facteur de bruit en dB total de la mise en parallèle de  $N$  branches est égal au facteur de bruit en dB d'une seule branche, lorsque  $C_i = 1$  (Equation 3.1.23).

$$NF_{tot} = 10 \log_{10} \left[ \frac{N \sum_{n=1}^N g f}{\left( \sum_{n=1}^N \sqrt{g} \right)^2} \right] \quad (3.1.21)$$

$$NF_{tot} = 10 \log_{10} \left[ \frac{N^2 g f}{(N \sqrt{g})^2} \right] \quad (3.1.22)$$

$$NF_{tot} = 10 \log_{10} [f] \quad (3.1.23)$$

### 3.1.3.2 Cas n°2 : Cas où le coefficient de couplage en tension vaut $C_i = \sqrt{1/N}$

Lorsque  $C_i = \sqrt{1/N}$ , le rapport signal à bruit à la sortie de la mise en parallèle de  $N$  récepteurs vaut (Equation 3.1.24) :

$$\left( \frac{S}{N} \right)_{Out} = \frac{\left( \sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{s_n}{N}} \right)^2}{\sum_{n=1}^N \frac{n_n}{N}} = \frac{\left( \sum_{n=1}^N \sqrt{g_n} \right)^2}{N \sum_{n=1}^N g_n f_n} \left( \frac{S}{N} \right)_{in} \quad (3.1.24)$$

Le facteur de bruit en dB total ( $NF_{tot}$ ) vaut (Equation 3.1.26) :

$$NF_{tot} = 10 \log_{10} \left[ \frac{\left( \frac{S}{N} \right)_{in}}{\left( \frac{S}{N} \right)_{out}} \right] = 10 \log_{10} \left[ \frac{N \sum_{n=1}^N g_n f_n}{\left( \sum_{n=1}^N \sqrt{g_n} \right)^2} \right] \quad (3.1.25)$$

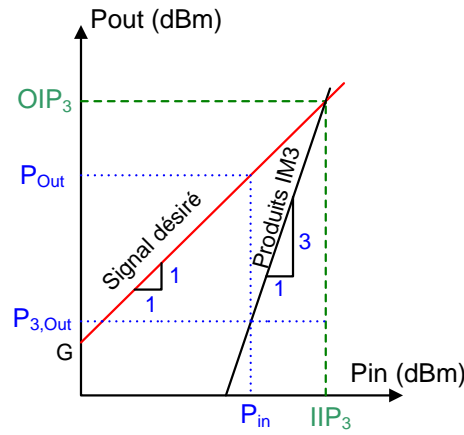
$$\text{soit } NF_{tot} = 10 \log_{10} \left[ \frac{N \sum_{n=1}^N g f}{\left( \sum_{n=1}^N \sqrt{g} \right)^2} \right] = 10 \log_{10} \left[ \frac{N^2 g f}{(N \sqrt{g})^2} \right] = 10 \log_{10} [f] \quad (3.1.26)$$

On en conclut que le facteur de bruit total est égal à celui d'un récepteur unitaire lorsque  $C_i = \sqrt{1/N}$ .

### 3.1.4 Calcul du produit d'intermodulation d'ordre 3

Du fait du caractère non linéaire d'un récepteur quelconque, l'évolution de la puissance de sortie et du niveau de puissance de l'intermodulation d'ordre 3 est représentée en fonction de la puissance d'entrée (Figure 3.1.4).



FIGURE 3.1.4 –  $P_{out}$  (dBm) et  $OIP_3$  (dBm) en fonction de  $P_{in}$  (dBm)

Géométriquement, en se basant sur la figure 3.1.4, le niveau de sortie pour le produit IM3 est exprimé par l'équation 3.1.28 ci-dessous :

$$P_{3,Out} = P_{3,In} + G = P_{In} - 2(IIP_3 - P_{In}) + G \quad (3.1.27)$$

ou en linéaire,

$$p_{3,Out} = \frac{g p_{In}^3}{iip_3^2} \quad (3.1.28)$$

$P_{3,Out}$  : niveau de sortie pour le produit IM3  
 où,  $P_{3,In}$  : niveau d'entrée pour le produit IM3  
 $IIP_3$  : entrée  $IP_3$  du récepteur  
 $P_{In}$  : puissance d'entrée totale du récepteur

La puissance de sortie du produit d'intermodulation d'ordre 3 ( $P_{3,tot}$ ) de la mise en parallèle de  $N$  récepteurs est égale à la somme cohérente des contributions de chaque branche multipliée par le facteur  $C_i^2$  due à la combinaison en puissance. Il s'agit en réalité du pire cas où l'on considère que tous les produits d'intermodulation se combinent en phase.

#### 3.1.4.1 Cas n°1 : Cas où le coefficient de couplage en tension vaut $C_i = 1$

D'après l'équation 3.1.28 et du fait que la puissance à l'entrée de chaque récepteur vaut  $p_{In}/N$ , la puissance de sortie du produit d'intermodulation d'ordre 3 ( $P_{3,tot}$ ) est donnée par l'équation 3.1.29 ci-dessous :

$$p_{3,tot} = \frac{g_{tot} p_{in}^3}{iip_{3,tot}^2} = \left[ \sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{g_n \left(\frac{p_{In}}{N}\right)^3}{iip_{3,n}^2}} \right]^2 \quad \text{sachant que } C_i = 1 \quad (3.1.29)$$

Ainsi le point d'interception total d'entrée du 3<sup>ème</sup> ordre ( $IIP_{3,tot}$ ) est exprimé par l'équation 3.1.30 ci-dessous :

$$IIP_{3,tot} = -10 \log_{10} \left[ \sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{1}{N^3} \frac{g_n}{iip_{3,n}^2}} \right] + \frac{G_{tot}}{2} \quad (3.1.30)$$

En remplaçant  $G_{tot}$  par l'équation 3.1.10, l'expression finale de  $IIP_{3,tot}$  vaut (Equation 3.1.32) :

$$IIP_{3,tot} = 10 \log_{10} \frac{N \sum_{n=1}^N \sqrt{g_n}}{\sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{g_n}{iip_{3,n}^2}}} \quad (3.1.31)$$

$$\text{soit } IIP_{3,tot} = 10 \log_{10} \frac{N \sum_{n=1}^N \sqrt{g_n}}{\sum_{n=1}^N \frac{\sqrt{g_n}}{iip_{3,n}}} = 10 \log_{10} (N iip_3) \quad (3.1.32)$$

car toutes les branches ont le même  $iip_3$

On en déduit que le point d'interception de sortie du 3<sup>ème</sup> ordre ( $OIP_{3,tot}$ ) est donné par l'équation 3.1.33 :

$$OIP_{3,tot} = 10 \log_{10} \frac{\left( \sum_{n=1}^N \sqrt{g_n} \right)^3}{\sum_{n=1}^N \frac{\sqrt{g_n^3}}{oip_{3,n}}} = 10 \log (N^2 oip_3) \quad \text{car } oip_3 = iip_3 g \quad (3.1.33)$$

Ainsi, on retient que l' $IIP_3$  total d'un système ressemblant à celui de la figure 3.1.2 augmente d'un facteur  $N$  et l' $OIP_3$  total d'un facteur  $N^2$  par rapport à ceux d'un récepteur unitaire, lorsque  $C_i = 1$ .

### 3.1.4.2 Cas n°2 : Cas où le coefficient de couplage en tension vaut $C_i = \sqrt{1/N}$

Lorsque  $C_i = \sqrt{1/N}$ , la puissance de sortie du produit d'intermodulation d'ordre 3 ( $P_{3,tot}$ ) est donnée par l'équation 3.1.34 :

$$p_{3,tot} = \frac{g_{tot} p_{in}^3}{iip_{3,tot}^2} = \left[ \sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{1}{N} \frac{g_n \left( \frac{p_{in}}{N} \right)^3}{iip_{3,n}^2}} \right]^2 \quad (3.1.34)$$

Le point d'interception total d'entrée du 3<sup>ème</sup> ordre ( $IIP_{3,tot}$ ) est exprimé par l'équation 3.1.35 ci-dessous :

$$IIP_{3,tot} = -10 \log_{10} \left[ \sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{1}{N^4} \frac{g_n}{iip_{3,n}^2}} \right] + \frac{G_{tot}}{2} \quad (3.1.35)$$

$$IIP_{3,tot} = 10 \log_{10} \frac{N \sum_{n=1}^N \sqrt{g_n}}{\sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{g_n}{iip_{3,n}^2}}} \quad (3.1.36)$$

$$IIP_{3,tot} = 10 \log_{10} \frac{N \sum_{n=1}^N \sqrt{g_n}}{\sum_{n=1}^N \frac{\sqrt{g_n}}{iip_{3,n}}} = 10 \log_{10} (N iip_3) \quad (3.1.37)$$

On en déduit que le point d'interception total de sortie du 3<sup>ème</sup> ordre vaut (Equation 3.1.38) :

$$OIP_{3,tot} = 10 \log (N oip_3) \quad \text{car } oip_3 = iip_3 g \quad (3.1.38)$$

Ainsi, lorsque  $C_i = \sqrt{1/N}$ , l' $IIP_3$  total du système présenté Figure 3.1.2 augmente d'un facteur  $N$  et l' $OIP_3$  d'un facteur  $N$  par rapport à ceux d'un récepteur unitaire.

### 3.1.5 Choix de la combinaison en puissance et prédictions théoriques

Notons que toute la théorie qui précède a été faite en considérant les hypothèses suivantes :

- la puissance d'entrée est la même pour toutes les branches
- le gain est identique pour toutes les branches

- le facteur de bruit est similaire pour toutes les branches

A titre d'exemple, lorsque  $N = 2$ , les équations 3.1.12, 3.1.9, 3.1.14 et 3.1.11 permettent de calculer la puissance de sortie totale en fonction de la puissance d'entrée ( $p_{In}/2$ ) ainsi que le gain total en fonction du gain unitaire (Tableau 3.1) pour  $C_i = 1$  (combinaison active) et  $C_i = \sqrt{1/2}$  (combinaison passive idéale) .

La puissance de sortie augmente de 3 dB par rapport à la puissance d'entrée quand  $C_i = \sqrt{1/2}$  (combinaison en puissance idéale) alors qu'elle augmente de 6 dB lorsque  $C_i = 1$ . On comprend aisément que le cas n°1 ( $C_i = 1$ ) nous permet d'avoir plus de gain. L'amélioration du gain est indispensable pour satisfaire les spécifications de gain élevées de l'application visée (Chapitre I).

TABLE 3.1 – Combinaison des signaux lorsque  $N=2$

	$C_i = 1$	$C_i = \sqrt{1/2}$
<b>pout (linéaire)</b>	$\frac{p_{In}}{2} \cdot g \cdot 4$	$\frac{p_{In}}{2} \cdot g \cdot 2$
<b>gtot (linéaire)</b>	$2 \cdot g$	$g$

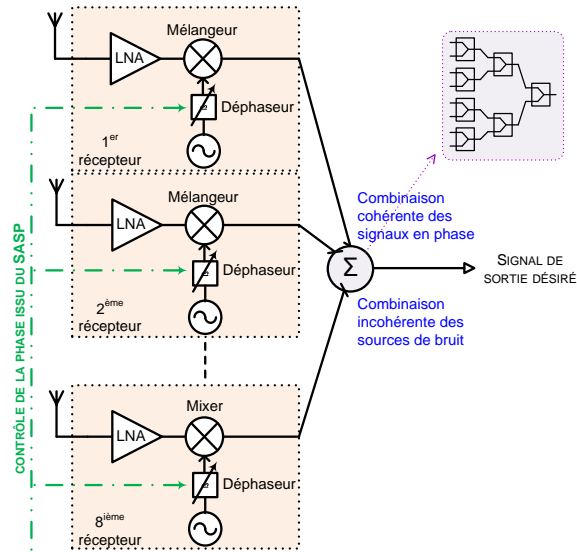
Pour l'étude de faisabilité du démonstrateur de ce présent manuscrit, nous avons choisi la manière de combiner en puissance transcrite dans le cas n°1 où  $C_i = 1$ . Il s'agit d'une combinaison en puissance active. Le cas concret correspondant à  $N = 2$  nous permet de mieux sentir l'importance du choix de la combinaison et sera l'objet du premier prototype du chapitre IV.

Avec la connaissance de l'évolution des paramètres caractérisant au mieux les performances d'un récepteur (gain, facteur de bruit et produit d'intermodulation d'ordre 3) et l'estimation de ces paramètres pour un récepteur classique, on peut prévoir le nombre d'éléments du réseau nécessaire pour atteindre les spécifications du *Front-End* définies dans la suite de ce chapitre.

## 3.2 Simulation système de l'architecture retenue

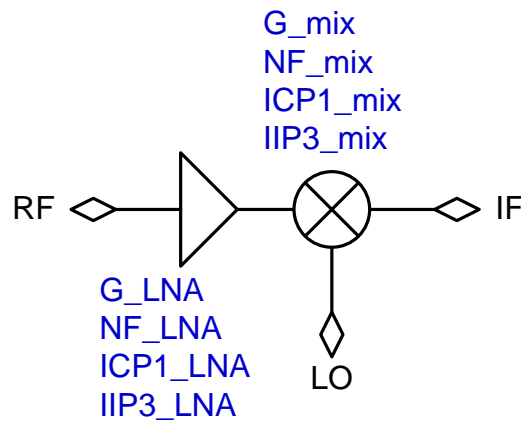
### 3.2.1 Choix des spécifications au niveau circuit des blocs RF

L'intérêt de la mise en parallèle de récepteurs en phase ayant été expliqué, la prochaine étape est de prouver sa faisabilité grâce à des simulations au niveau système (Figure 3.2.1) avec le logiciel ADS (*Advanced Design System*). On suppose durant ces simulations que tous les signaux sont en phase, le but est donc de déterminer le nombre de récepteurs (ainsi que leurs caractéristiques) nécessaires pour satisfaire les spécifications du standard DVB-S définies dans le chapitre I de ce manuscrit. Les simulations au niveau système porte sur la mise en parallèle de huit branches. Le choix du nombre de branches ( $N = 8$ ) permet d'améliorer suffisamment les paramètres principaux (gain, bruit, linéarité) et d'assurer la démodulation d'un signal QPSK (Chapitre I). La démarche suivie consiste à étudier le chemin unitaire, à présenter le combineur de puissance et à analyser les performances du *Front-End*.

FIGURE 3.2.1 – *Front-End* RF : mise en parallèle de  $N$  récepteurs en phase

### 3.2.1.1 Présentation de la chaîne unitaire

Une chaîne unitaire est constituée d'un *LNA* et d'un mélangeur (Figure 3.2.2) dont les paramètres sont inspirés de la littérature (Tableau 3.2). Ces valeurs sont cohérentes avec celles issues d'un état de l'art plus complet du *LNA* ([103] et [110]) et du mélangeur ([104] et [105]) réalisé dans le chapitre IV où on y aborde leur conception au niveau transistor.



où :

$G_{LNA, mix}$ :	gain du <i>LNA</i> ou du mélangeur
$NF_{LNA, mix}$ :	facteur de bruit en dB du <i>LNA</i> ou du mélangeur
$ICP1_{LNA, mix}$ :	ICP1 du <i>LNA</i> ou du mélangeur
$IIP3_{LNA, mix}$ :	IIP3 du <i>LNA</i> ou du mélangeur

FIGURE 3.2.2 – Schématique d'un chemin unitaire

TABLE 3.2 – Paramètres du *LNA* et du mélangeur dans la bande Ku issus de la littérature

	<i>LNA</i>	Mélangeur	<i>LNA</i> +Mélangeur
<b>RF fréq. (GHz)</b>	11.7	11.7	11.7
<b>FI fréq. (GHz)</b>	–	1.1	1.1
<b>Gain (dB)</b>	21	10	31
<b>NF (dB)</b>	2	9 *	2.15
<b>ICP1 (dBm)</b>	-20	-15	-36.1 <sup>&amp;</sup>
<b>IIP3 (dBm)</b>	-10	-5	-26.1

\* : DSB NF

<sup>&</sup> :  $ICP1 (dBm) \approx IIP3 (dBm) - 10 dB$ 

La relation de Friis [108] est très utile pour estimer le facteur de bruit de la mise en cascade du *LNA* et du mélangeur (Equation 3.2.1) :

$$F = F_{LNA} + \frac{F_{mix} - 1}{g_{LNA}} \quad \text{et} \quad NF = 10 \log(F) \quad (3.2.1)$$

La dérivée de cette relation de Friis permet de déduire la valeur de l'IIP3 (donc de l'ICP1) pour la mise en cascade de ces mêmes *LNA* et mélangeur (Equation 3.2.2) :

$$\frac{1}{iip3} = \frac{1}{iip3_{LNA}} + \frac{g_{LNA}}{iip3_{mix}} \quad \text{et} \quad IIP3 = 10 \log(iip3) \quad (3.2.2)$$

Ainsi, comme cela est résumé dans le tableau 3.2, l'IIP3 vaut -26 dBm (donc ICP1=-36 dBm) et le facteur de bruit en dB vaut 2.15 dB pour le chemin unitaire.

### 3.2.1.2 Présentation du bloc de combinaison de puissance

Pour les simulations au niveau système, la “boîte noire” utilisée pour combiner en puissance deux signaux est représentée Figure 3.2.3 si la combinaison est dite idéale ou Figure 3.2.5 dans le cas de notre étude. Le gain de la combinaison s'obtient en faisant varier les paramètres S (S21 et S31). Le bloc “*PwrSplit2*” peut être utilisé aussi bien comme diviseur de puissance que comme combineur de puissance. Il sert d'ailleurs comme diviseur de puissance pour présenter la même puissance à toutes les branches lors des simulations au niveau système.

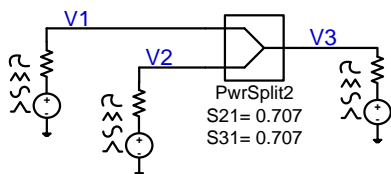


FIGURE 3.2.3 – Combineur/Diviseur de puissance idéal

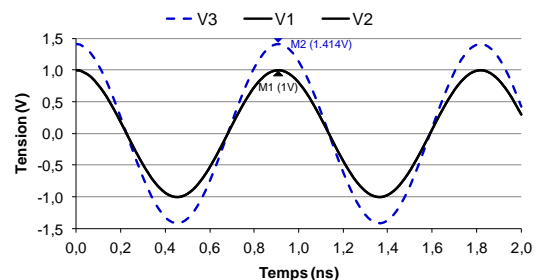


FIGURE 3.2.4 – Courbes temporelles en entrée et en sortie du combineur de puissance idéal

Un combineur de puissance idéal présente des pertes d'insertion nulles. On considère que les signaux d'entrée (V1 et V2) sont identiques (avec les mêmes phase, amplitude et fréquence). Ces signaux ainsi que celui qui résulte de leur combinaison (V3) sont représentés Figure 3.2.4. On constate que la puissance V3 est plus grande de 3 dB que la puissance V2 (et donc V1), ce qui est formulé par l'équation 3.2.4 ci-dessous.

$$V3 = \frac{A_1}{\sqrt{2}} \cos(2\pi f_1 t) + \frac{A_2}{\sqrt{2}} \cos(2\pi f_2 t) \quad (3.2.3)$$

$$V3 = \frac{2A}{\sqrt{2}} \cos(2\pi f t) = \sqrt{2}V1 = \sqrt{2}V2 \quad \text{car } A_1 = A_2 = A \text{ et } f = f_1 = f_2 \quad (3.2.4)$$

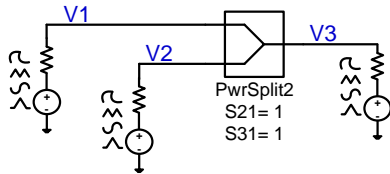


FIGURE 3.2.5 – Combineur/Diviseur de puissance utilisé dans cette étude

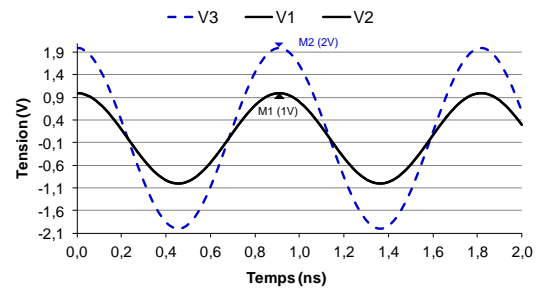


FIGURE 3.2.6 – Courbes temporelles en entrée et en sortie du combineur de puissance utilisé dans cette étude

Dans notre étude, le combineur de puissance utilisé est présenté Figure 3.2.5. Les courbes temporelles (Figure 3.2.6) montrent que la puissance de sortie V3 (lorsque S21=S31=1) est supérieure à celle du combineur idéal. Cela montre bien l'intérêt d'utiliser un tel combineur de puissance pour accroître le gain.

### 3.2.1.3 Rappel des spécifications du standard DVB-S

Le point de départ de notre étude a été le tableau 3.3 précisant les spécifications du standard DVB-S pour la TV numérique fixe [106]. Un bilan de liaison pour la TV numérique fixe et mobile dans la bande Ku a été élaboré dans le chapitre II de ce manuscrit afin de mieux comprendre le cheminement du signal depuis un satellite géostationnaire jusqu'au réseau d'antennes puis à travers le *Front-End* RF jusqu'au processeur analogique pour finir dans le DSP (Digital Signal Processing) via un convertisseur analogique-numérique.

TABLE 3.3 – Spécifications du LNB (*Low Noise Block*) du standard DVB-S pour la TV numérique fixe

Paramètres	Valeurs
Bande de fréq. RF (GHz)	LB : 10.7-11.7
	HB : 11.7-12.75
Bande de fréq. FI (GHz)	LB : 0.95-1.95
	HB : 1.1-2.15
Bande de fréq. OL (GHz)	LB : 9.75
	HB : 10.6
Gain de conversion (dB)	56
Variation du gain dans la bande	$\pm 4$ dB
SSB NF (dB)	0.6
OIP3 (dBm)	+15
Bruit de phase de l'OL	-95 dBc/Hz @ 100 kHz

où,

- RF : Radiofréquence
- FI : Fréquence Intermédiaire
- OL : Oscillateur Local
- SSB NF : Single Side Band Noise Figure
- OIP3 : Point d'interception de sortie du 3<sup>ème</sup> ordre

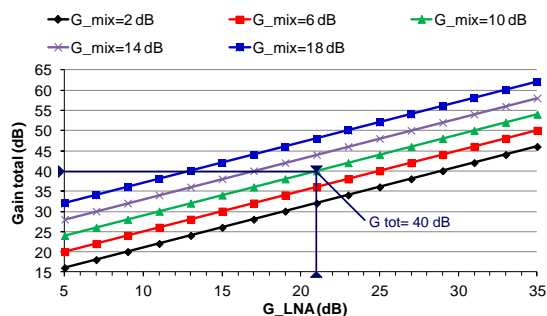
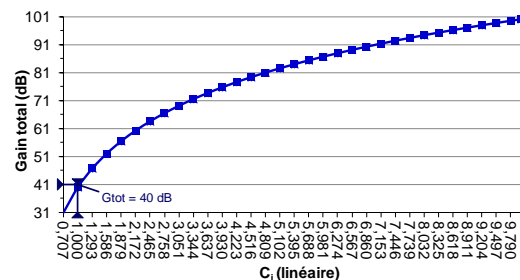
L'objectif du travail est donc de répondre aux questions suivantes :

- Est-il possible d'atteindre ces spécifications en technologie CMOS 65 nm ?
- Est-ce que ces spécifications suffisent à étendre ce standard à la mobilité ?

En répondant à ces questions, on aura une idée plus précise des verrous à lever tant au niveau système que transistor pour concevoir un récepteur faible coût et faible consommation pour l'extension du standard DVB-S à la mobilité.

### 3.2.2 Analyse en puissance du *Front-End* RF

L'analyse en puissance du *Front-End* permet d'étudier l'évolution du gain total ( $G_{tot}$ ) en fonction des paramètres du système ( $G_{mix}$ ,  $G_{LNA}$  et  $C_i$ ). Conformément à son expression théorique (Equation 3.1.10),  $G_{tot}$  augmente de  $10 \log(8)$  soit  $9$  dB lorsque les composants ont les valeurs précisées dans le tableau 3.2. En effet,  $G_{tot}$  vaut 40 dB alors que le gain d'un chemin unitaire vaut  $G = 31$  dB. Par ailleurs, on constate qu'un amplificateur placé après ce *Front-End* pourrait s'avérer nécessaire pour satisfaire les spécifications de gain du standard DVB-S (Tableau 3.3).

FIGURE 3.2.7 – Simulation sous ADS du gain total en fonction de  $G_{LNA}$  et  $G_{mix}$ FIGURE 3.2.8 – Simulation sous ADS du gain total en fonction de  $C_i$ 

De plus, les figures 3.2.7 et 3.2.8 montrent que  $G_{tot}$  augmente avec  $G_{mix}$ ,  $G_{LNA}$  et  $C_i$  ; la connaissance

d'un tel comportement pourrait être utile si l'on souhaite redimensionner le système.

### 3.2.3 Analyse en bruit du *Front-End* RF

L'analyse en bruit a pour objectif d'évaluer le facteur de bruit en dB total ( $NF_{tot}$ ) en fonction des paramètres du système. Il en ressort que le choix du gain et du facteur de bruit du *LNA* et du mélangeur doit être judicieux pour minimiser  $NF_{tot}$ .

Les résultats suivants ont été simulés en tenant compte des sources de bruit issues de l'antenne (de puissance  $N_{in}$ ). C'est la raison pour laquelle ces résultats sont à prendre avec précaution car seule leur évolution en fonction des paramètres est à considérer. En effet, une des formulations possible pour le facteur de bruit en dB est donnée par l'équation 3.2.5 ci-dessous :

$$NF = 10 \log_{10} \left( \frac{\text{Bruit à la sortie de ce système}}{\text{Bruit à la sortie d'un système idéal}} \right) = 10 \log_{10} \left( \frac{N_{Out}}{G_{tot} N_{in}} \right) = 10 \log_{10} \left( \frac{N_{Out}}{G_{tot} k T B} \right) \quad (3.2.5)$$

$N_{Out}$	Puissance de bruit à la sortie de ce système (W)
$G_{tot}$	Gain total du système (linéaire)
$N_{in}$	Puissance de bruit à l'entrée de ce système (W)
où, $k$	Constante de Boltzmann ( $= 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ Joule}/^\circ K$ )
$T$	Température ( $^\circ$ Kelvin)
$B$	Bande passante (Hz), ici, $B=33 \text{ MHz}$

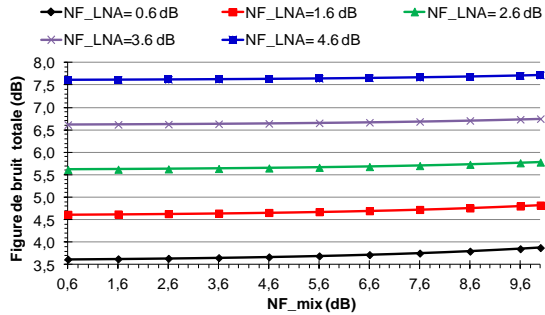


FIGURE 3.2.9 – Simulation sous ADS du NF total en fonction de  $NF_{LNA}$

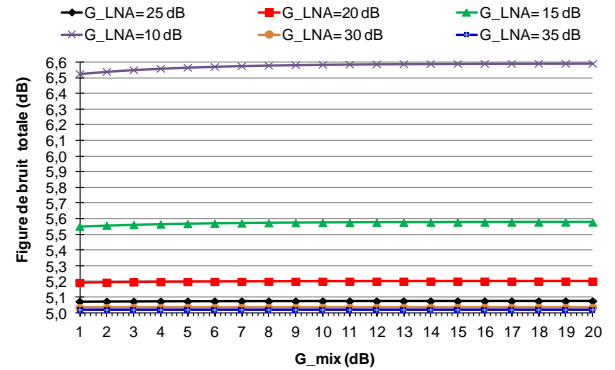


FIGURE 3.2.10 – Simulation sous ADS du NF total en fonction de  $G_{LNA}$

Les figures 3.2.9 et 3.2.10 montrent que  $NF_{tot}$  dépend principalement de  $NF_{LNA}$  (qui fixe sa valeur) et  $G_{LNA}$  (qui diminue l'impact du bruit des blocs en aval du *LNA* sur  $NF_{tot}$ ). On retient aussi que  $NF_{tot}$  est semblable au NF d'un chemin unitaire, comme le confirme l'équation 3.1.23, lorsque la simulation est effectuée sans tenir compte de la source de bruit (de l'antenne) en entrée.

### 3.2.4 Analyse de la linéarité du *Front-End* RF

L'analyse de la linéarité revient à étudier l'évolution du point de compression d'entrée à -1 dB total ( $ICP1_{tot}$ ) et du point d'interception d'entrée du 3<sup>ème</sup> ordre total ( $IIP3_{tot}$ ) en fonction des paramètres du système ( $IIP3_{LNA}$ ,  $IIP3_{mix}$ ,  $C_i$ ). Le comportement de  $ICP1_{tot}$  est déduit de celui de  $IIP3_{tot}$  sachant qu'il est inférieur d'environ 10 dB par rapport à ce dernier (Chapitre I).



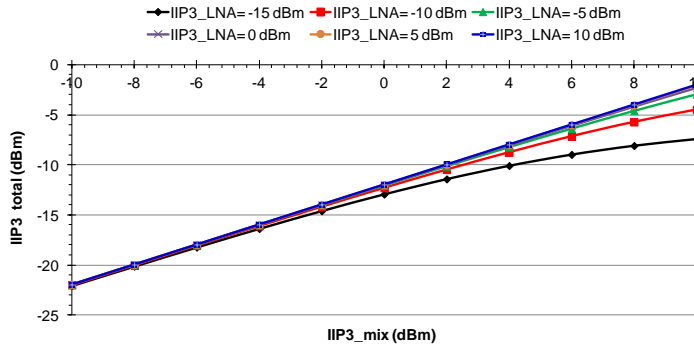


FIGURE 3.2.11 – Simulation sous ADS de l'IIP3 total en fonction de IIP3\_mix et IIP3\_LNA

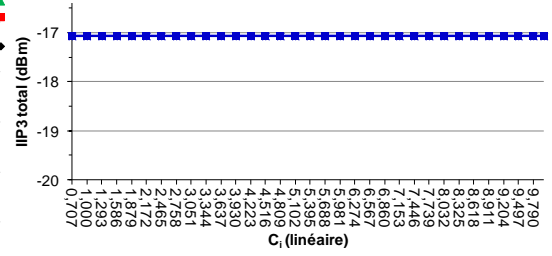


FIGURE 3.2.12 – Simulation sous ADS de l'IIP3 total en fonction de  $C_i$

On en déduit que l'IIP3<sub>tot</sub> augmente avec IIP3<sub>mix</sub> (Figure 3.2.11) et est indépendant de  $C_i$  (Figure 3.2.12).

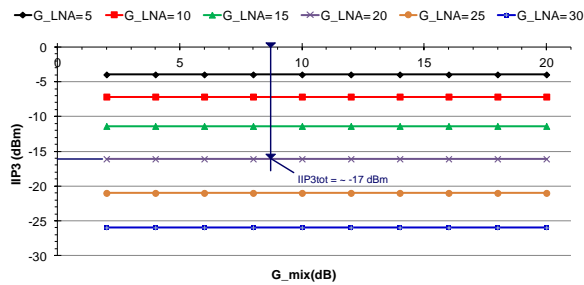


FIGURE 3.2.13 – Simulation sous ADS de l'IIP3 total en fonction de G\_mix et G\_LNA

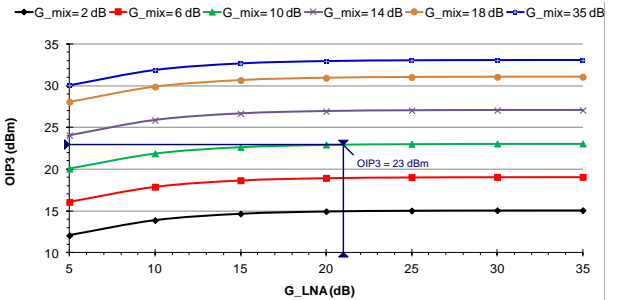


FIGURE 3.2.14 – Simulation sous ADS de l'OIP3 total en fonction de G\_mix et G\_LNA

De plus, l'IIP3<sub>tot</sub> diminue avec l'augmentation de G\_LNA (Figure 3.2.13), comme le suggère la dérivée de la relation de Friis pour la linéarité (Equation 3.2.2). En considérant les valeurs des composants du tableau 3.2, on s'aperçoit que l'IIP3<sub>tot</sub> (= -17 dBm) augmente de  $10 \log(8)$  soit  $9 \text{ dB}$  par rapport à celui du chemin unitaire (IIP3 = -26 dBm). Quant à l'OIP3 (= 23 dBm), il augmente de  $10 \log(8^2)$  soit  $18 \text{ dB}$  par rapport à celui du chemin unitaire (OIP3 = 5 dBm). Ainsi, les évolutions de l'IIP3<sub>tot</sub> et de l'OIP3<sub>tot</sub> sont conformes à la théorie (Equations 3.1.32 et 3.1.33).

### 3.2.5 Conclusion et perspectives pour l'étude système du *Front-End* RF

Le tableau 3.4 reprend les valeurs des principaux paramètres pour la mise en cascade du LNA et du mélangeur (dont les valeurs sont spécifiées dans le tableau 3.2) ainsi que leurs améliorations aux niveaux théorique et simulation système lors de la mise en parallèle de huit branches.

TABLE 3.4 – Comparatif entre la théorie et les simulations au niveau système

Paramètres	Gain (dB)	NF (dB)	IIP3 (dB)	OIP3 (dBm)	$\Delta$ Gain (dB)	$\Delta$ NF (dB)	$\Delta$ IIP3 (dB)	$\Delta$ OIP3 (dB)
<b>Théorie</b>	31*	< 5*	-26*	5*	+9	~	+9	+18
<b>Simulation système</b>	-	-	-	-	<b>+9</b>	~	<b>+9</b>	<b>+18</b>

\* : valeurs de la mise en cascade du LNA et du mélangeur (une branche)

### 3.3 Simulations comportementales du démonstrateur

Ce paragraphe a pour but d'étudier la faisabilité du démonstrateur pour le standard DVB-S. Pour rappel, le synoptique de ce démonstrateur est présenté Figure 3.1.1 (Chapitre I). Il est constitué d'un *Front-End* dont la théorie et la faisabilité ont été développées au début de ce chapitre. Le SASP et le bloc de "levée de doute" sont décrits dans ce paragraphe. L'objectif est de montrer en quoi ce démonstrateur peut répondre aux exigences du standard DVB-S pour la mobilité.

#### 3.3.1 Présentation du processeur analogique (Sampled Analog Signal Processor)

Le processeur analogique, SASP (Sampled Analog Signal Processor), est un système mixte qui utilise l'algorithme de type Butterfly pour réaliser les transformées de Fourier discrètes (*Discrete Fourier Transform*, DFT) dans le domaine analogique. Il filtre et transpose en bande de base le canal désiré sous forme complexe. Il est alors possible de recombinaison les parties réelle et imaginaire pour reconstituer le signal sélectionné. En effet, la transformée de Fourier apporte une information sur la phase et l'amplitude du signal. Ce processeur analogique a des propriétés intéressantes à savoir :

- il se comporte comme un capteur spectral (*spectrum sensor*)
- il a une bande de fréquence d'utilisation très large
- il est capable de gérer plusieurs canaux en même temps
- il a ses sorties en bande de base
- enfin, il est totalement intégrable en technologie CMOS faible coût

L'architecture du SASP est présentée Figure 3.3.1 ci-dessous [115].

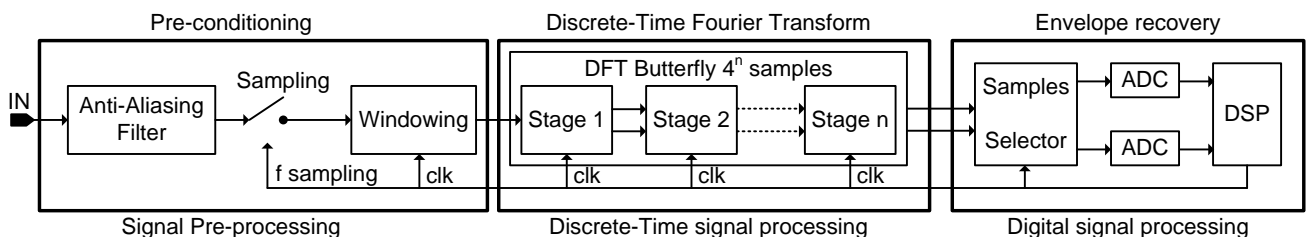


FIGURE 3.3.1 – Architecture du SASP [115]

En définitive, on retiendra que le SASP permet de supprimer la porteuse et de détecter l'enveloppe d'un signal [115] en travaillant sur le spectre de ce dernier. Parmi  $M$  échantillons en tension, seulement ceux qui représentent l'enveloppe du signal RF sont envoyés vers le convertisseur analogique-numérique. De plus, la détermination de l'enveloppe spectrale filtre le signal en même temps. Enfin, la transposition en fréquence (en bande de base) a lieu en même temps que la sélection de l'échantillon.

### 3.3.2 Démodulation du signal QPSK pour le standard DVB-S

#### 3.3.2.1 Caractéristiques du signal QPSK pour le standard DVB-S

La modulation QPSK est très utilisée dans les transmissions satellitaires car elle permet d'obtenir un signal peu sensible aux interférences tout en conservant un débit correct. Ces caractéristiques sont importantes, les signaux transmis par le satellite devant parcourir 36 000 km.

Le débit symbole (*Symbol Rate*,  $SR$ ) est la vitesse de transmission des données utiles avec lesquelles sont associées les données de correction d'erreurs. Il est exprimé en Msymbols/s ou Mbaud. Dans le cas de la modulation QPSK utilisée par le standard DVB-S, on a un déplacement de phase de quatre états avec un module constant (00, 10, 11, 01), comme cela est représenté sur la constellation de la figure 3.3.3 [107]. En réalité, il s'agit d'une combinaison de deux modulations d'amplitude à porteuse supprimée. Les deux porteuses, appelées I et Q, sont bien évidemment en quadrature de phase (Figure 3.3.2). Par ailleurs, dans cette illustration, on utilise le code Gray : en passant de  $\pi/4$  d'un symbole à un autre, seul un bit change. Cette modulation permet de coder deux bits de données par symbole, le débit binaire (Bit Rate, Mbits/s) est donc deux fois supérieur au débit symbole (Equation 3.3.1).

$$\text{Débit binaire (Mbits/s)} = \text{Nombre de bits par symbole} \cdot SR(\text{Msymbols/s}) \quad (3.3.1)$$

$$\text{Débit binaire (Mbits/s)} = 2 \cdot SR(\text{Msymbols/s}), \text{ pour la modulation QPSK} \quad (3.3.2)$$

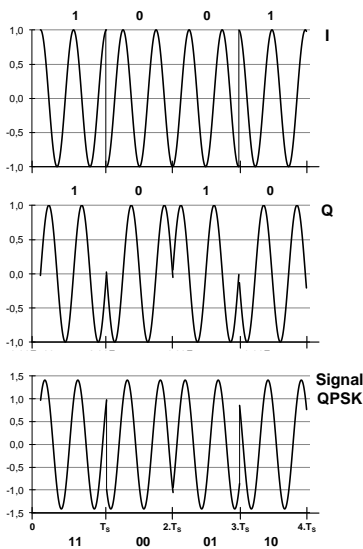
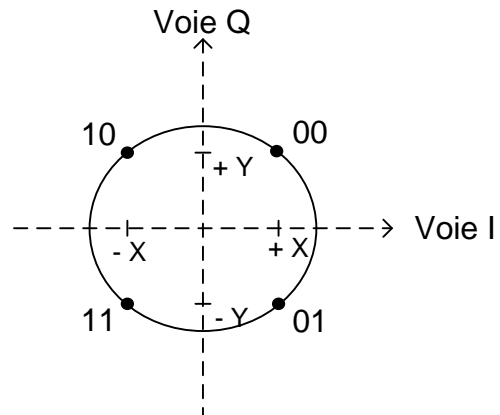


FIGURE 3.3.2 – Implémentation typique d'un signal QPSK dans le domaine temporel



I valant  $+X$  pour un bit à 0 et  $-X$  pour un bit à 1  
 Q valant  $+Y$  pour un bit à 0 et  $-Y$  pour un bit à 1

FIGURE 3.3.3 – Constellation d'une implémentation typique d'un signal QPSK

#### 3.3.2.2 Description conceptuelle d'un système pour la norme DVB-S

Le consortium européen DVB a édité un document spécifiant le fonctionnement classique d'un système pour la norme DVB-S en émission et en réception, comme cela est représenté Figure 3.3.4 [107].

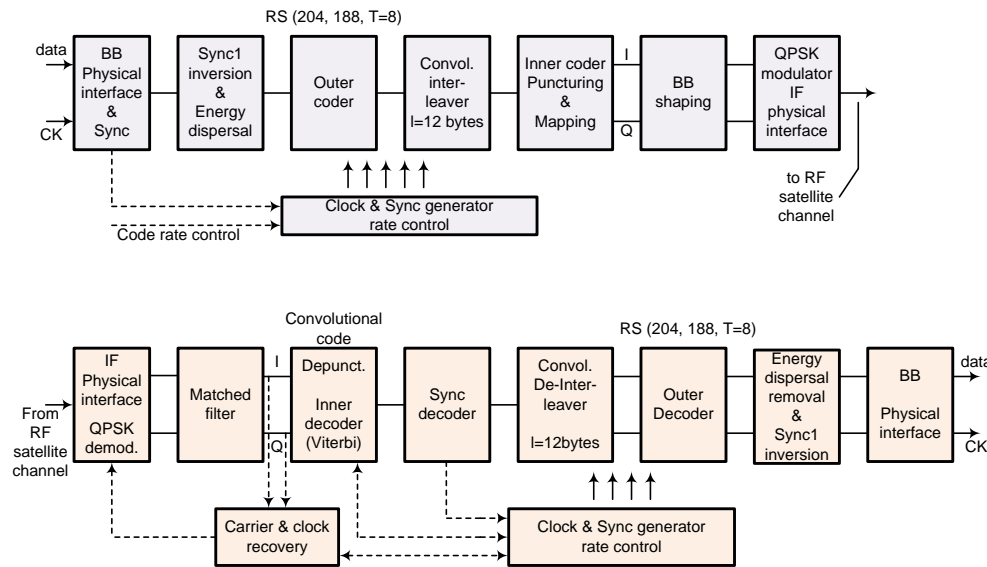


FIGURE 3.3.4 – Schéma-bloc conceptuel du système en émission et en réception pour le standard DVB-S

Les bits transmis (*data*) sont sous le format de compression MPEG-2 [111]. La chaîne d'émission étant symétrique à celle en réception, on se contente donc de détailler seulement cette dernière comme suit ([107] et [116]) :

- **Interface physique FI et démodulateur QPSK** (*IF interface and QPSK demodulator*) : ce bloc assure les fonctions de démodulation cohérente et la conversion analogique-numérique tout en fournissant au décodeur interne (*inner decoder*) des informations I et Q à décision souple ("Soft").
- **Filtrage adapté** (*Matched filter*) : le filtrage adapté permet de minimiser le TEB (*Taux d'Erreur par Bit*). En complémentarité avec le filtre de mise en forme, l'échantillonnage s'avère efficace. Les filtres utilisés sont en racine de cosinus surélevé avec un *roll-off* de 35% dans la chaîne d'émission. Un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie (FIR) peut être utilisé pour assurer l'égalisation des distorsions linéaires de la voie dans le récepteur/décodeur intégré (IRD).  
En guise d'information, la norme préconise un facteur de réduction (*roll-off*) de 0,35 à l'émission afin de pouvoir transmettre dans le canal sans trop empiéter dans les canaux adjacents au niveau fréquentiel.
- **Récupération de l'horloge et de la porteuse** (*Carrier/clock recovery unit*) : ce bloc récupère la synchronisation du démodulateur. La probabilité d'une perte de synchronisation affectant l'ensemble de la gamme C/N du démodulateur devrait être très faible.
- **Décodage interne par Viterbi** (*Inner decoder*) : le décodage se fait selon l'algorithme de Viterbi. Il est possible de choisir entre un décodage "Hard" ou un décodage "Soft". Ce bloc permet aussi de corriger certaines erreurs dues au bruit dans le canal.
- **Décodeur de l'octet de synchronisation** (*Sync byte decoder*) : il fournit l'information de synchronisation nécessaire pour le processus de déentrelacement (*de-interleaver*). Il permet aussi de résoudre toutes les ambiguïtés non détectées par le décodeur de Viterbi.
- **Désentrelacement convolusionnel** (*Convolutional de-interleaver*) : il s'agit de l'opération inverse de l'entrelacement. Il permet de randomiser sur l'octet les salves d'erreurs générées par le décodeur interne, ceci afin d'améliorer la capacité du décodeur externe (*Outer Decoder*) à corriger les salves d'erreurs.  
Pour information, l'entrelacement permet de répartir les octets d'un paquet en plusieurs paquets. Ainsi les erreurs sont réparties sur plusieurs paquets, il est donc plus facile de corriger (avec le code Reed-

Solomon) un octet par paquet que plusieurs octets consécutifs erronés.

Le code Reed-Solomon est un code BCH de longueur  $2^m - 1$ . Le codage pour le standard DVB-S est le RS (204, 188, T=8), ce qui veut dire qu'il y a 204 octets en sortie du codeur pour 188 octets en entrée avec une capacité de correction de 8 octets (sur 188). Le paquet est marqué défectueux si plus de 8 octets sont détectés comme erronés. On appelle ce processus FEC (*Forward Error Correction*) car il s'agit d'une correction prédictive des erreurs. Le codage Reed-Solomon ajoute donc de la redondance aux données (ajout de 16 octets derrière chaque paquet) afin de reconstituer celles-ci s'il y a une erreur de transmission.

Le but du désentrelaceur est donc de remplacer, en réception, une salve d'erreurs regroupées et souvent non corrigeables par une multitude d'erreurs réparties et souvent corrigeables pour le décodeur de Reed-Solomon.

- **Décodeur externe de Reed-Solomon** (*Outer decoder*) : ce décodage enlève la redondance introduite lors du codage de Reed-Solomon et corrige un maximum de 8 erreurs sur la trame selon le code RS (204, 188, T=8).
- **Élimination de la dispersion d'énergie** (*Energy dispersal removal*) : c'est l'opération inverse du brassage (ou dispersion d'énergie, *Energy dispersal*). Ce dispositif récupère le débit binaire utilisateur en éliminant la composante aléatoire utilisée pour la dispersion d'énergie et ramène l'octet de synchronisation interverti à sa valeur normale.

Pour information, le brassage a pour objectif la répartition de l'énergie sur l'ensemble du canal de transmission. En effet, une longue suite de '0' ou de '1' (due à l'absence de programme télévisuel, par exemple) fait apparaître une raie à forte énergie dans le spectre. Or le bruit possède la même caractéristique (énergie uniformément répartie du fait de son caractère aléatoire), ce qui gêne la récupération de la synchronisation à la réception. Pour rendre le train binaire aléatoire (même probabilité d'obtenir un '0' ou un '1'), le brassage est réalisé par une séquence pseudo aléatoire (*Pseudo Random Binary Sequence*, PRBS).

- **Interface physique en bande de base** (*BB Physical interface*) : il adapte la structure des données au format et au protocole requis par l'interface extérieure.

### 3.3.2.3 Performances d'un répéteur de largeur de canal égale à 33 MHz (à -3 dB)

On rappelle que la fréquence de travail de cette étude est de 11.7 GHz pour une largeur de bande de 200 MHz (Chapitre II). Les principales caractéristiques du système DVB-S sont résumées dans le tableau 3.5 ci-dessous. Le débit symbole spécifié par le standard pour une largeur de canal du répéteur de 33 MHz est de 25.8 Mbaud [107]. Le débit binaire utile ( $R_u$ ) pour un répéteur satellite disposant d'une largeur de bande  $BW$  y est exprimé en fonction de la correction d'erreur directe (*FEC*) pour un débit symbole ( $SR$ ) donné. Ce débit symbole est relié à la largeur de canal par l'équation 3.3.4 ci-dessous [107] :

$$SR = \frac{BW}{1.28} \quad (3.3.3)$$

$$SR = 25.8 \text{ MS/s pour } BW = 33 \text{ MHz} \quad (3.3.4)$$

TABLE 3.5 – Exemple de performances avec un transpondeur de bande passante égale à 33 MHz [107]

Bande passante du répéteur (MHz)		SR (Mbaud)	Débit Binaire brut (Mbit/s)	Débit binaire utile (Mbit/s)				
				FEC	FEC	FEC	FEC	FEC
à -3 dB	à -1 dB			1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
33	29.7	25.8	51.6	23.8	31.7	35.6	39.6	41.6
				Efficacité spectrale (bit/spar Hz)				
				FEC	FEC	FEC	FEC	FEC
				1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
				0.72	0.96	1.08	1.20	1.26

L'équation 3.3.6 permet de déduire la valeur du débit binaire brut (hors codage) pour la modulation QPSK [107, 116] :

$$D_{brut} = \log_2(M) \cdot SR \quad (3.3.5)$$

$$D_{brut} = 2 \cdot SR = 51.6 \text{ Mbit/s car } M = 4 \text{ pour la modulation QPSK} \quad (3.3.6)$$

Avec la connaissance du rendement du code RS ( $\eta_{RS} = \frac{108}{204} = 0.92$ ), il est possible de calculer le débit binaire utile (Ru) (Equation 3.3.7) [107, 116] :

$$Ru = D_{brut} \cdot FEC \cdot \eta_{RS} \quad (3.3.7)$$

On constate donc le débit binaire utile augmente avec le pouvoir de correction ( $FEC$ ).

On en déduit donc l'efficacité spectrale qui est un critère important dans le choix du codage et de la modulation. Cette efficacité spectrale est donnée par la relation 3.3.8 suivante [107, 116] :

$$Efficacité\ spectrale\ (bits/s\ par\ Hz) = \frac{Ru}{BW} \quad (3.3.8)$$

Ainsi, plus le débit binaire utile augmente, meilleure est l'efficacité spectrale. Les opérateurs de télévision numérique par satellite ont donc une certaine souplesse dans le choix des débits et peuvent l'adapter à leurs besoins en termes de capacité ou de qualité.

### 3.3.2.4 Principe de la démodulation d'un signal QPSK via le SASP

Nous allons montrer comment le SASP peut démoduler un signal QPSK pour le standard DVB-S. Les deux principales fonctions effectuées par le SASP sont les suivantes :

- La sélection de canal (Figure 3.3.5) : Le SASP est capable de sélectionner n'importe quel canal situé dans la bande de fréquence allant de 0 à  $f_{MAX}$ . Par conséquent, la fréquence maximale d'échantillonnage vaut donc  $2 f_{MAX}$  [115].

Dans notre cas d'étude, la fréquence FI à la sortie du *Front-End* vaut  $f_{FI} = 1.1 \text{ GHz}$ . En considérant le fait que le SASP est capable de manipuler 256 échantillons, on se fixe donc une fréquence d'échantillonnage  $f_S = 2.56 \text{ GHz}$ . Cette fréquence d'échantillonnage est supérieure à celle préconisée par Shannon ( $f_{S, min} = 2.4 \text{ GHz}$ , Equation 3.3.10) :

$$\frac{f_S}{2} = f_{MAX} = f_{FI} + \frac{B}{2} \quad (3.3.9)$$

où B : étendue spectrale du signal à la sortie du SASP (ici, B= 200 MHz)

d'où

$$f_{S,min} = 2 \cdot f_{FI} + B = 2.4 \text{ GHz} \quad (3.3.10)$$



FIGURE 3.3.5 – Description de la sélection de canal effectuée par le SASP

FIGURE 3.3.6 – Illustration de la démodulation fréquentielle d'un signal QPSK effectuée par le SASP

Compte tenu de la largeur de canal ( $BW = 33 \text{ MHz}$ ), il faut trois échantillons en tension (de largeur  $\frac{f_s}{N} = 11 \text{ MHz}$ ) pour reconstituer le signal, comme cela est représenté Figure 3.3.5.

- La démodulation QPSK (Figure 3.3.6) : Seul l'échantillon contenant le signal modulé est sélectionné, sa phase et son amplitude sont extraites en éliminant la porteuse grâce à la transformée de Fourier. La modulation de phase est obtenue directement en interprétant le déphasage dans le spectre [114]. Pour la modulation QPSK, il y a quatre états de phase (Figure 3.3.3). Cela se traduit donc par quatre niveaux de tension portant l'information de phase et assurant ainsi une démodulation directe de manière analogique (Figure 3.3.6).

### 3.3.2.5 Simulations comportementales de la démodulation pour le standard DVB-S

Les travaux de thèse du Dr. François Rivet [113] ont permis de prouver que le SASP est capable de démoduler un signal QPSK, comme le montrent les mesures de la figure 3.3.7. Ces mesures ont été effectuées pour une fréquence de porteuse égale à 160 MHz et un débit binaire de 1 Mbps, d'où une fréquence d'échantillonnage égale à 320 MHz.

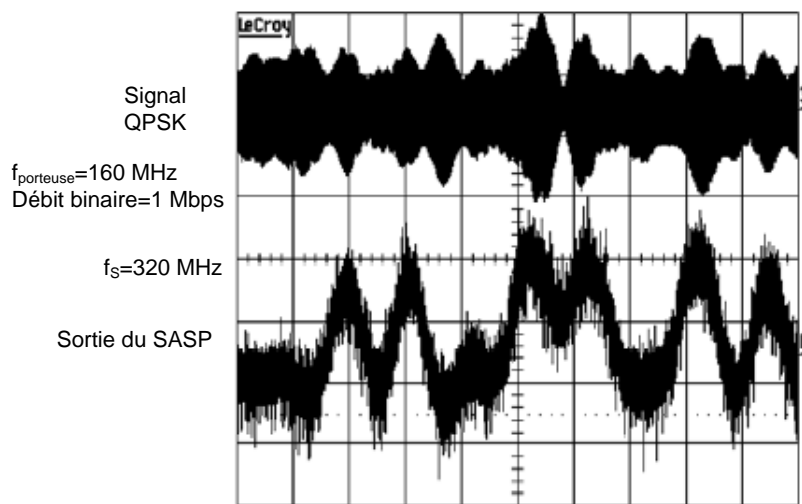


FIGURE 3.3.7 – Mesures de la démodulation d'un signal QPSK [113]

La continuité logique de ces travaux est de simuler le SASP en VHDL-AMS avec les caractéristiques de notre étude afin de confirmer que le SASP est capable de démoduler un signal QPSK pour le standard DVB-S.

### 3.3.3 Présentation de l’algorithme de ”Levée de doute”

Le signal à la sortie du SASP étant bruité, il est difficile de s’assurer de l’efficacité du traitement du signal tout le long du système. A cela s’ajoute le constat qu’il est impossible pour les technologies CMOS d’atteindre un facteur de bruit en dB inférieur à 1dB [112]. Il est donc primordial de mettre en place une solution visant à ”purifier le signal”, cela revient à améliorer le rapport signal à bruit.

Une solution possible est d’émuler le comportement d’un analyseur de spectre. Elle consiste à effectuer une moyenne des signaux durant le temps du symbole. Les différentes moyennes possibles sont les suivantes : la moyenne arithmétique, la moyenne des moindres carrés (*Root Mean Square, RMS*), la moyenne glissante ou mobile. On détaille ces différentes façons de moyennner des données afin de justifier le choix de la moyenne retenue.

#### 3.3.3.1 Différentes types de moyenne

##### Moyenne arithmétique

La moyenne arithmétique est conventionnellement notée  $\bar{x}$  et vaut (Equation 3.3.11) :

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x_k \quad (3.3.11)$$

##### Moyenne des moindres carrés (*Root Mean Square, RMS*)

La moyenne quadratique (Root Mean Square, RMS) est définie par l’équation 3.3.12 suivante :

$$\bar{x} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N x_k^2} \quad (3.3.12)$$

La racine carrée de la moyenne du carré des valeurs instantanées d’une grandeur est appelée valeur quadratique, ou valeur efficace.

##### Moyenne glissante ou mobile (*Mobile Mean*)

La moyenne glissante est une notion statistique, où la moyenne est calculée sur n valeurs glissantes au lieu de l’être sur n valeurs fixes. Une des formulations possibles est donnée par la formule de récurrence suivante (Equation 3.3.13) :

$$\bar{x}_n = \frac{\bar{x}_{n-1} \cdot (n-1) + x_n}{n} \quad (3.3.13)$$

#### Choix du type de moyenne : la moyenne hybride arithmétique et glissante

Une solution hybride est envisageable. Elle consiste à faire une moyenne arithmétique avec  $x_k$  glissant : c’est la moyenne hybride arithmétique et glissante. Ce choix va être justifié dans le paragraphe suivant grâce à des simulations sous Matlab.



### 3.3.3.2 Comparaison des différents types de moyenne sous Matlab

Des simulations sont effectuées sous Matlab afin de comparer les différents types de moyenne et de justifier le choix de la solution hybride arithmétique et glissante. Le signal initial est représenté Figure 3.3.8, il contient quatre niveaux de tension pour se rapprocher du signal à la sortie du SASP. Ce signal est ensuite bruité aléatoirement et dupliqué en plusieurs exemplaires pour se mettre dans une configuration similaire à celle de notre étude (Paragraphe 3.3.3.3 ci-dessous). Les signaux bruités pour effectuer les moyennes arithmétique et quadratique, glissante et hybride sont représentés Figures 3.3.9, 3.3.10 et 3.3.11 respectivement.

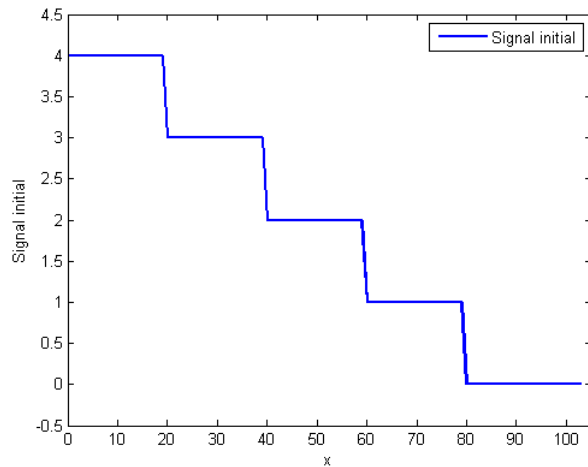


FIGURE 3.3.8 – Signal initial pour les différentes moyennes

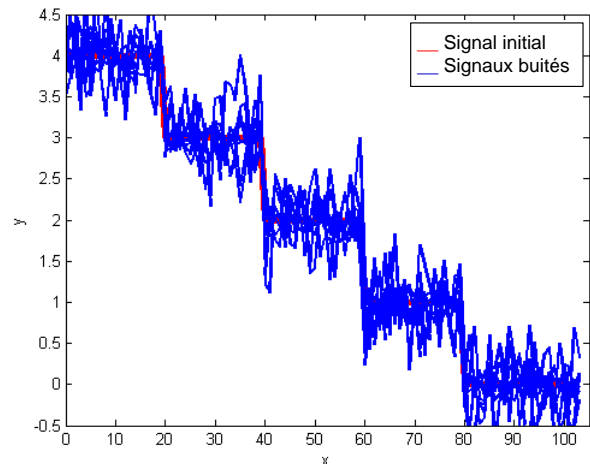


FIGURE 3.3.9 – Signaux bruités pour les moyennes arithmétique et quadratique

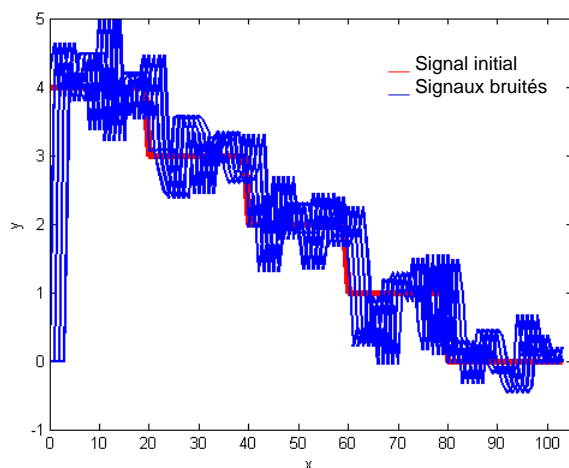


FIGURE 3.3.10 – Signaux bruités pour la moyenne glissante

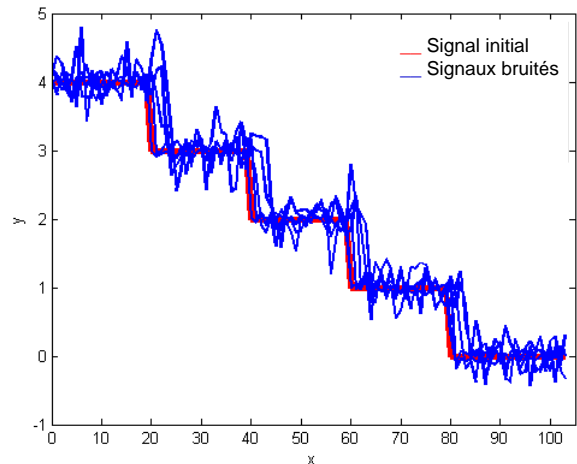


FIGURE 3.3.11 – Signaux bruités pour la moyenne hybride

Les moyennes arithmétique (Figure 3.3.12) et quadratique (Figure 3.3.13) aboutissent à des résultats raisonnables et permettent de diminuer le bruit et ainsi améliorer le rapport signal à bruit. Par ailleurs, intéressons nous aux moyennes glissante et hybride car elles sont les plus proches de notre cas d'étude dans la mesure où les données (les échantillons après FFT) sont décalées dans le temps.

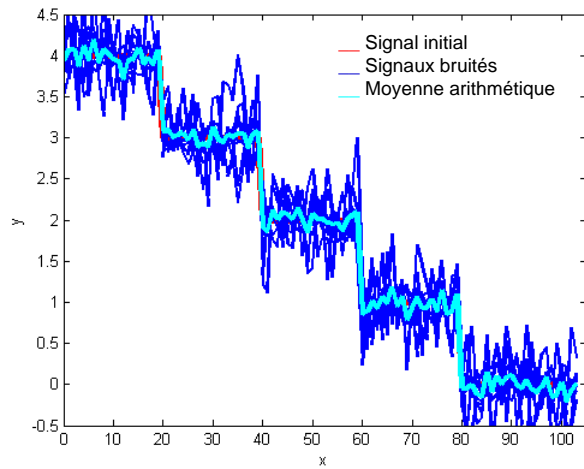


FIGURE 3.3.12 – Moyenne arithmétique

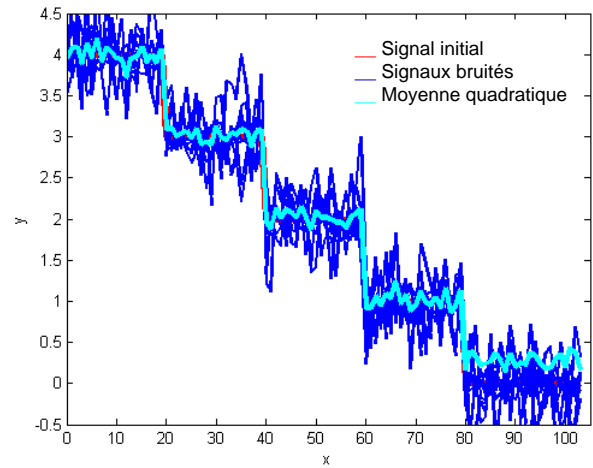


FIGURE 3.3.13 – Moyenne quadratique

La moyenne glissante est illustrée Figure 3.3.14 ; hormis le fait qu'elle rentre dans le cadre de notre étude, elle reste inexacte et inefficace pour bien distinguer les différents paliers du signal. Quant à la moyenne hybride (glissante-arithmétique), elle semble tout à fait efficace malgré un décalage de la moyenne par rapport au signal initial (Figure 3.3.15). Cependant, notons que cette moyenne hybride est fiable si et seulement si il y a suffisamment de signaux à moyenner.

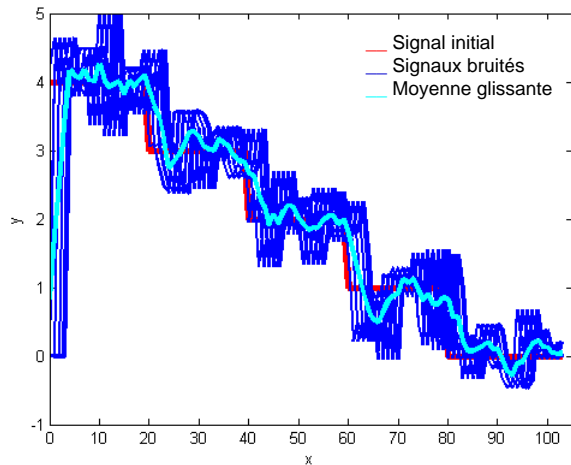


FIGURE 3.3.14 – Moyenne glissante

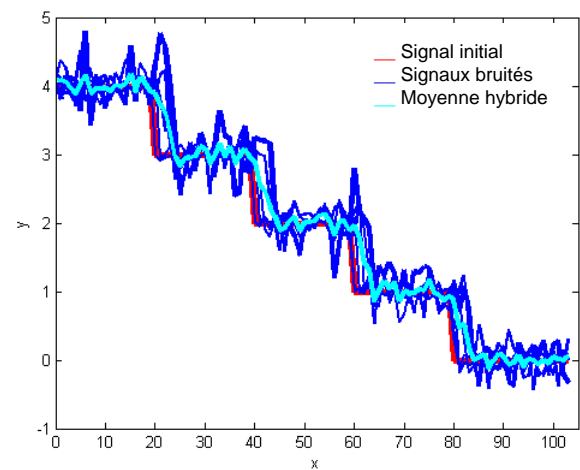


FIGURE 3.3.15 – Moyenne hybride

Finalement, en comparant les différents types de moyenne (Figure 3.3.16), on en conclut que la moyenne hybride glissante-arithmétique correspond au mieux à notre cas d'étude.

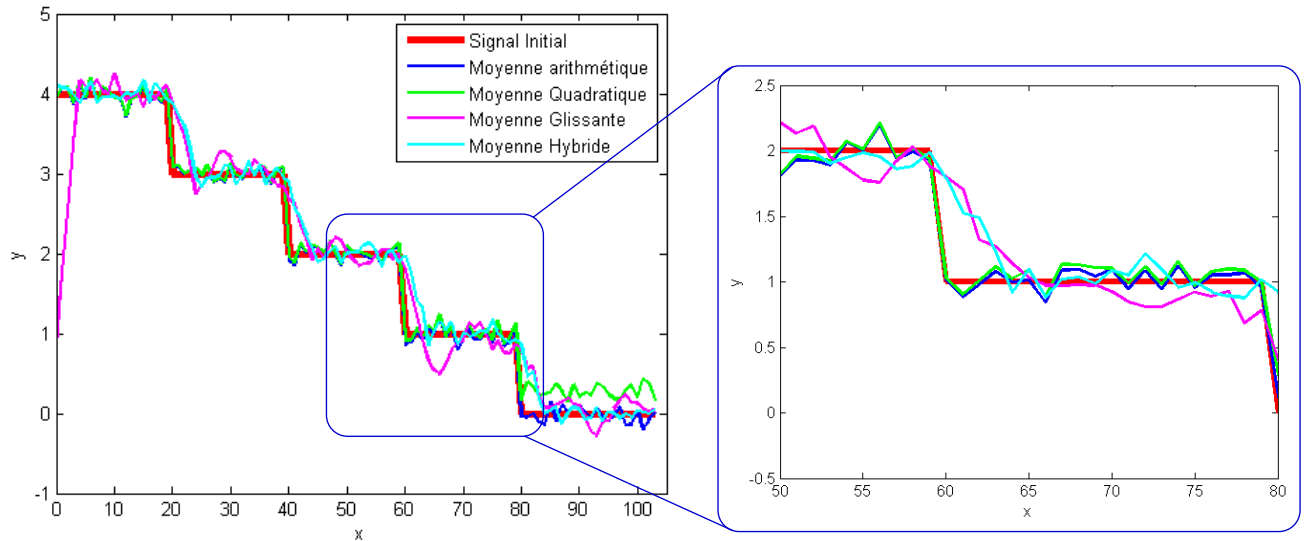


FIGURE 3.3.16 – Comparatif des différents types de moyenne

La moyenne hybride glissante-arithmétique sera exploitée dans la suite de ce manuscrit afin d'essayer d'améliorer le rapport signal à bruit à la sortie du SASP.

### 3.3.3.3 Présentation de l'algorithme de "Levée de doute"

Une des propriétés intéressante du SASP est le fait que la sortie est présentée sous forme différentielle avec une partie réelle  $Re_{diff}$  et une partie imaginaire  $Im_{diff}$  (Figure 3.3.17). En effet, la sortie du SASP est écrite sous la forme suivante (Equation 3.3.14) [113] :

$$X(\nu) = \sum_{k=1}^N x(k) \cdot \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \nu \cdot T_{sampling}) \text{ avec } -\infty < \nu < +\infty \quad (3.3.14)$$

où

$$x(k) = x(t) |_{t=k \cdot T_{sampling}} \text{ càd que } x(t) \text{ est échantillonné tous les } T_{sampling} \quad (3.3.15)$$

En échantillonnant de 0 à N-1, soit pour les fréquences positives, on obtient :

$$X(n_{sample}) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot \exp\left(\frac{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot k \cdot n_{sample}}{N}\right) \quad (3.3.16)$$

où  $n_{sample} = 0, 1, \dots, N - 1$  est le numéro de l'échantillon en fréquence de la DFT.

Si on décompose en parties réelle et imaginaire, on a alors :

$$X(n_{sample}) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot k \cdot n_{sample}}{N}\right) - j \cdot \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot k \cdot n_{sample}}{N}\right) \quad (3.3.17)$$

ou encore :

$$X(n_{sample}) = X_{Re+}(n_{sample}) - j \cdot X_{Im+}(n_{sample}) \text{ pour les fréquences positives} \quad (3.3.18)$$

Par analogie, pour les fréquences négatives :

$$X(-n_{sample}) = X_{Re-}(n_{sample}) + j \cdot X_{Im-}(n_{sample}) \quad (3.3.19)$$

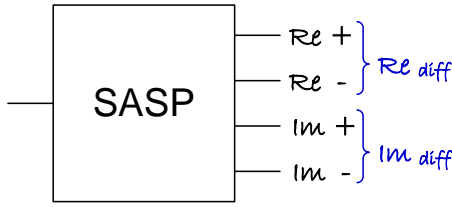


FIGURE 3.3.17 – Symbole du SASP (avec ces 4 sorties)

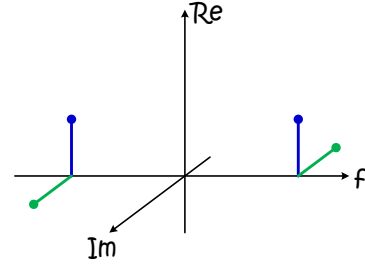


FIGURE 3.3.18 – Représentation spectrale de la sortie du SASP

Ces deux sorties portent la même information (une seule permettant donc de valider la fonctionnalité du SASP). Ce doublon apporte suffisamment de données pour le moyennage, sachant que la rigueur veut qu'il faille au moins trois termes pour moyennage correctement. C'est pourquoi l'utilisation des deux sorties s'avère indispensable pour une moyenne efficace. De plus, chaque sortie présente une fréquence positive et une fréquence négative. Pour l'instant, nous avons donc à notre disposition 4 fois la même information en analysant la sortie du SASP sur laquelle il est possible d'appliquer un algorithme pour améliorer le rapport signal à bruit.

Il est temps d'évaluer la FFT pour un signal QPSK pour le standard DVB-S (décrit dans le paragraphe 3.3.2.3).

Rappelons que sur l'étendue spectrale  $[-f_S; +f_S]$ , on a  $N$  échantillons ( $f_S = 2.56 \text{ GHz}$  et  $N = 256$ ). Le pas d'échantillonnage (ou la résolution en fréquence) vaut donc  $\frac{f_S}{N}$ . On effectue une FFT à la fréquence suivante ( $f_{FFT}$ ) :

$$f_{FFT} = \frac{f_S}{N} \text{ soit } T_{FFT} = \frac{1}{f_{FFT}} = \frac{N}{f_S} \quad (3.3.20)$$

$$f_{FFT} = \frac{2.56 \cdot 10^9}{256} = 10 \text{ MHz} \text{ soit } T_{FFT} = 0.1 \mu s \quad (3.3.21)$$

Le nombre de FFT ( $M$ ) que l'on peut faire durant une période du symbole vaut :

$$M = \frac{T_{SR}}{T_{FFT}} \text{ où } T_{SR} : \text{période du symbole } (T_{SR} = \frac{1}{SR}) \quad (3.3.22)$$

Pour qu'on puisse moyennage le signal  $M$  fois pendant la période du symbole, il faut que :

$$T_{SR} = M \cdot T_{FFT} > T_{FFT} \text{ soit } SR = \frac{1}{T_{SR}} = \frac{1}{M \cdot T_{FFT}} < f_{FFT} \quad (3.3.23)$$

Lorsque que  $SR=25.7 \text{ MHz}$ ,  $T_{SR}$  vaut environ  $39 \text{ ns}$ . On s'aperçoit donc que dans notre cas d'étude, il est impossible d'avoir suffisamment d'échantillons durant la période d'un symbole. **L'idée du moyennage est donc abandonnée.**

Sur chacune des 2 voies disponibles à la sortie du SASP (réelle et imaginaire), on récupère à chaque fois 2 échantillons pour la fréquence qui nous intéresse (1 pour les fréquences positives, 1 pour les fréquences négatives). Ensuite, on fait 2 FFTs durant un symbole à  $SR=25.8 \text{ MHz}$ , donc on reçoit 8 échantillons à traiter. On ne parle plus de moyennage mais de levée de doute sur le code reçu. Par ailleurs, on sait que le déplacement d'une phase à l'autre sur le diagramme de constellation se fait selon le code Gray [116], cette

information pourrait s'avérer utile pour améliorer la prédiction du code reçu. Le synoptique du système de levée de doute (incluant le SASP) est présenté Figure 3.3.19.

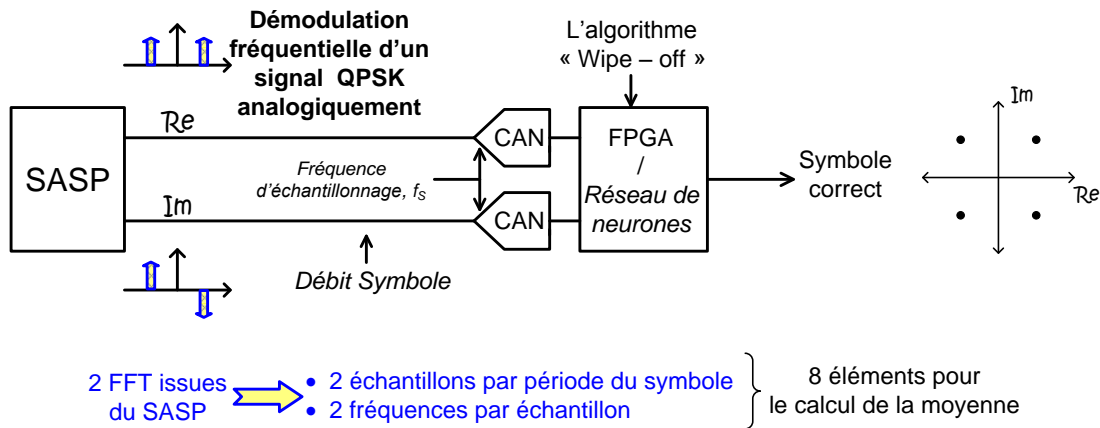


FIGURE 3.3.19 – Système incluant le SASP et la levée de doute

À la sortie du SASP, on insère deux convertisseurs analogique-numérique (CAN) pour pouvoir implémenter le bloc de l'algorithme de la "Levée de doute" sur un FPGA. À la sortie de ce dernier bloc, on compare son rapport signal à bruit avec celui à la sortie du SASP pour quantifier son amélioration.

### 3.3.3.4 Implémentation de l'algorithme de la "Levée de doute"

L'algorithme de la "Levée de doute" va être implémenté en VHDL-AMS pour vérifier sa validité (Figure 3.3.20) et est constitué des éléments suivants :

- **Dé/codage** : ces blocs permettent de travailler avec des signaux réels (en analogique) afin de visualiser facilement les performances du système.
- **Convolution pour  $f_+$**  : le signal de la sortie Imaginaire a des valeurs négatives (Figure 3.3.18) pour les fréquences positives ( $f_+$ ), il est donc nécessaire de faire une convolution pour chaque FFT pour les  $N/2$  premiers échantillons.
- **Moyenne à X retards** : ce bloc effectue la moyenne de termes mis à disposition.
- **Switch** : cela permet de basculer entre le stockage de la moyenne  $f_+$  (arrivant avant  $f_-$  temporellement) et la moyenne finale des fréquences  $f_+$  et  $f_-$ .

Notons que l'implémentation de cet algorithme sur un FPGA est similaire à celle en VHDL-AMS à l'exception des blocs de dé/codage car on travaille en numérique.

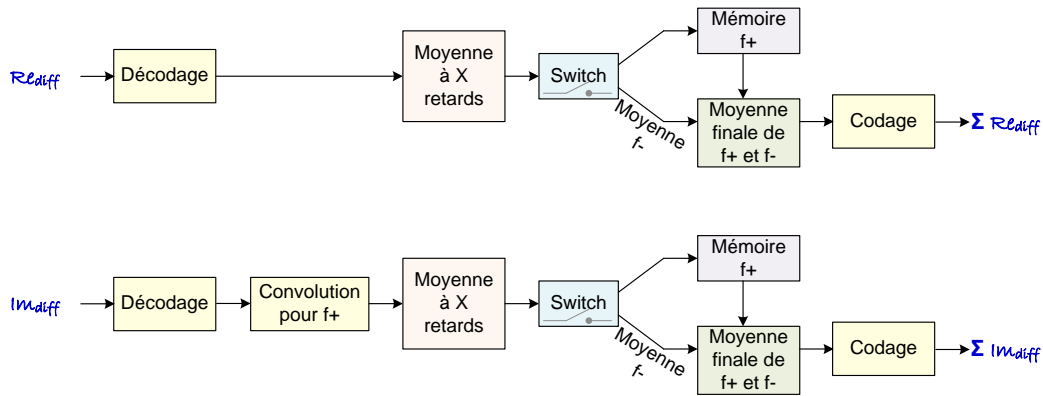


FIGURE 3.3.20 – Implémentation de l’algorithme de ”Levée de doute”

Une première implémentation de l’algorithme de ”Levée de doute” a été réalisée avec un FPGA, placée sur PCB en aval du SASP (Figure 3.3.21).

Afin de confirmer l’amélioration du rapport signal à bruit, des mesures ont été effectuées en injectant à l’entrée du SASP un signal BPSK (avec un débit binaire de 10 kbps) et on observe donc les signaux à la sortie du SASP et du *DAC* (Figure 3.3.22). On constate une nette amélioration du rapport signal à bruit entre la sortie du SASP et la sortie du *DAC* (après l’algorithme de ”Levée de doute”) malgré la présence de quelques pics qui peuvent rendre indéterminée la valeur du bit sélectionné.

Le principe de la ”Levée de doute” a été validé en effectuant des simulations comportementales en VHDL-AMS. Ces simulations étant considérées comme ’idéales’, on suppose qu’elles sont applicables à notre étude. La présence du bruit n’étant pas réellement visible en simulation à la sortie du SASP (Figure 3.3.23 (a)), il est nécessaire d’y ajouter du bruit blanc gaussien à la sortie de ce dernier (Figure 3.3.23 (b)). La sortie du bloc de ”Levée de doute” est représentée Figure 3.3.23 (c).

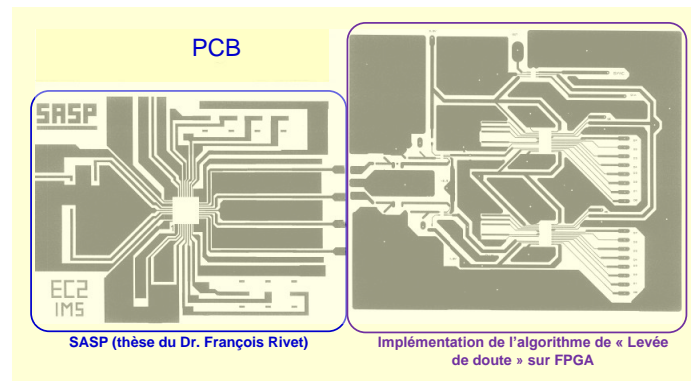


FIGURE 3.3.21 – Intégration du SASP et de l’algorithme de ”Levée de doute” sur PCB

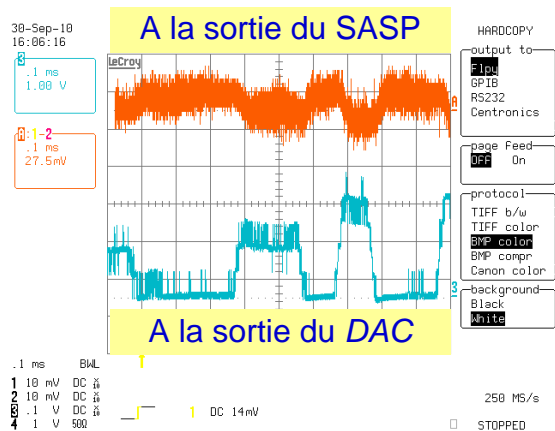


FIGURE 3.3.22 – Mesures de l’algorithme de ”Levée de doute” avec un signal BPSK

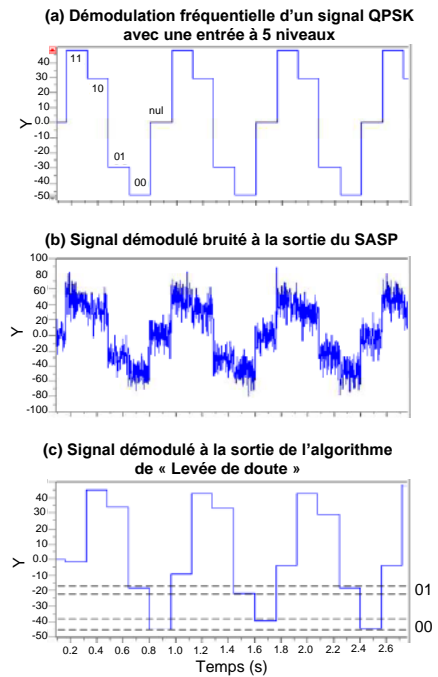


FIGURE 3.3.23 – Simulation en VHDL-AMS de l’algorithme de ”Levée de doute”

Ces premières simulations en VHDL-AMS sont prometteuses dans la mesure où l’on constate une nette amélioration du rapport signal à bruit (Figure 3.3.23). Cependant, en comparant la sortie du SASP “non bruitée” avec la sortie finale du système, on constate que les différents paliers n’ont pas la même valeur. Mais cela ne remet pas en cause la notion de levée de doute (ou d’instant de prise de décision) sur la valeur du bit. Il faudrait néanmoins connaître la valeur de la tolérance de variation pour décider qu’il s’agit du bon symbole ou pas. Une étude plus approfondie devrait être menée pour quantifier l’optimisation de ce rapport signal à bruit et ainsi confronter ces résultats avec les mesures du système en le mettant dans la même configuration que notre étude.

### 3.4 Conclusion et perspectives du chapitre III

L'objectif de ce chapitre est d'étudier la faisabilité du démonstrateur (Figure 3.1.1) pour le standard DVB-S aux niveaux théorique et simulation système. Dans un premier temps, une étude théorique du *Front-End* (Figure 3.2.1) a permis la compréhension de l'évolution de ces principales caractéristiques (gain, bruit et linéarité) en fonction des paramètres du système pour un meilleur dimensionnement du *Front-End*. Cette théorie a été confrontée aux simulations au niveau système sous ADS pour aboutir au dimensionnement des différents composants constituant le *Front-End*. En se basant sur les travaux du Dr. François Rivet ([113]), une première étude a été effectuée pour montrer que le SASP est capable de démoduler analogiquement un signal QPSK pour le standard DVB-S. Compte tenu des limitations de la technologie CMOS d'avoir un facteur de bruit en dB inférieur à 1 dB [112] tout en ayant une faible consommation, une réflexion a été menée pour améliorer le rapport signal à bruit à la sortie du SASP. Cette réflexion a abouti à l'implémentation (en VHDL-AMS et sur FPGA) d'un algorithme de "Levée de doute" qui a montré des premiers résultats intéressants et prometteurs quant à l'optimisation du rapport signal à bruit à la sortie finale du système.

Toutes les études décrites précédemment sont à approfondir et à optimiser comme suit :

- d'un point de vue théorique : les calculs pourraient tenir compte de la pondération des différentes branches pour étendre cette théorie à d'autres applications.
- au niveau système : des simulations mixtes complémentaires (niveau transistor et VDHL-AMS) devraient être effectuées pour évaluer les limites du démonstrateur pour le standard DVB-S.

La prochaine étape de l'étude de faisabilité du démonstrateur concerne la conception du *Front-End* au niveau transistor (avec la technologie CMOS 65 nm) en mettant un effort particulier sur l'optimisation en bruit avec une consommation raisonnable : c'est l'objet du dernier chapitre de ce manuscrit.



# Bibliographie

[1]

- [103] Yiqun Cao, V. Issakov, and M. Tiebout. A 2kV ESD-Protected 18GHz LNA with 4dB NF in 0.13um CMOS. *Solid-State Circuits Conference. IEEE International*, pages 103–104, Feb.2008.
- [104] Fong-Cheng Chang, Ping-Cheng Huang, Shih-Fong Chao, and Huei Wang. A Low Power Folded Mixer for UWB System Applications in 0.18um CMOS Technology. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, pages 367 –369, May 2007.
- [105] Wu-Nan Chen, Kuo-Hua Cheng, and Ting-You Hsueh. A Low Power Gilbert Mixer for 10GH Application Using TSMC 0.18/spl mu/m CMOS RF Technology. *Solid-State and Integrated Circuit Technology, 8th International Conference on*, pages 1559 –1561, Oct. 2006.
- [106] T. Copani, S.A. Smerzi, G. Girlando, and G. Palmisano. A 12-GHz silicon bipolar dual-conversion receiver for digital satellite applications. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 1278 – 1287, June 2005.
- [107] ETSI : EN 300 421 V1.1.2. *Digital Video Broadcasting (DVB) ; Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services*, 1997.
- [108] H.T. Friis. Noise figures of radio receivers. *Proceeding of the IRE*, pages 419–422, July 1944.
- [109] R.V. Gatti, M. Dionigi, and R. Sorrentino. Computation of gain, noise figure, and third-order intercept of active array antennas. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, pages 3139 – 3143, Nov. 2004.
- [110] Xiang Guan and A. Hajimiri. A 24-GHz CMOS front-end. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 368 – 373, Feb.2004.
- [111] ISO/IEC DIS 13818-1. *Coding of moving pictures and associated audio*, June 1994.
- [112] ITRS. *2010 Tables Wireless FOCUS D ITRS.xls*, <http://www.itrs.net>, 2010.
- [113] F. Rivet. *Contribution à l'étude et à la réalisation d'un frontal radiofréquence analogique en temps discret pour la radio logicielle intégrale*. Thèse, Université de Bordeaux, 2009.
- [114] F. Rivet, Y. Deval, J.-B. Begueret, D. Dallet, P. Cathelin, and D. Belot. A disruptive receiver architecture dedicated to software-defined radio. *Circuits and Systems II : Express Briefs, IEEE Transactions on*, pages 344 –348, April 2008.
- [115] F. Rivet, Y. Deval, J.-B. Begueret, D. Dallet, P. Cathelin, and D. Belot. The Experimental Demonstration of a SASP-Based Full Software Radio Receiver. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 979 –988, May 2010.
- [116] J. Seseña. Les systèmes DVB par satellite, par câble et SMATV. Pourquoi ces choix techniques ? *UER-Revue Technique*, pages 1 – 15, 1995.



## Chapitre IV



En essayant continuellement on finit par réussir.  
Donc, plus ça rate, plus on a des chances que ça marche.

Device shadok

## Chapitre 4

# Résultats de simulations des blocs RF et leur mise en système

Ce chapitre est consacré à la réalisation des blocs RF en vue de leur intégration dans le système complet. La technologie CMOS 65 nm utilisée lors la conception des circuits y est décrite et la méthodologie de conception est détaillée. Enfin, on y aborde la réalisation au niveau transistor des blocs RF, leur simulation au niveau schématique ainsi que leur routage.

### 4.1 Description de la technologie CMOS 65 nm

Dans ce paragraphe, on s'attache à définir la technologie utilisée lors de la conception des circuits de ce présent manuscrit.

#### 4.1.1 Back-end de la technologie CMOS 65 nm

Une vue simplifiée du back-end de la technologie CMOS 65 nm est représentée Figure 4.1.1 ci-dessous.

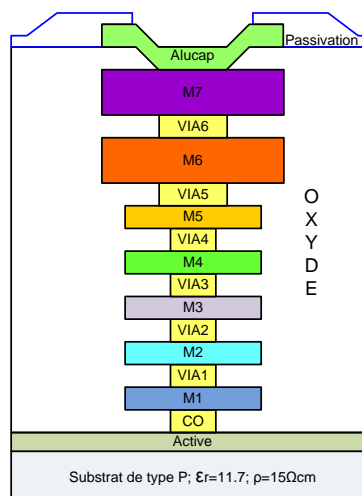


FIGURE 4.1.1 – Niveaux métalliques de la filière CMOS 65 nm de STMicroelectronics

Cette technologie dispose de sept niveaux de métaux avec une couche supplémentaire appelée "Alucap" (AP) ainsi que les vias correspondants. Notons que les couches supérieures AP, M7 et M6 sont plus épaisses (de l'ordre de  $1\ \mu m$ ) par rapport aux autres couches dont l'empilement total ne dépasse pas les  $10\ \mu m$ ; elles présentent donc une plus faible résistivité. La réalisation de composants passifs avec un fort coefficient de qualité avec cette technologie est toutefois assez délicat. Le substrat en Silicium présente une résistivité de  $\rho = 15\ \Omega.cm$  et une épaisseur de  $775\ \mu m$ . Nous allons maintenant évoquer les principales caractéristiques des éléments actifs (transistors MOS) et passifs (résistances, inductances et capacités) disponibles dans cette technologie et qui seront utilisées lors de la réalisation des circuits par la suite.

#### 4.1.2 Les éléments actifs (transistors MOS)

La technologie CMOS 65 nm développée par STMicroelectronics présente deux options pour les transistors MOS (de type N et P) [160, 157, 120] :

- Une option GP (*General Purpose*) avec une fine couche d'oxyde de grille (de l'ordre de  $12\ \text{\AA}$ ) fonctionnant sous une tension d'alimentation typique de 1 V. Elle est dédiée à des applications numériques.

- Une option LP (*Low Power*) avec une couche d'oxyde de grille plus épaisse (de l'ordre de  $18\ \text{\AA}$ ) fonctionnant sous une tension d'alimentation typique de 1.2 V. Celle-ci correspond mieux aux circuits analogiques et mixtes.

Ces deux catégories de transistors (LP et GP) présentent trois versions : le type SVT (*Standard Voltage Threshold*) avec une valeur standard de la tension de seuil  $V_{TH} \approx 420\ mV$ ; le type LVT (*Low Voltage Threshold*) avec une faible valeur de  $V_{TH} \approx 330\ mV$  et le type HVT (*High Voltage Threshold*) avec une forte valeur de  $V_{TH} \approx 530\ mV$ . Les différentes valeurs de la tension de seuil (données ici pour un transistor avec  $W = 1\ \mu m$  et  $L = 60\ nm$ ) s'obtiennent en ajustant le dopage du canal et le choix du type de transistor dépend de l'application visée.

Pour les transistors LP, les modèles RF (n/plvtlp\_rf) se distinguent des classiques (n/plvtlp) par une meilleure modélisation des phénomènes RF. C'est la raison pour laquelle on utilise ce genre de transistors pour la réalisation de circuits à hautes fréquences dans ce manuscrit. Ce choix est aussi conforté par le fait que les circuits conçus sont faible consommation, ce qui est important pour une application nomade. Les notations et conventions utilisées pour le transistor lors de toute saisie de schématique sont présentées Figure 4.1.2 ci-dessous.

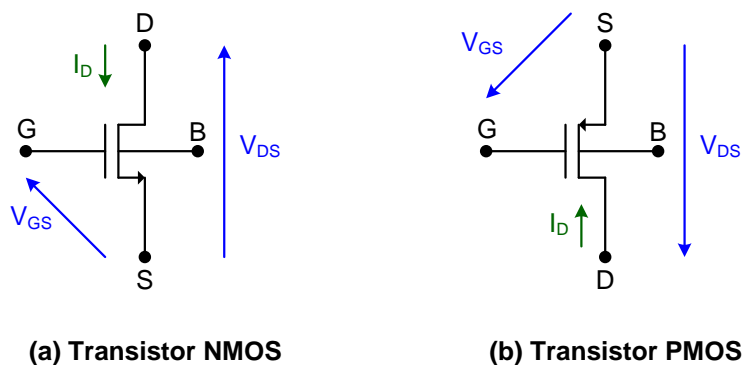


FIGURE 4.1.2 – Transistor MOS : Notations et conventions

### 4.1.3 Les éléments passifs

Les différents éléments passifs intervenant lors de la réalisation des circuits de ce travail de thèse sont décrits dans ce paragraphe. Ce dernier n'a donc pas pour vocation de faire une liste exhaustive de tous les passifs de la technologie. Les composants passifs utilisés pour la conception des circuits et systèmes sont les résistances, les inductances et les capacités.

#### 4.1.3.1 Résistances

Plusieurs types de résistances sont disponibles dans la technologie CMOS 65 nm. Elles sont de trois types : de type implanté (Source/Drain N ou P), de type polysilicium (Poly N+ ou P+) ou bien de type Métal ( $M_X$  ou  $M_Z$ ). Il est préférable d'utiliser un seul type de résistance pour tout le circuit pour pouvoir utiliser les effets d'indexation ; ici, il s'agit des résistances du type implanté (*rpporpo* et *rnporpo*). Cette résistance présente les plus faibles variations de valeurs en fonction des dispersions de procédés technologiques ainsi qu'une bonne résistivité, ce qui permet d'avoir un layout compact.

#### 4.1.3.2 Capacités

Il existe quatre types de capacités dans cette technologie : la capacité polysilicium, la capacité MOM (Métal-Oxyde-Métal) inter-digitée, la capacité MOMRF (adaptée aux circuits RF grâce à sa faible capacité parasite par rapport au substrat) et la capacité MIM (Métal-Isolant-Métal). Pour la conception des circuits de ce présent manuscrit, on utilise les capacités MIM car elles ont une bonne tenue en tension afin de limiter le risque de claquage. Elles ont aussi un bon coefficient de qualité et de faibles pertes résistives. La capacité polysilicium (qui présente une forte densité malgré une valeur de capacité non linéaire et une résistance série importante) est mise en parallèle avec une capacité MIM pour constituer les éléments de découplage de la polarisation afin de diminuer la surface tout en maximisant leur valeur totale.

#### 4.1.3.3 Inductances

Dans la totalité des circuits, les inductances sont en série, on utilise donc les selfs symétriques (Figure 4.1.3) afin de réduire la longueur des pistes RF d'interconnexion. Les inductances asymétriques de la figure 4.1.3 servent à connecter la tension d'alimentation au drain du transistor assurant ainsi un routage efficace et compact. Quant à leur réalisation, on utilise les niveaux métalliques supérieurs car ils ont de très faibles pertes résistives et capacitives.

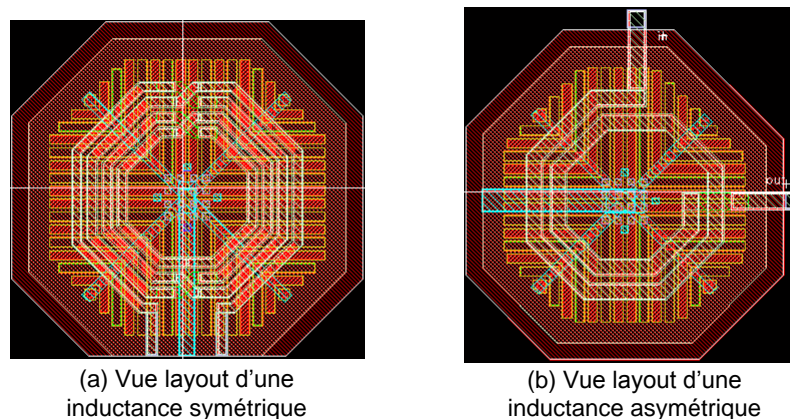


FIGURE 4.1.3 – Inductances symétrique et asymétrique de la technologie CMOS 65 nm

## 4.2 Méthodologie de conception sous contrainte de faible consommation, faible bruit et hautes fréquences

Chaque circuit a son flot de conception que l'on détaillera au moment approprié. Cette partie a juste pour vocation d'introduire la méthodologie de conception sous contrainte de faible consommation, faible bruit et hautes fréquences.

Les dimensions de transistors sont optimisées afin d'allier faible consommation, faible bruit et performances aux fréquences souhaitées. Les circuits sont alimentés sous 1.2V pour satisfaire les contraintes de consommation. Le détail de leur dimensionnement est présenté dans le chapitre II et dans la suite de ce manuscrit.

Une fois un pré-dimensionnement effectué avec des premières performances RF satisfaisantes, on peut passer au routage des blocs RF. Cette étape permet d'extraire les éléments parasites des interconnexions (résistances, capacités et inductances parasites), ce qui dégrade les performances car ils n'ont pas été pris en considération durant les premières simulations au niveau schématique. Il est donc temps de les introduire ainsi que le modèle des plots dans le schématique pour des simulations post-layout. On déroule alors un flot de conception (Figure 4.2.1) pour réajuster le dimensionnement des composants du circuit. L'étape du routage est donc essentielle car elle permet d'extraire les interconnexions qui seront remises dans le schématique sous forme d'un modèle. L'extraction des parasites  $RCc$  (résistances, capacités entre deux lignes et entre une ligne et le substrat) avec Calibre se fait au niveau des composants (transistors, capacités, réseaux d'adaptation). Pour atteindre les spécifications requises, on ajuste la valeur des composants, cela concerne principalement les réseaux d'adaptation d'entrée, de sortie et inter-étage. On réitère la boucle de redimensionnement jusqu'à l'obtention de résultats satisfaisants.

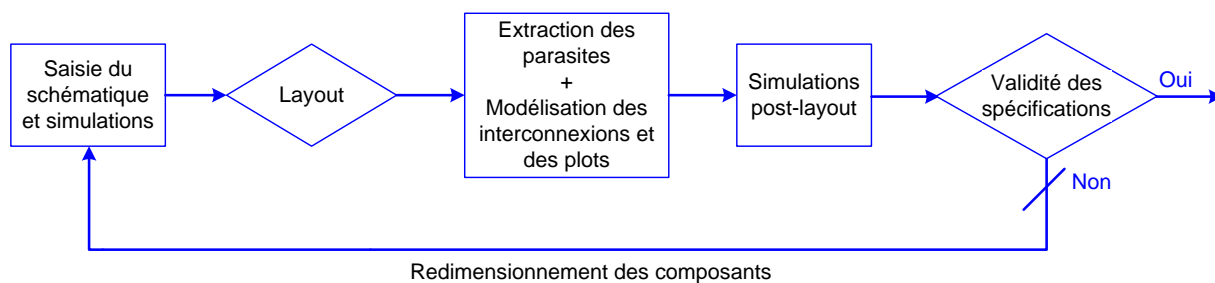


FIGURE 4.2.1 – Organigramme du flot de conception

## 4.3 Simulations de l'amplificateur faible bruit (*LNA*)

Ce paragraphe est consacré à l'implémentation du *LNA* ainsi qu'à son routage. Dans un premier temps, à titre de rappel, nous allons justifier le choix du *LNA* retenu. Ensuite, des simulations au niveau transistor permet de pré-dimensionner le circuit. On termine par l'ajustement du *LNA* par la prise en considération des éléments parasites et des lignes d'interconnexion après son routage.

### 4.3.1 Schématique du LNA

Le choix de l'architecture dépend de la fréquence de travail (et de la difficulté d'avoir un faible facteur de bruit en hautes fréquences), du procédé de fabrication et du budget de consommation. On favorise donc un LNA ayant un facteur de bruit optimal au lieu d'une structure complexe de suppression de bruit avec une consommation excessive pour des applications portables.

La structure retenue pour le LNA est un cascode traditionnel optimisé en bruit et avec suffisamment de gain (d'où une topologie à deux étages). Le schématique de ce dernier est illustré Figure 4.3.1 ci-dessous.

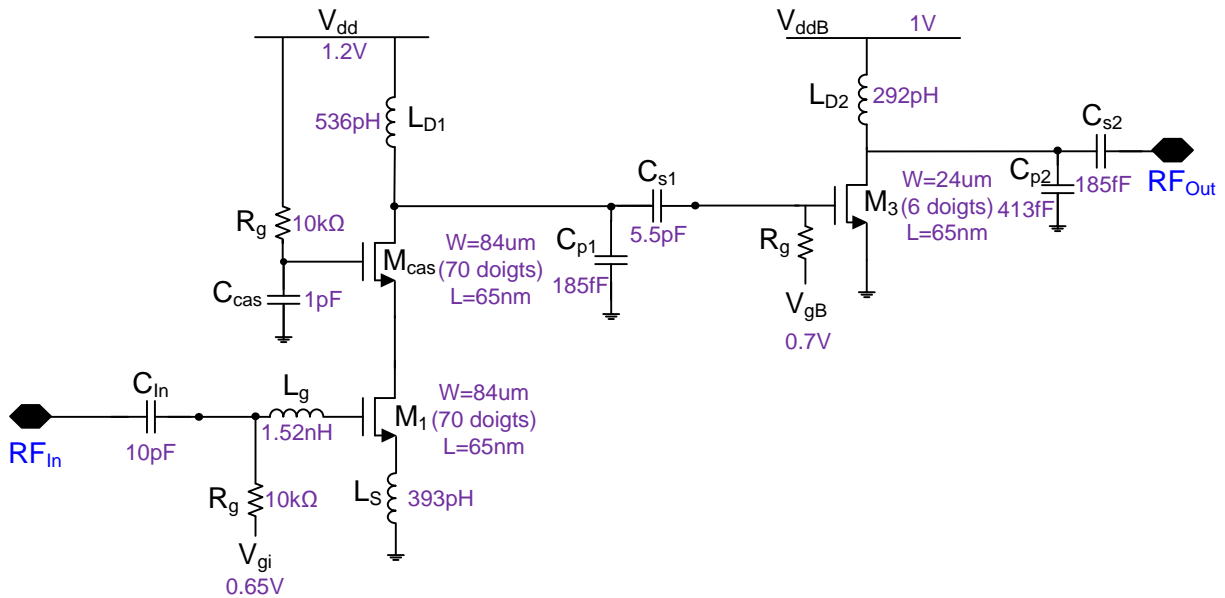


FIGURE 4.3.1 – Schématique du LNA

Comme cela est mentionné dans le chapitre II de ce présent manuscrit, l'adaptation en bruit se fait par un choix judicieux de la polarisation, du nombre de doigts et de leur largeur ainsi que la valeur de l'inductance de grille  $L_g$ . L'inductance de source  $L_s$  et l'inductance de grille  $L_g$  participent à l'adaptation d'impédance (donc de l'adaptation d'entrée). L'inductance de drain  $L_{D1}$  fixe la fréquence de fonctionnement du LNA et contribue à l'adaptation inter-étage. Pour maximiser le transfert de puissance, un réseau d'adaptation  $C_{p1}/C_{s1}$  est utilisé. Le second étage est constitué d'un transistor en source commune avec une inductance  $L_{D2}$  comme charge. L'adaptation de sortie du LNA se fait par un réseau d'adaptation  $C_{p2}/C_{s2}$ . La polarisation des transistors, pour cette étude de faisabilité, est basique. Cela consiste en l'utilisation d'une résistance  $R_g$  de forte valeur (10 k $\Omega$ ), d'une tension de grille  $V_g$  et de capacités de découplage.

Les simulations au niveau transistor ont pour but de dimensionner le LNA afin d'atteindre les spécifications requises. Ce pré-dimensionnement sera ajusté après le routage et l'extraction des éléments parasites.

### 4.3.2 Résultats de simulations au niveau schématique

Les composants utilisés pendant ces premières simulations sont résumés Figure 4.3.1.

Pour assurer un bon fonctionnement du LNA, la polarisation doit être rigoureuse de telle sorte à saturer les transistors et à minimiser la consommation. Parmi les trois configurations de la figure 4.3.2, on exploite celle qui consiste à utiliser une tension extérieure  $V_g$ , une résistance  $R_g$  et des capacités de découplage (Figure 4.3.2 (c)) pour pouvoir ajuster plus facilement les tensions de polarisations des transistors lors des mesures.

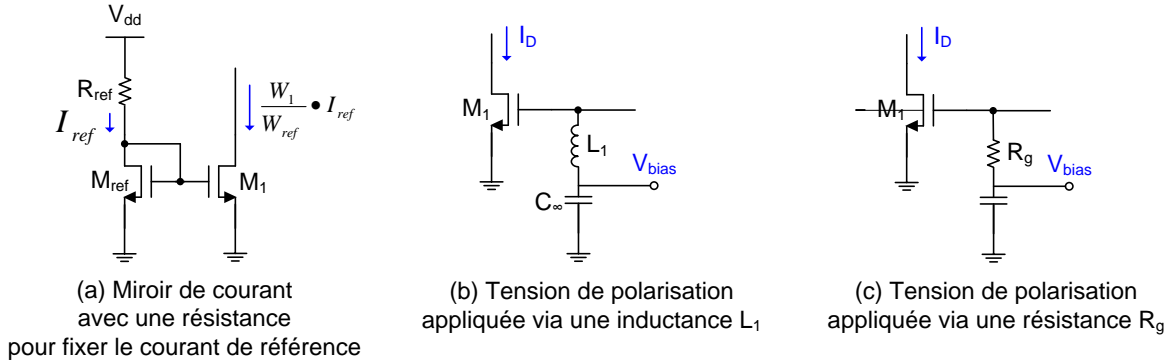


FIGURE 4.3.2 – Polarisation avec une tension extérieure

Les performances RF de ces premières simulations sont prometteuses car elles satisfont les spécifications exigées. En effet, l'adaptation d'entrée est acceptable ( $S_{11} < -10$  dB) comme le montre la figure 4.3.3. De plus, le gain en puissance est de 23 dB ( $S_{21}$ ) pour une adaptation de sortie raisonnable ( $S_{22} < -10$  dB) comme cela est indiqué Figure 4.3.3. Le coefficient de Rollet avec une valeur très largement supérieure à 1 ( $K_f \gg 1$ ) assure une inconditionnelle stabilité du circuit (Figure 4.3.8). Enfin, les grandeurs non normalisées des impédances de bruit  $ReZ_{opt}$  et  $ImZ_{opt}$  égales respectivement à  $51 \Omega$  et  $-11.4$  (Figure 4.3.7) ainsi que le comportement de la courbe  $G_{min}$  à la fréquence de travail certifient que l'adaptation en bruit est optimale (Figure 4.3.6). On obtient ainsi un NFmin et un NF qui valent 1.76 dB et 1.78 dB respectivement (Figure 4.3.5). Quant à la linéarité, les valeurs de l'ICP1 et de l'IIP3 sont respectivement égales à  $-23.4$  dBm et  $-13.8$  dBm (Figures 4.3.9 et 4.3.10), ce qui est suffisant pour l'application visée.

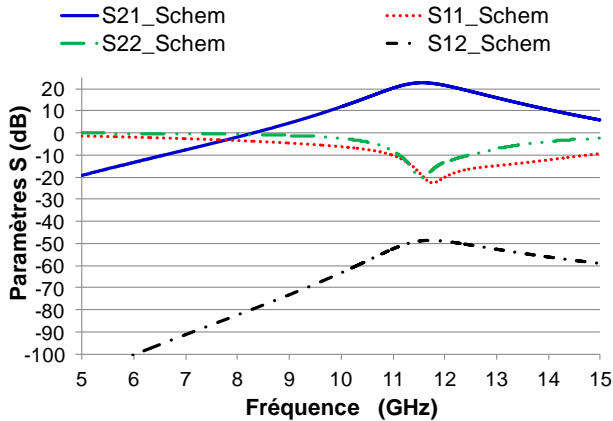


FIGURE 4.3.3 – Paramètres S du LNA au niveau schématique

Paramètres	But	Valeurs
S21 (dB)	21	23.28
S11 (dB)	< -10	-22.2
NFmin (dB)	< 2	1.76
NF (dB)	< 2	1.78
ICP1 (dBm)	-20	-23.4
IIP3 (dBm)	-10	-13.8
Vdd (V)	1.2	1.2
Id (mA)	< 10	14.3

FIGURE 4.3.4 – Caractéristiques nominales du LNA au niveau schématique à 11.7 GHz



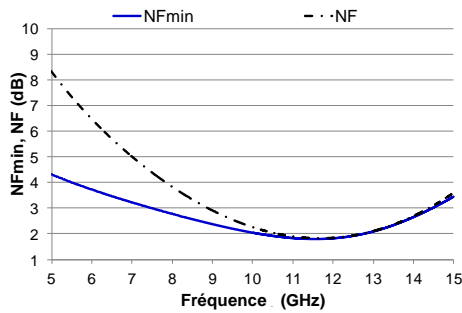


FIGURE 4.3.5 – NFmin et NF du LNA au niveau schématique

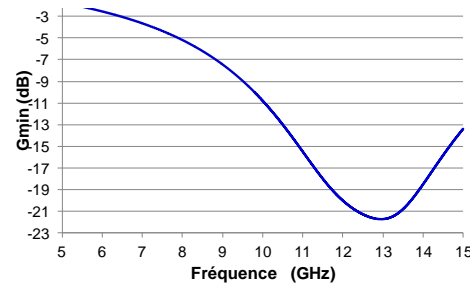


FIGURE 4.3.6 – Adaptation en bruit du LNA au niveau schématique

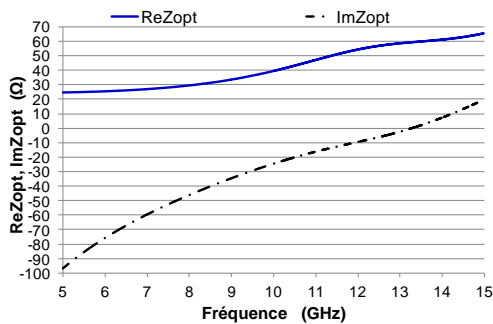


FIGURE 4.3.7 – Impédance de bruit du LNA au niveau schématique

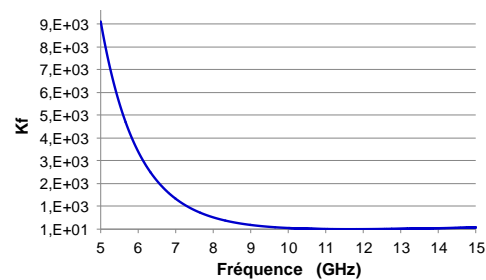


FIGURE 4.3.8 – Stabilité du LNA au niveau schématique

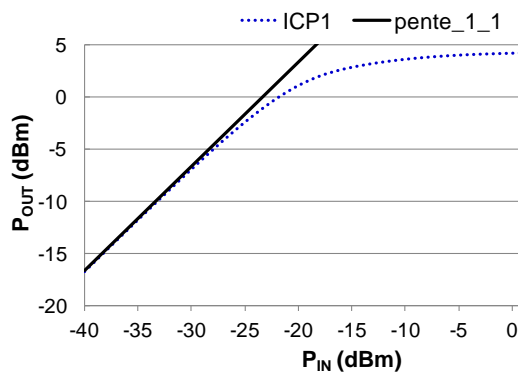


FIGURE 4.3.9 – ICP1 du LNA au niveau schématique

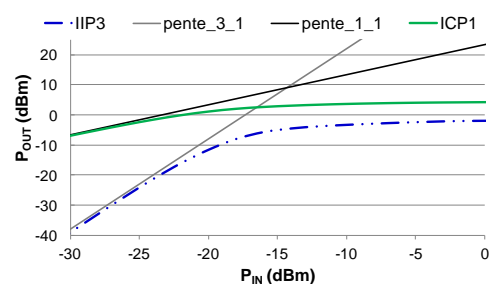


FIGURE 4.3.10 – IIP3 du LNA au niveau schématique

### 4.3.3 Résultats Post-layout du LNA

La prise en compte des éléments parasites (résistances et capacités) ainsi que la modélisation des lignes d'interconnexion (bouts de lignes en violet sur le schématique) et des plots nous amènent à modifier la valeur de certains composants constituant le circuit. Le schématique ayant servi aux simulations post-layout est repris Figure 4.3.11 ci-dessous. Ainsi, l'optimisation se fait par la modification des éléments servant à l'adaptation ( $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$ ,  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$ ) ou à la définition de la fréquence de travail ( $L_{D1}$ ).

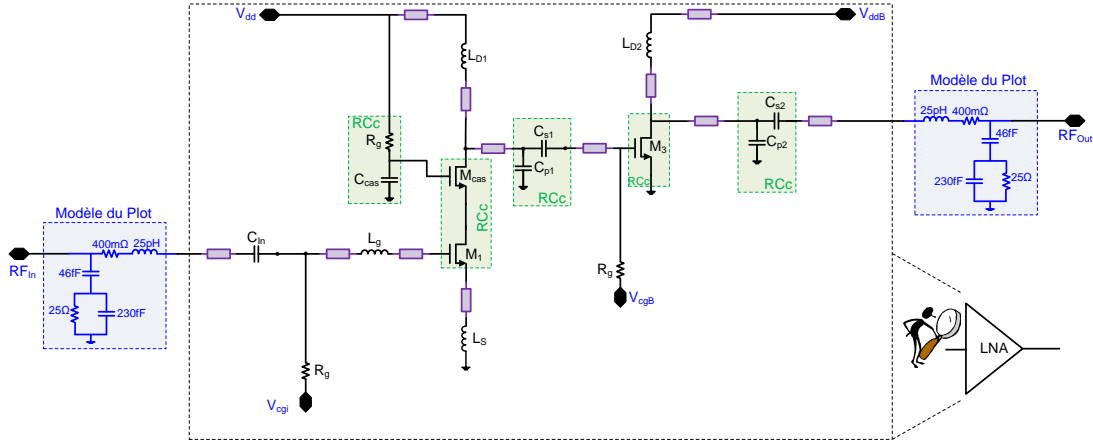


FIGURE 4.3.11 – Schématique Post-Layout du LNA

Le tableau 4.1 résume les valeurs définitives du LNA cascode avec deux stages.

TABLE 4.1 – Récapitulatif des valeurs finales des composants pour les simulations PLS du LNA

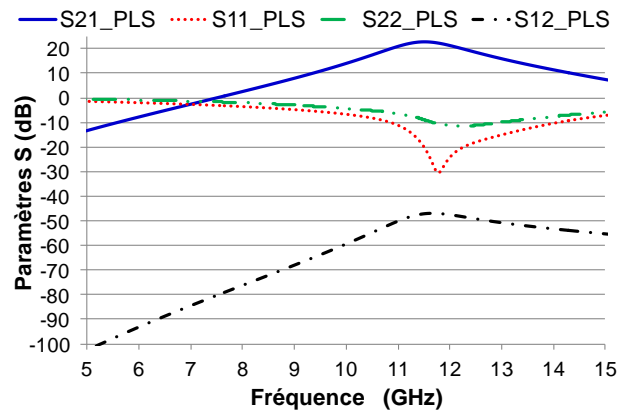
<b>Composants</b>	$C_{In}$	$R_g$	$L_g$	$L_s$	$M_1, M_{cas}$	$C_{cas}$	$L_{D1}$
<b>Valeurs</b>	10 pF	10 k $\Omega$	1.52 nH	393 pH	84/70 doigts	1 pF	450 pH
<b>Composants</b>	$C_{p1}$	$C_{s1}$	$M_3$	$L_{D2}$	$C_{p2}$	$C_{s2}$	
<b>Valeurs</b>	116 fF	5.5 pF	24/6 doigts	292 pF	185 fF	327 fF	

Pour avoir des circuits de faible consommation, on se fixe une tension d'alimentation de 1.2 V. Les valeurs de tension et de courant permettant de définir le point de fonctionnement DC du LNA sont résumées dans le tableau 4.2 ci-dessous.

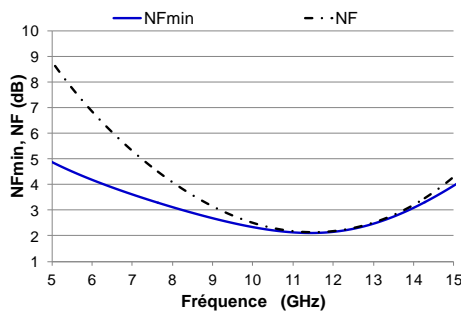
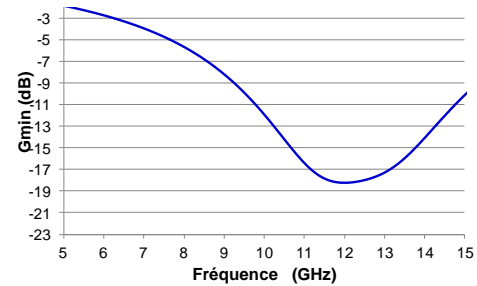
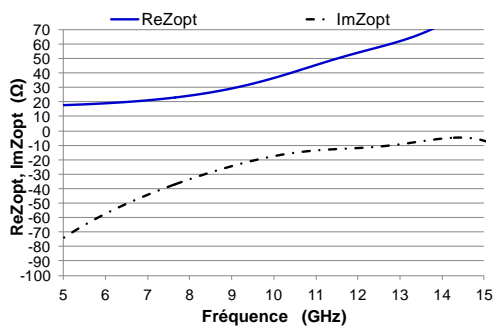
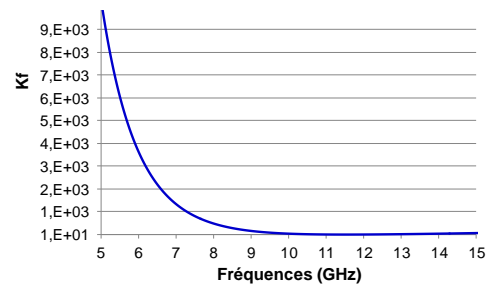
TABLE 4.2 – Récapitulatif des valeurs finales pour le point de fonctionnement DC du LNA

<b>Grandeurs</b>	$V_{dd}$	$V_{gi}$	$V_{th1}$	$V_{th_{cas}}$	$V_{gB}$	$V_{thB}$	$I_{d1}, I_{d_{cas}}$	$I_{d3}$
<b>Valeurs</b>	1.2 V	0.65 V	0.45 V	0.47 V	0.7 V	0.42 V	9.2 mA	5.1 mA

Les performances RF de ces simulations Post-Layout satisfont les spécifications exigées. En effet, l'adaptation d'entrée est acceptable ( $S_{11} < -10$  dB) comme le montre la figure 4.3.12. De plus, le gain en puissance est de 22.4 dB ( $S_{21}$ ) pour une adaptation de sortie raisonnable ( $S_{22} < -10$  dB) comme cela est indiqué Figure 4.3.12. Le coefficient de Rollet avec une valeur très largement supérieure à 1 ( $K_f \gg 1$ ) assure une inconditionnelle stabilité du circuit (Figure 4.3.17). Enfin, les grandeurs non normalisés de  $ReZ_{opt}$  et  $ImZ_{opt}$  égales respectivement à 51.6  $\Omega$  et -12.6 (Figure 4.3.16) ainsi le comportement de la courbe  $G_{min}$  à la fréquence de travail certifient que l'adaptation en bruit est optimale (Figure 4.3.15). On obtient ainsi un NFmin et un NF qui valent 2.1 dB et 2.15 dB respectivement (Figure 4.3.14). Quant à la linéarité, les valeurs de l'ICP1 et de l'IIP3 sont respectivement égales à -20 dBm et -14 dBm (Figures 4.3.18 et 4.3.19), ce qui est suffisant pour l'application visée. Ce LNA a une consommation de 14.3 mA sous une tension d'alimentation de 1.2 V. Enfin, les principales caractéristiques nominales de ce circuit sont synthétisées Figure 4.3.13.

FIGURE 4.3.12 – Paramètres S du *LNA* Post-Layout

Paramètres	But	PLS
S21 (dB)	21	22.37
S11 (dB)	< -10	-28
NFmin (dB)	< 2	2.10
NF (dB)	< 2	2.15
ICP1 (dBm)	-20	-19.7
IIP3 (dBm)	-10	-14
Vdd (V)	1.2	1.2
Id (mA)	< 10	14.3

FIGURE 4.3.13 – Caractéristiques nominales du *LNA* Post-Layout à 11.7 GHzFIGURE 4.3.14 – NFmin et NF du *LNA* Post-LayoutFIGURE 4.3.15 – Adaptation en bruit du *LNA* Post-LayoutFIGURE 4.3.16 – Impédance de bruit du *LNA* Post-LayoutFIGURE 4.3.17 – Stabilité du *LNA* Post-Layout

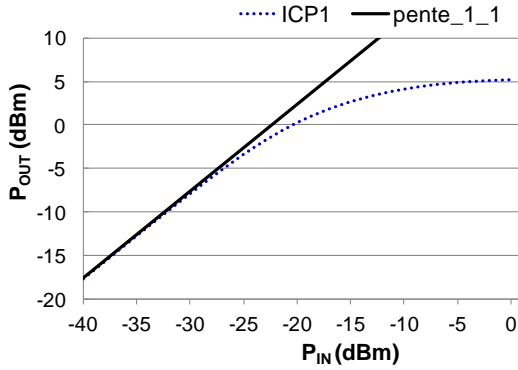


FIGURE 4.3.18 – ICP1 du LNA Post-Layout

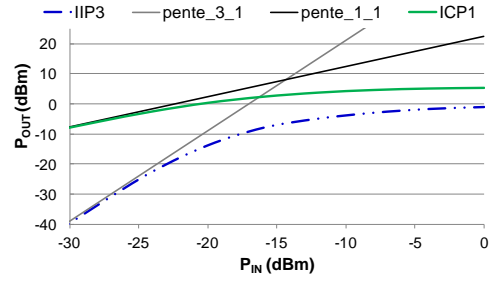


FIGURE 4.3.19 – IIP3 du LNA Post-Layout

Le Facteur de mérite (FOM) permet de juger la qualité du LNA final et de le situer dans la littérature. Son expression est à évaluer avec précaution car un de ses paramètres peut pénaliser le circuit. En effet, l'optimisation de ce paramètre n'a sûrement pas été une priorité pendant la phase de conception. Cette grandeur peut dépendre de la linéarité (OIP3), du facteur de bruit (F), de la consommation en puissance ( $P_{DC}$ ) comme le montre l'équation 4.3.1 suivante :

$$FOM(\text{linéaire}) = \frac{OIP3}{(F-1)P_{DC}} = \frac{G.IIP3}{(F-1)P_{DC}} \quad (4.3.1)$$

Dans notre cas d'étude (Tableau 4.3 et Figure 4.3.20), le LNA conçu n'ayant pas été optimisé en linéarité alors que le facteur de mérite utilisé augmente avec cette dernière, il n'est pas très judicieux de l'utiliser comme seul critère pour comparer les circuits entre eux. Néanmoins, ce LNA semble compétitif en gain et en bruit par rapport aux autres circuits du tableau 4.3.

TABLE 4.3 – Etat de l'art des LNAs autour de 12 GHz

Réf.	Tech. (nm)	Freq. (GHz)	Gain (dB)	NF (dB)	IIP3 (dBm)	Pce cons. (mW)	FOM (-)	Vdd (V)	Surface (mm <sup>2</sup> )
BOR09[123]	45	8-16	17	4.2	-13	28	0.06	1	0.017
CAO04[124]	130	18.8	22.4	4.1	-5.6	36	0.85	1.5	0.23
AFS06[118]	180	11	12	3.5	10	28	4.57	1.8	0.36
SU06[158]	130	26	8.4	4.8	-13	0.8	0.21	1	0.16
GUA04[132]	180	24	15	6	-13	24	0.02	1.5	-
JAC06[141]	90	15-28	12	6	5	53	0.32	1.2	1.02
ici, Schem	65	11.7	23.3	1.78	-13.8	16.1	1,09	1.2	-
ici, PLS	65	11.7	22.4	2.15	-14	16.1	0.69	1.2	0.61

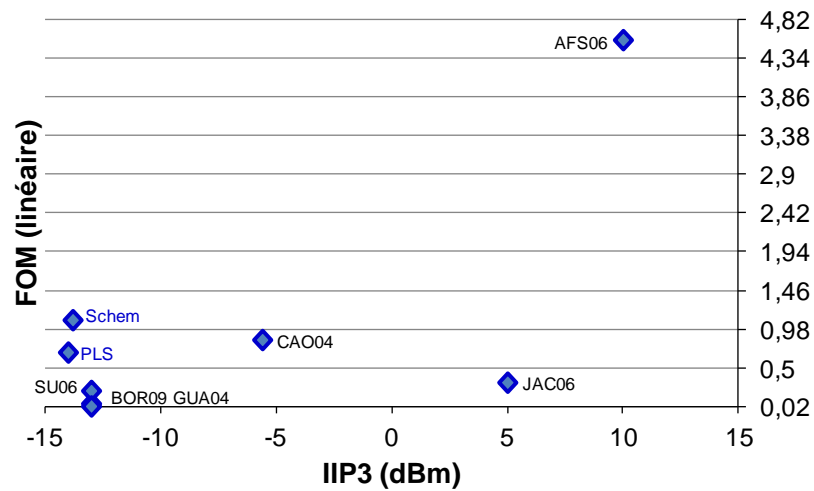
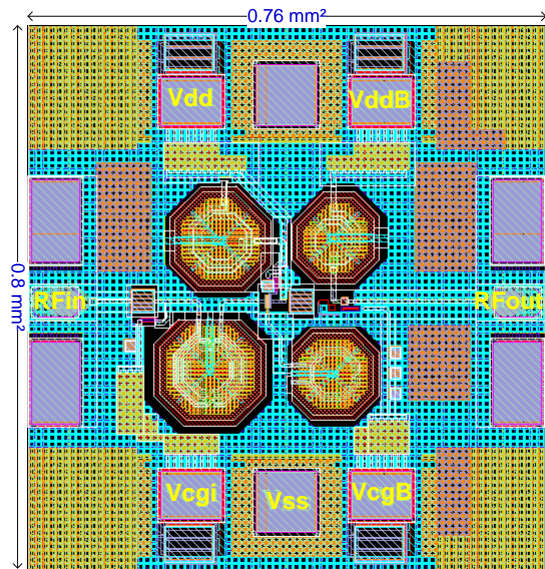
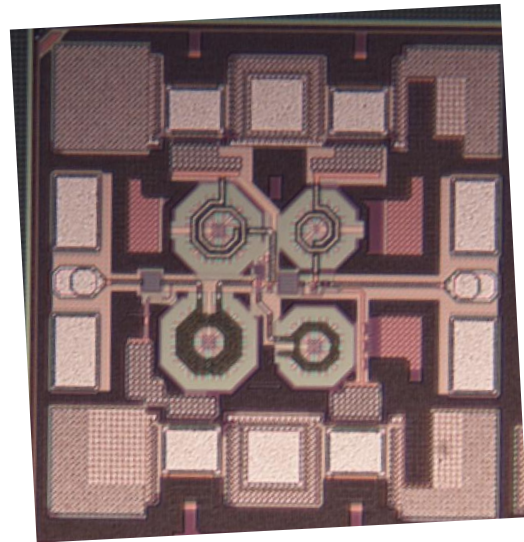


FIGURE 4.3.20 – FOM en fonction de l'IIP3

Le layout envoyé en fonderie et la photographie de la puce sont illustrés Figures 4.3.21 et 4.3.22 respectivement. La surface occupée par la puce incluant les plots est de  $0.61 \text{ mm}^2$ .

FIGURE 4.3.21 – Layout du *LNA* cascade à deux étagesFIGURE 4.3.22 – Photographie de la puce du *LNA* cascade à deux étages

#### 4.3.4 Conclusion et perspectives d'optimisation

Le *LNA* est optimisé en bruit et en gain pour satisfaire les spécifications désirées. Le souhait d'un facteur de bruit en dB inférieur à 1 dB est loin d'être réalisable en technologie CMOS comme le prédit l'ITRS [140]. Il en ressort de ce constat que ce bloc critique d'une chaîne de réception doit être réalisé avec une autre technologie présentant des performances en bruit compétitifs; le reste du front-end pouvant être conçu aisément en technologie CMOS.

Le tableau 4.4 ci-dessous présente quelques *LNAs* de la littérature ayant un facteur de bruit en dB inférieur à 2 dB. On constate qu'il est possible d'atteindre un tel niveau de bruit en utilisant des techniques

de suppression de bruit ([167]) ou de boucles de contre-réaction positive ([145]) en technologie CMOS mais avec une consommation excessive. Une solution hybride est envisageable, qui consiste à réaliser le *LNA* en technologie SiGe BiCMOS ([167], [152], [147], [144], [161]) ou CMOS SOI ([172], [131]) et de le co-intégrer avec le reste du système en technologie CMOS 65 nm. On écarte l'éventuelle utilisation des technologies III/V ([168], [126]) du fait de son coût élevé, ce qui n'est pas compatible avec l'application visée.

TABLE 4.4 – Etat de l'art des *LNAs* avec un  $NF < 2$  dB

Réf.	Tech. (nm)	Topo.	Freq. (GHz)	Gain (dB)	NF (dB)	IIP3 (dBm)	Pce cons. (mW)	Vdd (V)	Surface (mm <sup>2</sup> )
ZEN03 [172]	350 SOI CMOS	cascode	0.435	22	0.6	-2.9	10	2.5	0.8
XU04 [168]	GaN HEMT	SC	6	10.9	1.6	13	120	1	3.9
WU08 [167]	350 SiGe BiCMOS	noise cancel.	3	13.3	2.1	2.5	13.2	1.8	–
THR07 [161]	SiGe HBT	cascode	10	10	< 1.98	0	2	1.5	–
PIN03 [152]	SiGe90 BiCMOS	bip-MOS cascode	1.96	16	1.6	-6.5	3	1.4	–
LEE10 [147]	250 SiGe :C BiCMOS	2*SC	1.8	24	0.9	12	190	1.8	1.43
LEE06 [145]	180 CMOS	positive FB	2.4	21	0.8	-0.13	–	1	–
KUO06 [144]	SiGe BiCMOS	cascode	10	19	1.36	0.8	15	2.5	0.5
GIA07 [131]	130 SOI CMOS	cascode	5	14	1.4	–	9.6	1.2	–
ADA02 [117]	130 CMOS	SC	9	20.5	1.7	-12.9	28.8	1.2	0.64
CHE11 [126]	InGaAs pHEMT	RF choke	4-24	> 17	< 1	–	20	–	–

## 4.4 Simulations du balun dans la bande Ku

Le balun sert à passer d'un mode référencé "single" à la sortie du *LNA* à un mode différentiel à l'entrée RF du mélangeur. Il permet aussi d'avoir une entrée OL différentielle. Le balun devant être faible consommation et avec peu de pertes, la structure retenue est donc de type "transformateur". Nous allons donc en préciser les conditions de simulations avec la technologie CMOS 65 nm sous HFSS. Une comparaison avec d'autres simulateurs est également effectuée pour valider la méthodologie de conception du balun.

### 4.4.1 Back-end simplifié de la technologie CMOS 65 nm

Pour diminuer le temps de simulation, on utilise une version simplifiée du back-end. Cela consiste à remplacer plusieurs couches par une seule avec une permittivité équivalente. La relation 4.4.1 permet de calculer la permittivité équivalente de deux couches de permittivité différentes  $\epsilon_{r1}$  et  $\epsilon_{r2}$  [166] :

$$\varepsilon_{eq} = \left[ \sqrt{\varepsilon_{r1}} + \frac{h_2}{h_2 + h_1} (\sqrt{\varepsilon_{r2}} - \sqrt{\varepsilon_{r1}}) \right]^2 \quad (4.4.1)$$

où,  $\varepsilon_{eq}$  : permittivité équivalente  
 $h_{1,2}$  : épaisseur du substrat 1 ou 2

La version simplifiée du back-end pour les simulations électromagnétiques est reprise Figure 4.4.1.

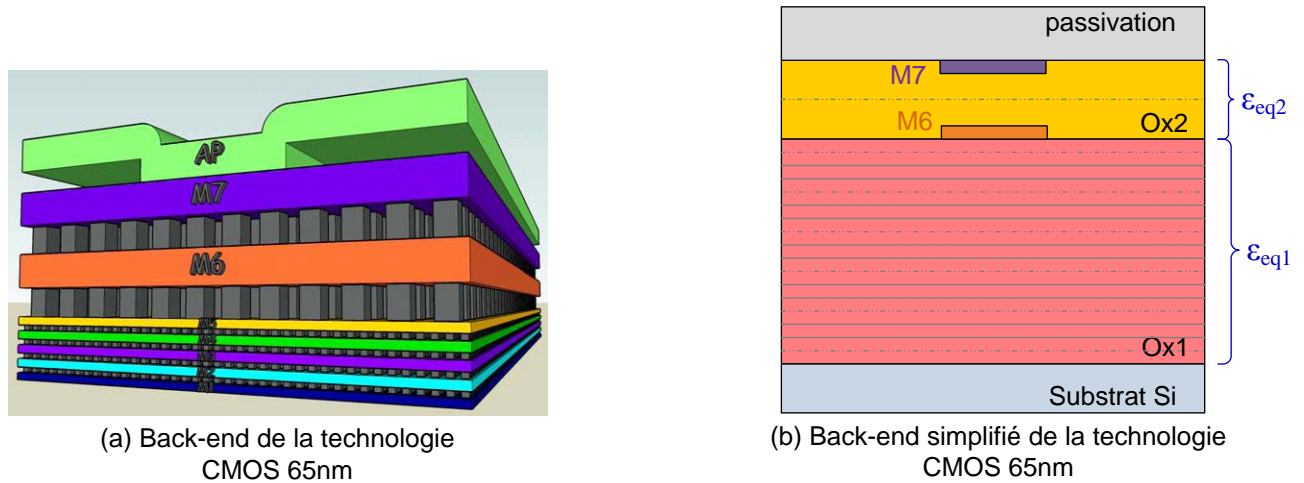


FIGURE 4.4.1 – Version simplifiée du back-end de la technologie CMOS 65 nm

#### 4.4.2 Simulations du balun sous HFSS

Le symbole du balun ainsi que le layout sont représentés sur les figures 4.4.2 et 4.4.3 respectivement.

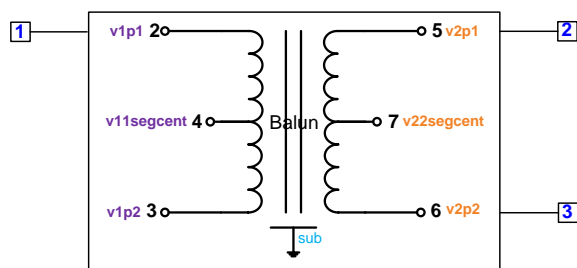


FIGURE 4.4.2 – Symbole du balun

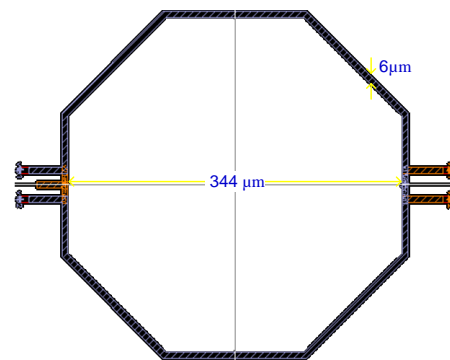


FIGURE 4.4.3 – Layout du balun dans la bande Ku

Le balun a été simulé seul sans capacités d'accord et avec des ports sous  $50 \Omega$ . Sur une bande de fréquence allant de 9 à 13 GHz, il présente des résultats acceptables avec le simulateur HFSS (Figures 4.4.4 et 4.4.5) à savoir : des pertes d'insertion inférieures à 2 dB, une erreur d'amplitude inférieure à 0.5 dB et une erreur de phase inférieure à  $5^\circ$ . Ces résultats sont confrontés à la littérature dans le tableau 4.5. On en déduit que ce balun est compétitif par rapport aux autres baluns de la littérature.

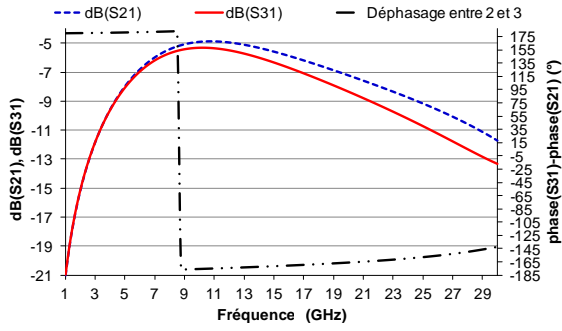


FIGURE 4.4.4 – Paramètres S du balun

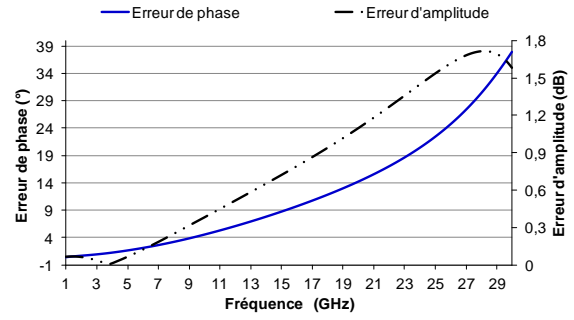


FIGURE 4.4.5 – Erreurs d'amplitude et de phase du balun entre les voies 2 et 3

TABLE 4.5 – Etat de l'art des baluns passifs autour de 10 GHz

Réf.	Freq. (GHz)	Pertes d'insertion (dB)	Erreur d'amplitude (dB)	Erreur de phase (°)	Surface occupée (mm <sup>2</sup> )
TSA93[163]	7-19	≤ 2	< 1	< 5	2
SUN06[159]	14-28	< 1.5	1	< 10	0.26
HAM05[134]	15-45	1.5	1	5.5	0.40
YU07[133]	18-32	0.8	1	5	0.07
ici	9-13	< 2	≤ 0.5	< 5	0.13

### 4.4.3 Comparatif des simulations entre HFSS, Momentum et Programme Self

Le balun étant un élément incontournable pour générer des signaux différentiels, il est nécessaire de comparer les résultats obtenus sous HFSS (3D) avec d'autres simulateurs. A cet effet, nous avons deux autres logiciels à notre disposition : Momentum (3D planaire) et *Programme Self*. *Programme Self* est un logiciel élaboré par un ingénieur chez STMicroelectronics qui permet d'obtenir un modèle des composants passifs permettant tout type de simulations en un temps réduit. Momentum permet d'effectuer des simulations électromagnétiques en utilisant la méthode des moments au même titre que HFSS (avec la méthode des éléments finis) et les résultats sont mis sous forme de *.SnP* pour une meilleure exploitation.

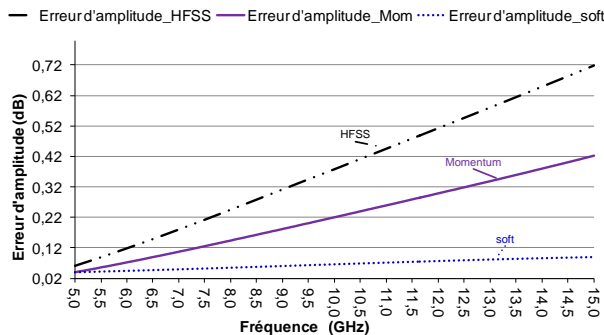


FIGURE 4.4.6 – Comparatif des erreurs d'amplitude du balun avec les voies 2 et 3

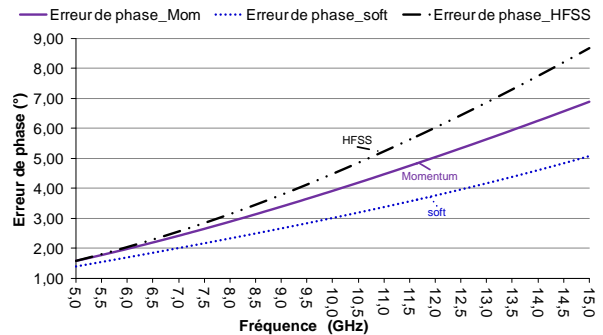


FIGURE 4.4.7 – Comparatif des erreurs de phase du balun entre les voies 2 et 3



On met le balun dans la même configuration de simulation pour les trois logiciels et on obtient des résultats d’erreurs d’amplitude et de phase acceptables sur une bande fréquence allant de 9 à 13 GHz (Figures 4.4.6 et 4.4.7). Afin de confirmer une méthodologie qui semble satisfaisante, une structure de test du balun seul (Figure 4.4.8) et une structure *Open* (Figure 4.4.9) pour l’effeuillage (*de-embedding*) ont été envoyées en fonderie. On a fait le choix de mettre le balun dans son état d’utilisation dans les circuits de cette étude. C’est pourquoi une des voies d’entrée est reliée à la masse via une capacité. La valeur de la capacité, qui permet d’éviter les effets inductifs du plan de masse, doit être choisie judicieusement pour ne pas déséquilibrer la structure et donc dégrader les performances du balun. Notons qu’un plan patterné a été ajouté sous le balun pour éviter le retour du courant vers le substrat et ainsi créer des courants dits “de Foucault” [127], ces courants de Foucault sont d’autant plus préoccupants lorsque les dimensions du balun sont grandes dans le domaine des radiofréquences (RF).

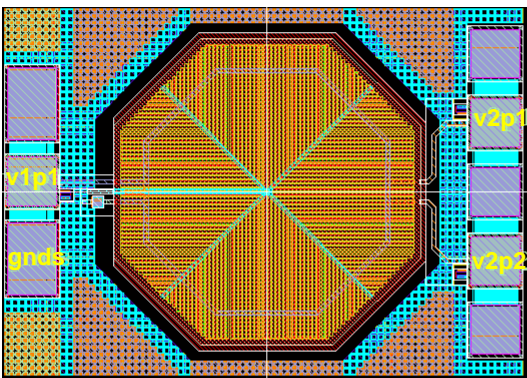
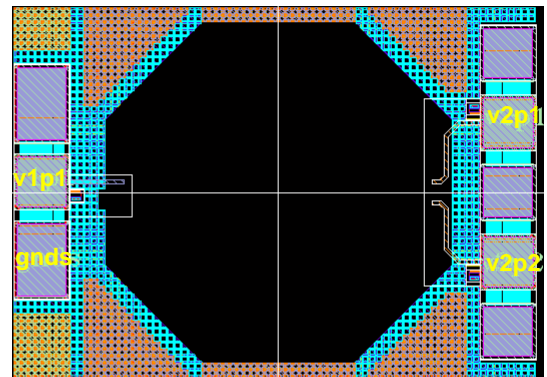


FIGURE 4.4.8 – Structure de test du balun

FIGURE 4.4.9 – Structure *Open* du balun

Pour conclure ce paragraphe concernant la réalisation du balun, on retient que les résultats de simulation sont acceptables. Un point à améliorer serait la surface occupée qui peut être réduite en augmentant le nombre de tours du primaire et/ou du secondaire.

## 4.5 Simulations du mélangeur doublement équilibré de Gilbert

### 4.5.1 Schématisation du mélangeur

Le mélangeur conçu pour cette étude est une cellule classique de Gilbert doublement équilibrée [148]. Cette structure équilibrée présente l’avantage de supprimer le mode commun et de minimiser le bruit, comme cela est expliqué dans le chapitre I. Il nécessite néanmoins l’utilisation de deux baluns pour les entrées RF et OL.

Le cœur du mélangeur est illustré Figure 4.5.1 ci-dessous. Il est constitué d’un étage de transconductance (transistors  $M_1$ ) servant à convertir la tension en courant. Ce courant attaque deux paires différentielles croisées (transistors  $M_2$ ) qui assurent la descente en fréquence. Les transistors constituant ces paires croisées fonctionnent en commutateurs. Les charges résistives ( $R_C$ ) permettent de sortir en tension.

Cette cellule de Gilbert est suivie d’un buffer (Figure 4.5.2) en source commune enfin d’avoir une impédance de sortie de  $50\Omega$  compatible avec les appareils de mesure. Cette mise en cascade est cohérente dans la mesure où la sortie du mélangeur présente une impédance suffisamment importante pour attaquer une structure de type source commune.

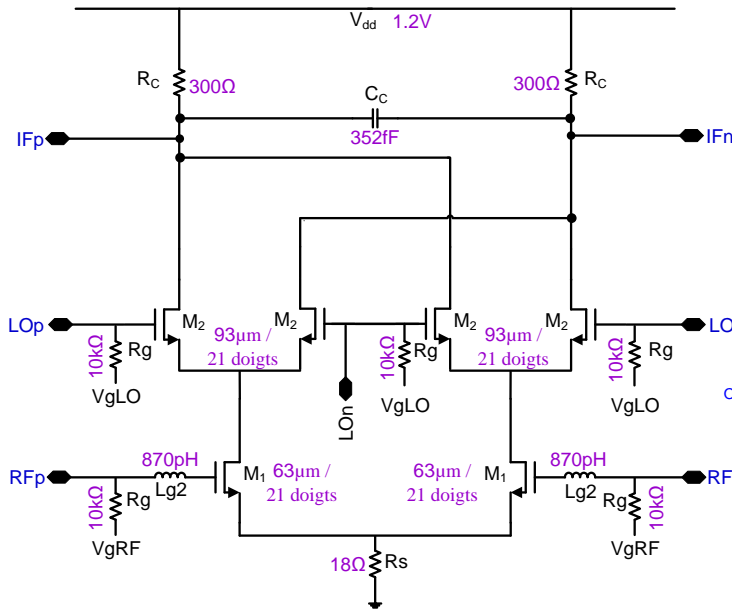


FIGURE 4.5.1 – Cœur de la cellule de Gilbert

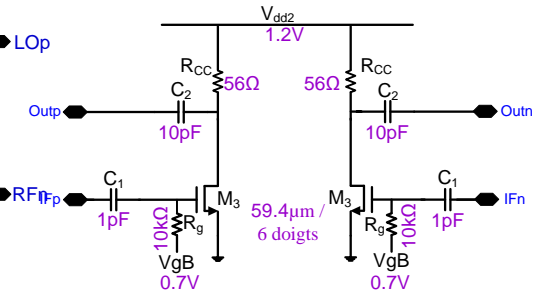


FIGURE 4.5.2 – Buffer du mélangeur

La méthodologie suivie lors de la réalisation du mélangeur est similaire à celle du *LNA*. En effet, Les transistors de l'étage de transconductance ( $M_1$ ) ont été dimensionnés de telle sorte à maximiser leur transconductance  $g_m$  tout en étant en mode saturé pour une consommation raisonnable et un facteur de bruit acceptable [146]. Le dimensionnement des transistors de l'étage de commutation ( $M_2$  et  $M_3$ ) est tel que les transistors sont saturés avec une tension  $V_{GS}$  légèrement supérieure à la tension de seuil  $V_{TH}$  pour limiter la consommation et réduire le temps de commutation. Du fait de la contrainte de faible consommation, la tension d'alimentation est fixée à 1.2 V. A cette contrainte s'ajoute le fait que la tension de seuil  $V_{TH}$  vaut approximativement 0,5 V, c'est pourquoi il est difficile d'empiler plus de deux transistors et cela explique donc l'utilisation d'une résistance  $R_S$  pour polariser correctement la cellule de Gilbert. Cette résistance  $R_S$  a aussi un impact sur la linéarité et l'adaptation en entrée comme cela est mentionné dans le chapitre I de ce présent manuscrit. Le gain de conversion dépend du dimensionnement de l'étage de transconductance mais également de la puissance de l'oscillateur local  $LO_{power}$  que l'on fixe à 0 dBm.

## 4.5.2 Résultats de simulations au niveau schématique

La conception du mélangeur commence par sa simulation dans la configuration de la figure 4.5.4 dans laquelle les baluns sont ceux qui ont été présentés dans le précédent paragraphe. Des inductances et des capacités sont rajoutées pour effectuer les adaptations en entrée des voies RF et OL. Dans cette étude, on se fixe une fréquence de travail  $f_{RF} = 11.7 GHz$  et une fréquence de l'oscillateur local  $f_{OL} = 10.6 GHz$  pour avoir une fréquence  $f_{FI} = 1.1 GHz$ . Ainsi, le spectre théorique aux entrées RF et OL et à la sortie FI du mélangeur est semblable à celui présenté Figure 4.5.3.

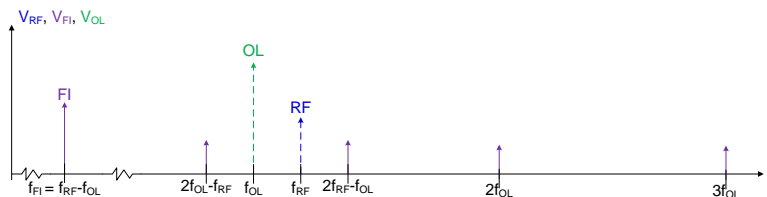


FIGURE 4.5.3 – Spectre théorique RF, OL et FI du mélangeur actif

### 4.5.2.1 Analyse DC

Les simulations DC permettent de fixer le point de fonctionnement du circuit et de s'assurer que les transistors sont dans le bon mode fonctionnement. Cela nous renseigne donc sur les principales caractéristiques des transistors à savoir la transconductance  $g_m$ , la tension de seuil  $V_{TH}$ , la tension de drain  $V_{DS}$  et la tension de saturation  $V_{DSsat}$ .

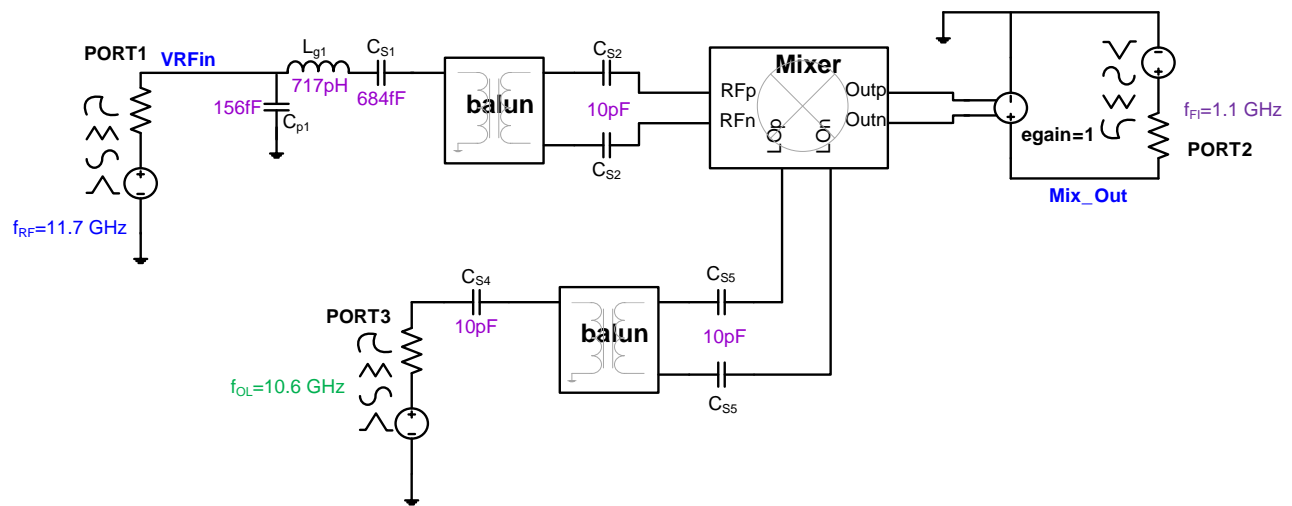


FIGURE 4.5.4 – Configuration de simulation du mélangeur

### 4.5.2.2 Analyses temporelle et fréquentielle

Les simulations temporelles nous assurent une bonne intégrité du signal et nous donnent une estimation du gain en tension (Figures 4.5.5 et 4.5.6). Une transformée de Fourier (fft) en entrée et en sortie permet de juger de la qualité du pré-dimensionnement du circuit (Figures 4.5.7 et 4.5.8).

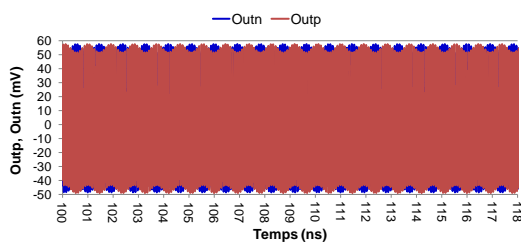


FIGURE 4.5.5 – Simulations temporelles de la sortie différentielle du mélangeur au niveau schématique

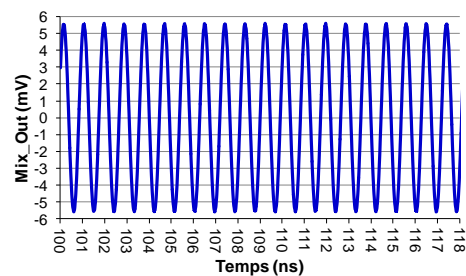


FIGURE 4.5.6 – Simulations temporelles de la sortie du mélangeur au niveau schématique

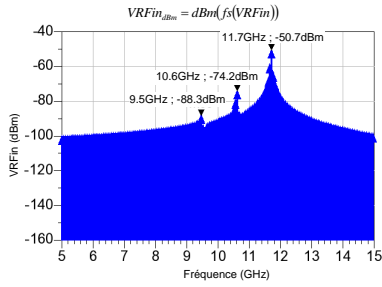


FIGURE 4.5.7 – Transformée de Fourier de l’entrée du mélangeur au niveau schématique

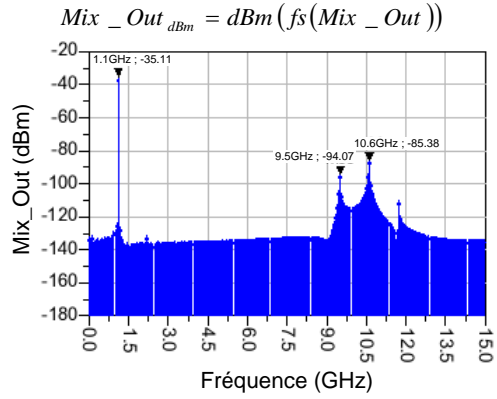


FIGURE 4.5.8 – Transformée de Fourier de la sortie du mélangeur au niveau schématique

Des spectres similaires sont également disponibles en faisant directement des simulations dans le domaine fréquentiel, ce qui permet d’avoir directement le gain en puissance (14.8 dB) et une estimation des harmoniques parasites (Figures 4.5.9 et 4.5.10).

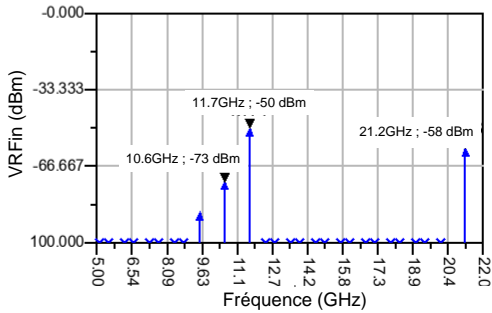


FIGURE 4.5.9 – Spectre d’entrée du mélangeur au niveau schématique

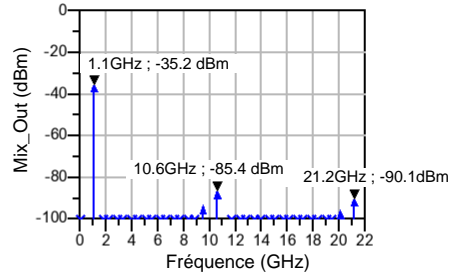


FIGURE 4.5.10 – Spectre de sortie du mélangeur au niveau schématique

### 4.5.2.3 Analyse des Paramètres S

Les paramètres S nous informent sur les caractéristiques importantes du mélangeur. L’adaptation en entrée ( $S_{11}$ ) et le gain en puissance ( $S_{21}$ ) représentés Figures 4.5.11 et 4.5.12 respectivement sous une puissance de l’oscillateur local de 0 dBm sont acceptables.

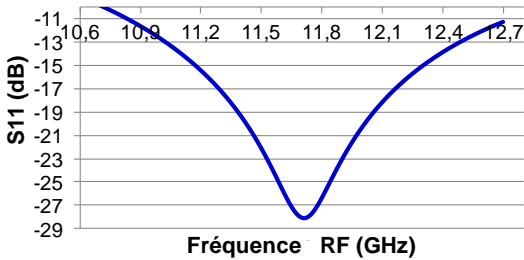


FIGURE 4.5.11 – Adaptation en entrée du mélangeur au niveau schématique

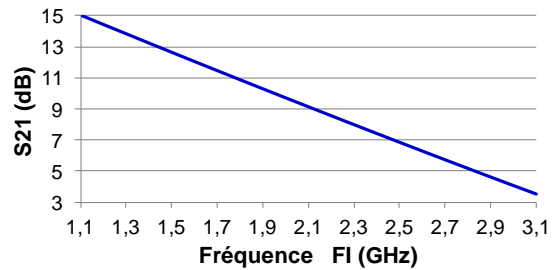


FIGURE 4.5.12 – Gain en puissance du mélangeur au niveau schématique

Voici un rappel de la signification des différentes isolations à évaluer pour le mélangeur. L'isolation OL-RF représente les fuites vers le *LNA* voire l'antenne. L'isolation RF-OL quantifie les interférences avec l'oscillateur local. L'isolation OL-IF met en évidence les problèmes de désensibilisation des étages suivants. L'isolation RF-IF évalue les distorsions d'ordre pair.

En guise d'exemple de définition, l'isolation OL-RF entre les voies OL et RF ( $I_{OL-RF}$ ) s'exprime de la manière suivante (Equation 4.5.1) :

$$I_{OL-RF} = \frac{P_{OL-RF}}{P_{OL-OL}} = \frac{\text{Puissance de l'oscillateur local présente sur la voie RF}}{\text{Puissance de l'oscillateur local injectée dans le mélangeur}} \quad (4.5.1)$$

soit en dB,

$$I_{OL-RF} (dB) = P_{OL \text{ à l'accès RF}} (dBm) - P_{OL \text{ à l'accès OL}} (dBm) \quad (4.5.2)$$

Les valeurs des isolations entre les accès ( $I_{LO-IF} = 86 \text{ dB}$ ;  $I_{LO-RF} = 73 \text{ dB}$ ;  $I_{RF-IF} = 86 \text{ dB}$ ) montrent que ce mélangeur fonctionne correctement (Tableau 4.6).

#### 4.5.2.4 Analyse en bruit

L'analyse en bruit aboutit à des valeurs de DSB NF et de SSB NF égales respectivement à 6.7 dB et 9.9 dB (Tableau 4.6). Les éléments qui impactent sur le bruit du mélangeur sont les suivants : les résistances, les transistors, les sources d'entrée et de sortie et la transposition de fréquences.

#### 4.5.2.5 Analyse de la Linéarité

Le point de compression à -1 dB du mélangeur référencé par rapport à l'entrée (ICP1) vaut -14.2 dBm et le point d'interception d'ordre 3 référencé par rapport à l'entrée (IIP3) vaut -5.2 dBm (Tableau 4.6).

Ces premiers résultats au niveau schématique (résumés dans le tableau 4.6) sont prometteurs et seront confirmés ou pas par la prise en compte des éléments parasites après le routage du mélangeur.

TABLE 4.6 – Résumé des performances du mélangeur au niveau schématique

Paramètres	Fréq. RF (GHz)	Fréq. IF (GHz)	Gain (dB)	SSB NF (dB)	DSB NF (dB)	ICP1 (dBm)
<b>But</b>	11.7	1.1	10	–	9	-15
<b>Valeurs</b>	11.7	1.1	14.8	9.9	6.7	-14.2
Paramètres	IIP3 (dBm)	$I_{LO-IF}$ (dB)	$I_{LO-RF}$ (dB)	$I_{RF-IF}$ (dB)	Vdd (V)	Id (mA)
<b>But</b>	-5	–	–	–	1.2	faible
<b>Valeurs</b>	-5.2	86	73	65	1.2	3+12

### 4.5.3 Résultats Post-layout du mélangeur

La méthodologie de prise en considération des éléments parasites après le routage du mélangeur est similaire à celle utilisée lors de la conception du *LNA* (Figure 4.2.1). Le schématique ayant servi aux simulations Post-Layout est illustré Figure 4.5.13 ci-dessous.

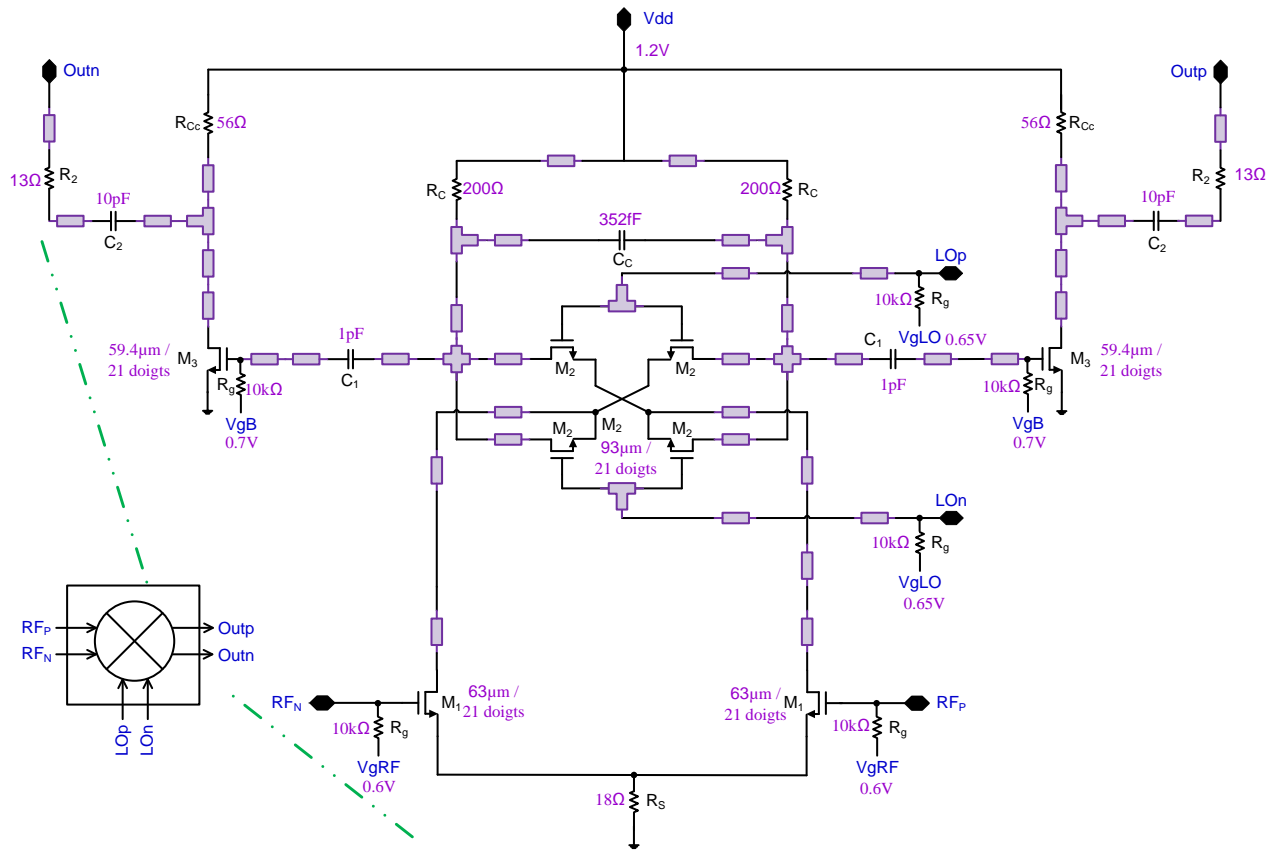


FIGURE 4.5.13 – Schématique Post-Layout du mélangeur

La configuration de simulation du mélangeur post-layout est proche de celle utilisée au niveau schématique (Figure 4.5.4). Seules les valeurs de l'inductance  $L_{g1}$  ( $=650$  pH) et de la capacité  $C_{p1}$  ( $=185$  pF) placée après  $L_{g1}$  ont été modifiées.

#### 4.5.3.1 Analyse DC

Les simulations DC (Figures 4.5.1 et 4.5.2) permettent de s'assurer que les transistors sont dans le bon mode de fonctionnement et d'estimer la consommation du mélangeur incluant le buffer (3+12 mA sous une tension d'alimentation de 1.2 V).

#### 4.5.3.2 Analyses temporelle et fréquentielle

Grâce aux résultats temporels (Figures 4.5.14 et 4.5.15) et leurs transformées de Fourier dans le domaine fréquentiel, on constate que la transposition en fréquence est effective et que les harmoniques non désirées ont des amplitudes tolérables (Figures 4.5.16 et 4.5.17).

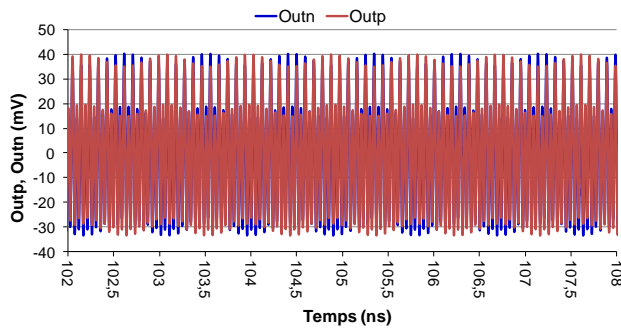


FIGURE 4.5.14 – Simulations temporelles de la sortie différentielle du mélangeur au niveau schématique

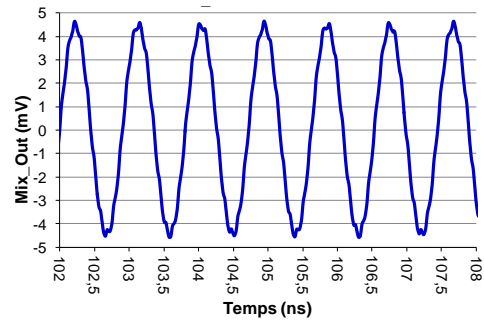


FIGURE 4.5.15 – Simulations temporelles de la sortie du mélangeur au niveau schématique

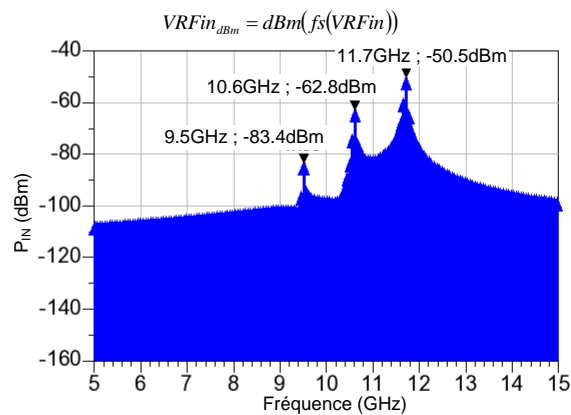


FIGURE 4.5.16 – Transformée de Fourier de l'entrée du mélangeur PLS.

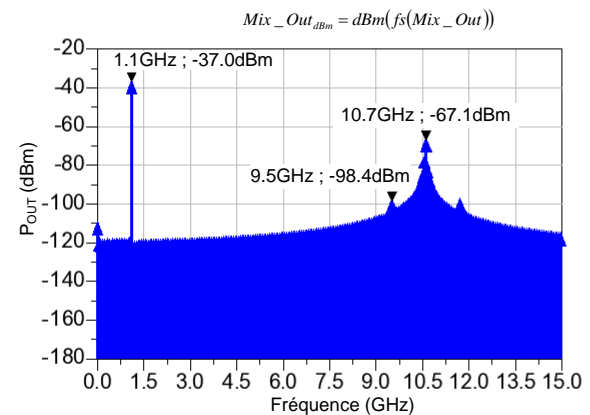


FIGURE 4.5.17 – Transformée de Fourier de la sortie du mélangeur PLS.

Les précédentes transformées de Fourier sont comparées aux spectres obtenus en effectuant directement des simulations dans le domaine fréquentiel (Figures 4.5.18 et 4.5.19). Il en ressort que les niveaux de puissance des raies non désirées ont été abaissés par l'utilisation de la capacité  $C_C$ .

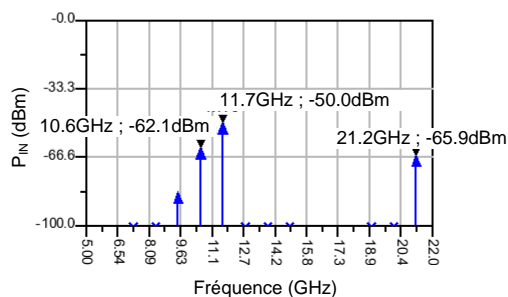


FIGURE 4.5.18 – Spectre d'entrée du mélangeur Post-Layout

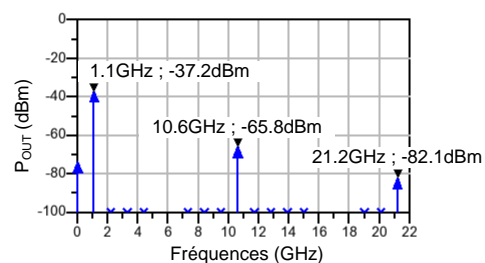


FIGURE 4.5.19 – Spectre de sortie du mélangeur Post-Layout

#### 4.5.3.3 Analyse des Paramètres S

En simulant les paramètres S, on s'aperçoit que le mélangeur est adapté en entrée (Figure 4.5.20) avec un gain de conversion de 12.8 dB (Figure 4.5.21).

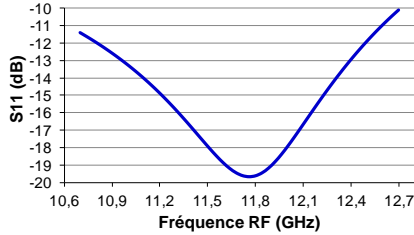


FIGURE 4.5.20 – Adaptation en entrée du mélangeur Post-Layout

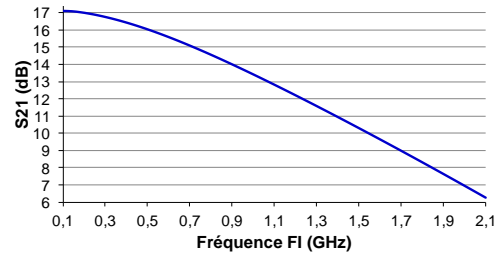


FIGURE 4.5.21 – Gain en puissance du mélangeur Post-Layout

En simulation post-layout, les isolations entre les accès sont acceptables à savoir une isolation OL-FI de 66 dB, une isolation RF-FI de 50 dB et une isolation OL-RF de 62 dB (Tableau 4.7).

#### 4.5.3.4 Analyse en bruit

En simulations post-layout, le mélangeur présente des valeurs de facteur de bruit en dB  $SSB\ NF$  et  $DSB\ NF$  égales à 10.3 dB et 6.8 dB respectivement (Tableau 4.7), ce qui est proche des valeurs obtenues en simulation au niveau schématique.

#### 4.5.3.5 Analyse de la Linéarité

Quant à la linéarité, elle est quantifiée par un ICP1 de -12.7 dBm et un IIP3 de -3.1 dBm. Tous ces résultats post-layout sont cohérents avec ceux issus des simulations au niveau schématique ainsi qu'avec les spécifications souhaitées (Tableau 4.7).

TABLE 4.7 – Résumé des performances du mélangeur

Paramètres	Fréq. RF (GHz)	Fréq. IF (GHz)	Gain (dB)	SSB NF (dB)	DSB NF (dB)	ICP1 (dBm)
But	11.7	1.1	10	–	9	-15
Schématique	11.7	1.1	14.8	9.9	6.7	-14.2
PLS	11.7	1.1	12.8	10.3	6.8	-12.7
Paramètres	IIP3 (dBm)	$I_{OL-FI}$ (dB)	$I_{OL-RF}$ (dB)	$I_{RF-FI}$ (dB)	Vdd (V)	Id (mA)
But	-5	–	–	–	1.2	faible
Schématique	-5.2	86	73	65	1.2	3+12
PLS	-3.1	66	62	50	1.2	3+12

La figure de mérite (FOM) permet de juger la qualité du mélangeur et de le situer dans la littérature comme cela était le cas pour le *LNA*. Il en ressort qu'un mélangeur est performant si le facteur de bruit en dB ( $NF$ ), la consommation en puissance ( $P_{DC}$ ), la tension d'alimentation ( $V_{dd}$ ) sont aussi faibles que possible



tandis que le gain ( $G$ ) et l' $IIP3$  soient aussi grands que possible comme le suggère l'équation 4.5.3 suivante [164] :

$$FOM = 10 \log \left( \frac{10^{G/20} \cdot 10^{(IIP3-10)/20}}{10^{NF/10} \cdot P_{DC} \cdot V_{dd}} \right) \quad (4.5.3)$$

Le tableau 4.8 permet de comparer les mélangeurs autour de 10 GHz avec celui de cette étude. Il en ressort que ce circuit a toute sa place dans la littérature.

TABLE 4.8 – Etat de l'art des mélangeurs autour de 10 GHz

Réf.	Tech. (nm)	Topo.	RF (GHz)	Gain (dB)	SSB NF (dB)	DSB NF (dB @GHz)	ICP1 (dBm @GHz)	IIP3 (dBm @GHz)	Pdc (mW)	FOM	Vdd (V)
<b>HSU06</b> [137]	180	DB FG	6-10.6	17	13	13	-9.6*	0	2	-13.3	1.2
<b>VID03</b> [164]	180	DB FG	2.4	17	11	11	-8.6*	1	5	-14.0	1
<b>CHA07</b> [125]	180	FG+Bu	0.2-16	> 5.3	–	–	-15.3	-5.7*	15	–	1.8
<b>JIA11</b> [169]	130	DB FG	1-12	17	14 <sup>§</sup>	11	-3.7	8.6	5.9	-11.7	1.2
<b>LIN06</b> [148]	130	DB+Bu	9-50	> 5	16.4 @15	16.4 @15	-8.4* @20	1.2 @20	97	-43.4	3.3
<b>MAH04</b> [153]	180	–	8	6.5	11	9 <sup>§</sup>	-5.5	3.5	6.9	-17.4	1
<b>CHE06</b> [127]	90	–	10	10.3	13.1	13.1	–	–	0.6	–	1.8
<b>TSA07</b> [162]	90	DB	25-75	3	–	–	-2 @40	7.6* @40	93	–	3
<b>schem</b>	65	DB+Bu	11.7	14.8	9.9	6.7	-14.2	-5.2	18	-20.2	1.2
<b>PLS</b>	65	DB+Bu	11.7	12.8	10.3	6.8	-12.7	-3.1*	18	-20.3	1.2

\* : valeurs déduites sachant que  $IIP3 = ICP1 + 9.6 \text{ dB}$  ;

§ : valeurs déduites sachant que  $DSB \text{ NF} = SSB \text{ NF} + 3 \text{ dB}$

DB : cellule de Gilbert doublement équilibrée ; Bu : Buffer ; FG : Folded Gilbert

#### 4.5.4 Perspectives d'optimisation

Les résultats au niveau schématique permettent de valider la fonctionnalité du bloc RF. Les performances post-layout du mélangeur doublement équilibré de Gilbert satisfont les spécifications attendues. Ce circuit reste cependant perfectible. Des pistes d'amélioration pourraient concerner le bruit, le gain et la réduction de la surface occupée par les baluns. Concernant le balun, il serait plus judicieux de ne pas utiliser le même pour les voies RF et OL. De ce fait, ses dimensions seront optimisées en fonction des impédances présentées aux entrées du mélangeur.

## 4.6 Simulation de la mise en cascade du LNA et du mélangeur

### 4.6.1 Schématique de la mise en cascade du LNA et du mélangeur

Dans ce paragraphe, on présente la mise en cascade du LNA et du mélangeur développés dans les précédents paragraphes. Cette mise en cascade du LNA et du mélangeur constitue un chemin élémentaire. Un

effort particulier doit être porté sur l'adaptation inter-étage pour réduire le layout tout en assurant un bon transfert de la puissance pour un gain optimal. Sur la figure 4.6.1, on s'aperçoit que des capacités suffisent pour les adaptations inter-étage et de sortie en plus de la prise en compte de la ligne d'interconnexion entre la sortie du *LNA* et l'entrée du balun, ce qui permet de réaliser un layout très compact.

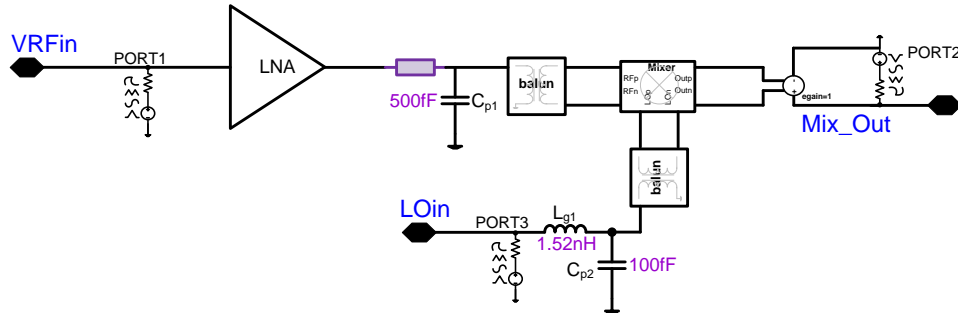


FIGURE 4.6.1 – Schématique du chemin unitaire

## 4.6.2 Résultats Post-Layout du chemin unitaire (*LNA* + mélangeur)

Nous ne présentons que les résultats Post-Layout car on suppose à présent que la méthodologie de conception a été approuvée lors de la réalisation du *LNA* et du mélangeur séparément.

### 4.6.2.1 Analyse DC

Grâce à une analyse DC, on s'assure que les transistors du circuit sont dans le bon mode de fonctionnement. Par ailleurs, la polarisation est telle que la consommation soit raisonnable à savoir 29.3 mA (incluant le buffer du mélangeur) sous une tension d'alimentation de 1.2 V.

### 4.6.2.2 Analyses temporelle et fréquentielle

Une analyse fréquentielle des signaux en entrée et en sortie permet de juger de l'intégrité du signal et d'estimer le gain de conversion à la fréquence FI attendue (28 dB) de la mise en cascade du *LNA* et du mélangeur (Figures 4.6.2 et 4.6.3).

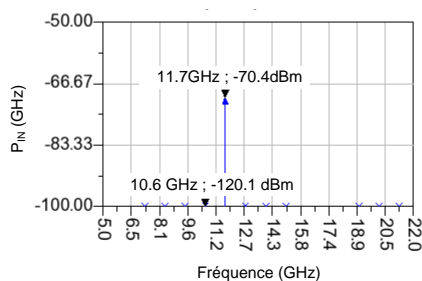


FIGURE 4.6.2 – Spectre d'entrée du chemin unitaire

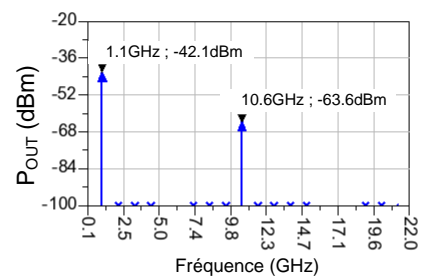


FIGURE 4.6.3 – Spectre de sortie du chemin unitaire

### 4.6.2.3 Analyse des Paramètres S

Grâce à l'analyse des paramètres S, on en déduit que ce chemin unitaire est adapté en entrée avec un gain de 28 dB (incluant le buffer du mélangeur) pour une puissance de l'oscillateur local de 0 dBm.

Il est nécessaire de s'assurer d'une bonne isolation ( $> 30$  dB) entre chacune des paires de ports du chemin unitaire, en particulier celle qui concerne le retour du signal vers l'entrée (donc l'antenne) afin de ne pas dégrader la réception du signal. Le tableau 4.9 permet de déduire que les isolations sont acceptables. Seule la valeur de l'isolation LO-RF (supérieure à 100 dB) est incongrue.

### 4.6.2.4 Analyse en bruit

L'analyse en bruit nous ramène à une réflexion sur le type de facteur de bruit (DSB ou SSB) à considérer dans cette étude. En effet, selon le type de récepteurs (homodyne ou hétérodyne), on utilise soit la définition du facteur de bruit en dB en bande unilatérale (SSB NF) soit en bande bilatérale (DSB NF). On rappelle que pour une architecture hétérodyne, le signal d'entrée se trouve dans une bande unilatérale, on utilise donc le facteur de bruit en dB dans la bande unilatérale (SSB NF). Pour une architecture homodyne, le signal est réparti de part et d'autre de la porteuse, le facteur de bruit en dB en bande bilatérale (DSB NF) est donc plus approprié.

On aboutit donc à une valeur de bruit DSB NF de l'ordre de 2.6 dB à la fréquence FI. Ce résultat (Tableau 4.9) est en adéquation avec la formule de Friis (Equation 4.6.1) qui permet d'estimer le facteur de bruit en dB ( $NF_{tot}=2.2$  dB) de la mise en cascade du LNA et du mélangeur.

$$F_{tot} = F_{LNA} + \frac{F_{Mix} - 1}{G_{LNA}} \quad (4.6.1)$$

où  $G_{LNA, Mix}$  : Gain du LNA et du mélangeur respectivement (magnitude)

$F_{LNA, Mix}$  : Facteur de bruit du LNA et du mélangeur respectivement (magnitude)

### 4.6.2.5 Analyse de la Linéarité

Quant à la linéarité, l'ICP1 et l'IIP3 valent -29.5 et -19.9 dBm respectivement, ce qui est conforme aux spécifications attendues et à une dérivée de la formule de Friis (Equation 4.6.2) pour la linéarité de la mise en cascade du LNA et du mélangeur (Tableau 4.9).

$$\frac{1}{iip3_{tot}} = \frac{1}{iip3_{LNA}} + \frac{g_{LNA}}{iip3_{Mix}} \quad (4.6.2)$$

où  $iip3_{LNA, Mix}$  : point d'interception d'entrée du 3<sup>ème</sup> ordre du LNA et du mélangeur respectivement (magnitude)

$g_{LNA}$  : Gain du LNA (magnitude)

TABLE 4.9 – Résumé des performances du chemin unitaire

Paramètres	Fréq. RF (GHz)	Fréq. IF (GHz)	Gain (dB)	$P_{OL}$ (dBm)	DSB NF $_{Friis}$ (dB)	DSB NF (dB)	ICP1 (dBm)
<b>But</b>	11.7	1.1	31	–	2.15	< 5	-35.7*
<b>PLS</b>	11.7	1.1	27.9	0	–	2.6	-29.5
Paramètres	IIP3 (dBm)	IIP3 $_{Friis}$ (dBm)	I $_{LO-IF}$ (dB)	I $_{LO-RF}$ (dB)	I $_{RF-IF}$ (dB)	Vdd (V)	Id (mA)
<b>But</b>	–	-26.1	–	–	–	1.2	faible
<b>PLS</b>	-19.9*	–	63.6	120.1	34.1	1.2	17.3+12

\* : valeur déduite sachant que IIP3 (dBm)=ICP1(dBm) + 9.6 dB

Le tableau 4.10 permet de comparer les récepteurs autour de 10 GHz avec celui de cette étude. Il en ressort que ce chemin unitaire a une place cohérente dans la littérature.

TABLE 4.10 – Etat de l’art de la mise en parallèle de récepteurs autour de 10 GHz

Réf.	GUA04 [132]	BAB06 [122]	RAM98 [155]	TIK08 [170]	ici PLS
Fréq. (GHz)	24	77	6-18	24	11.7
Technologie	0.18 $\mu m$ BiCMOS	0.13 $\mu m$ BiCMOS	0.18 $\mu m$ BiCMOS	0.13 $\mu m$ CMOS	65 nm CMOS
Performances d’un chemin unitaire (par récepteur)					
Gain (dB)	43 <sup>a</sup> per <sup>¥</sup>	37 per <sup>¥</sup>	20	12 per <sup>¥</sup>	27.9 per <sup>¥</sup>
	@ 12 GHz				
NF(dB)	7.4 per <sup>¥</sup>	8 per <sup>¥</sup>	3.8	7.5 per <sup>¥</sup>	2.6 per <sup>¥</sup>
IIP3 (dBm)	-11 per <sup>¥</sup>	–	-21	-12.5 per <sup>¥</sup>	-19.9 per <sup>¥</sup>
ICP1 (dBm)	-27 per <sup>¥</sup>	–	-31 <sup>a</sup>	-23 per <sup>¥</sup>	-29.5 per <sup>¥</sup>
Performances du système complet					
Nombre d’éléments	8	4	8	4	2
Topologie	LO PS	LO PS	RF PS	RF PS	LO PS
Contrôle de la phase	4 bit (360 °)	–	4 bit (360 °)	360 ° continu	non
Contrôle de l’amplitude	non	non	non	0 à -20 dB continu	non
Gain total (dB)	61	–	–	–	30.3
NF total (dB)	–	–	–	–	3.3 (DSB)
IIP3 total (dBm)	–	–	–	–	-17.4
ICP1 total (dBm)	–	–	–	–	-27
Pce (mW)	717	1050 <sup>FS</sup>	561	115	63.6
Surface (mm <sup>2</sup> )	11.55	25.84	5.39	3.02	3.75

<sup>a</sup> : Inclut un amplificateur FI

<sup>b</sup> : Une meilleure valeur peut être obtenue avec un circuit optimisé

<sup>FS</sup> : Synthétiseur de fréquence  
<sup>¥</sup> : par récepteur

### 4.6.3 Perspectives d’optimisation

L’intérêt de co-intégrer deux blocs RF (en l’occurrence un LNA et un mélangeur) est de leur présenter la bonne impédance pour maximiser le transfert de puissance et donc le gain. L’adaptation est primordiale et donc perfectible pour aboutir à un layout compact tout en ayant de bonnes performances RF en technologie

CMOS 65 nm. Un compromis a été effectué entre la compacité du layout (donc en évitant les inductances) et l'efficacité de l'adaptation. De ce fait, l'adaptation entre les blocs RF n'est pas optimale, ce qui explique le manque de gain et du facteur de bruit légèrement inférieur aux attentes.

## 4.7 Simulations de la mise en parallèle de deux chemins unitaires

### 4.7.1 Schématique de la mise en parallèle de deux chemins unitaires

Afin de valider la théorie de la mise en parallèle de plusieurs chemins unitaires élaborée dans le chapitre III de ce présent manuscrit, un premier prototype est réalisé avec deux éléments en technologie CMOS 65 nm. Ce prototype, que l'on baptise **MARMoTS** (**M**ultiple **A**ntennas and **R**eceivers for **M**obile **T**elevision from **S**atellite), consiste à mettre en parallèle deux chemins unitaires (*LNA* + Mélangeur).

Rappelons que la solution retenue pour combiner les signaux est active et non passive pour des raisons de compacité du layout aux alentours de 1 GHz (Chapitre I). En effet, cela revient à sommer les signaux en courant grâce aux transistors M1 (Figure 4.7.1).

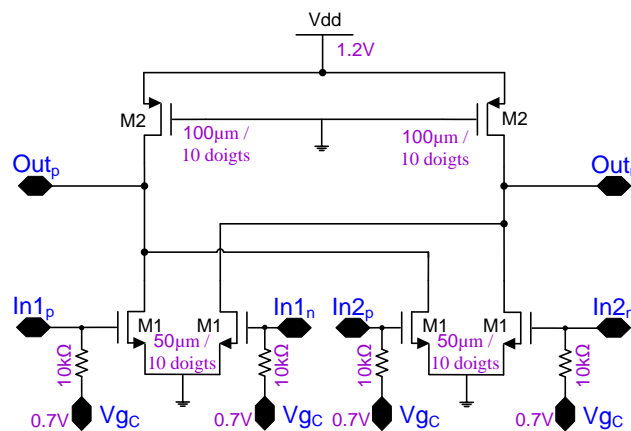


FIGURE 4.7.1 – Schématique de la combinaison des signaux FI 2 : 1

Le schématique global de simulation de MARMoTS est illustré Figure 4.7.2. Il est constitué d'un diviseur de puissance en entrée (split1) pour délivrer la même puissance aux deux *LNAs* mais également pour se mettre dans la même configuration de simulation de la théorie du chapitre III. Un deuxième diviseur de puissance (split2) est utilisé pour la voie OL pour des raisons similaires. Un chemin unitaire est composé des mêmes éléments que ceux qui ont été étudiés dans le précédent paragraphe à l'exception des capacités participant à l'adaptation inter-étage et aux lignes d'interconnexion entre le *LNA* et le mélangeur. Après la combinaison en courant (dont le principe est décrit ci-dessus), un réseau d'adaptation L-C permet d'adapter sur  $100\Omega$  la sortie différentielle. Les principales difficultés de la co-intégration des blocs RF (*LNA*, balun, Mixer, Combineur de puissance) résident dans le fait qu'il faut maximiser le gain et minimiser le facteur de bruit. Il en résulte que l'adaptation doit être efficace et compact, ce qui est particulièrement fastidieux en basses fréquences. Enfin, afin de satisfaire les exigences de gain, un amplificateur FI doit être probablement mis après la combinaison en courant.

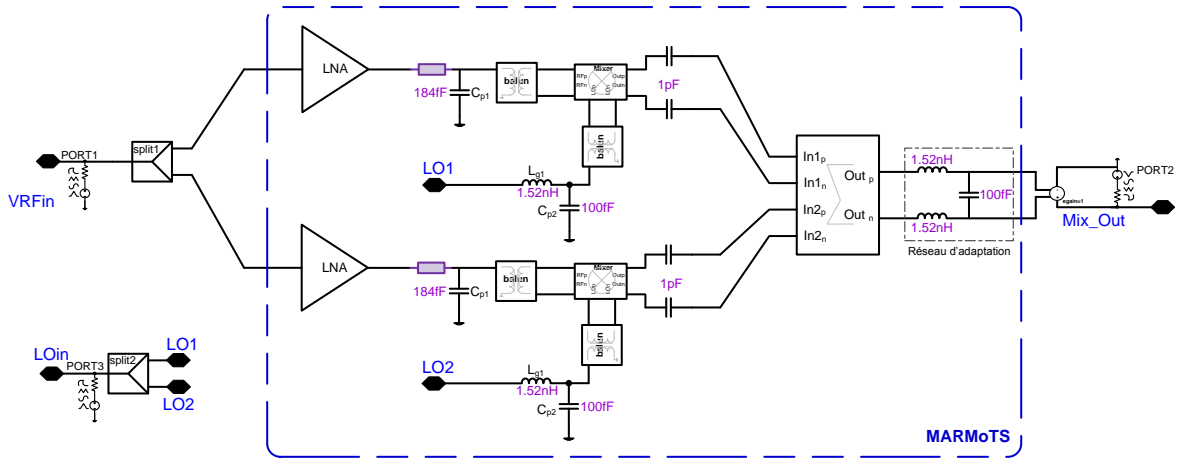


FIGURE 4.7.2 – Schématique du premier prototype (MARMoTS)

#### 4.7.2 Résultats Post-layout de MARMoTS (Multiple Antennas and Receivers for Mobile Television from Satellite)

Dans ce paragraphe, nous allons estimer dans quelle mesure ce premier prototype permet de confirmer ou infirmer la théorie quant à l'amélioration des performances de la mise en parallèle de deux chemins unitaires. Cependant, une mise en garde est à émettre concernant la validité de cette méthodologie. En effet, si une amélioration d'un paramètre est attendue, elle serait de l'ordre de 3 dB maximum, ce qui assez délicat à montrer lorsque l'adaptation n'est pas optimale. Cette remarque suggère donc que l'amélioration des performances serait plus évidente à observer si l'on combinait quatre ou huit signaux car elle serait de l'ordre de 6 ou 9 dB respectivement.

On ne présente ici que les résultats post-layout car on admet que la méthodologie de conception a été éprouvée lors de la conception de briques élémentaires.

L'analyse DC aboutit au fait que MARMoTS a une consommation de 63.6 mA sous une tension d'alimentation de 1.2 V sachant que les consommations du LNA, du mélangeur et du combineur valent approximativement 14.3, 3 et 29 mA respectivement.

On peut donc estimer la consommation totale du démonstrateur final (constitué de huit éléments) qui vaut environ 410 mW sous une tension d'alimentation de 1.2 V, comme le montre l'équation 4.7.1.

$$P_{DC-démonstrateur} = 1.2 V * (8 * I_{LNA} + 8 * I_{Mélangeur} + 7 * I_{combineur}) = 409.68 mW \quad (4.7.1)$$

Il s'agit certes d'une extrapolation mais l'on comprend l'importance du combineur qui conditionne la consommation totale et la fonctionnalité du démonstrateur.

L'analyse fréquentielle nous permet d'observer les spectres en entrée et en sortie de MARMoTS et d'en déduire le gain total qui est de 30.3 dB (Figures 4.7.3 et 4.7.4). Il est d'environ 3 dB inférieur à la valeur attendue. Cela est sûrement due à une adaptation non optimale. C'est pourquoi cette adaptation doit être optimisée et l'ajout d'un amplificateur à la sortie de MARMoTS pourrait s'avérer utile pour satisfaire les exigences de gain dans une prochaine version de ce premier prototype.

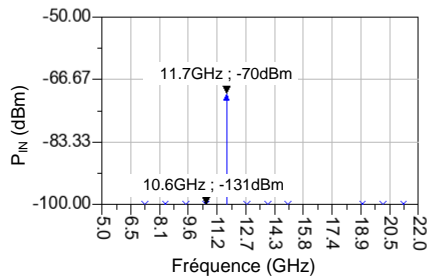


FIGURE 4.7.3 – Spectre d'entrée de MARMoTS

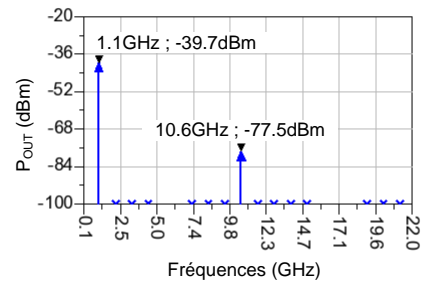
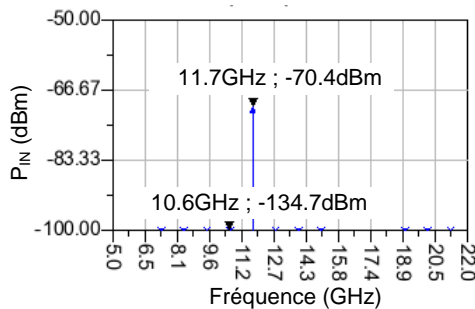
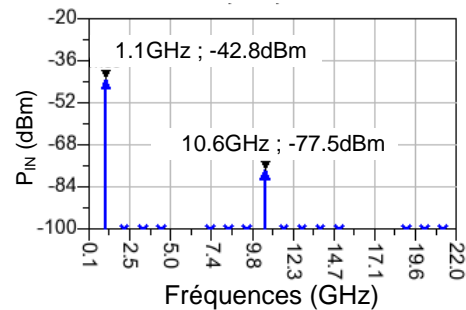


FIGURE 4.7.4 – Spectre de sortie de MARMoTS

Par ailleurs, lorsque que l'on connecte la deuxième entrée du système à une charge de  $50\ \Omega$ , on s'aperçoit que le gain total chute de 3 dB, ce qui nous permet de justifier l'apport de la combinaison de deux chemins unitaires (Figures 4.7.5 et 4.7.6).

FIGURE 4.7.5 – Spectre d'entrée de MARMoTS dont Ant2 avec une charge de  $50\ \Omega$ FIGURE 4.7.6 – Spectre de sortie de MARMoTS dont Ant2 avec une charge de  $50\ \Omega$ 

L'étude du bruit nous donne une valeur de 3.3 dB pour le facteur de bruit en dB  $DSB\ NF$ , ce qui est loin de nos attentes (Tableau 4.11). Cela peut s'expliquer par le fait que le gain ne soit pas conforme à nos attentes. En effet, il est important que les blocs RF aient suffisamment de gain pour diminuer l'impact de leur bruit sur le facteur de bruit total, comme le suggère la formule de Friis.

Enfin, l'étude de la linéarité aboutit à des valeurs d'ICP1 et IIP3 égales respectivement à -27 et -17.4 dBm. Si l'on compare ses valeurs à celles déduites de la formule de Friis du tableau 4.9 ( $ICP1_{Friis} = -35.7\text{ dBm}$  et  $IIP3_{Friis} = -26.1\text{ dBm}$ ), on en déduit que l'ICP1 et l'IIP3 de MARMoTs ont augmenté d'environ 9 dB, alors que l'on s'attendait à une amélioration de 3 dB maximum.

TABLE 4.11 – Résumé des performances de MARMoTS

Paramètres	But	PLS
Fréquence RF (GHz)	11.7	11.7
Fréquence IF (GHz)	1.1	1.1
$Gain_{tot}$ ( $S_{21}$ ) (dB)	34	30.3
$DSBNF_{tot}$ (dB)	< 2	3.3
$ICP1_{tot}$ (dBm)	–	-27
$IIP3_{tot}$ (dBm)	–	-17.4*
Vdd (V)	1.2	1.2
Id (mA)	faible	63.6

\* : valeur déduite sachant que  $IIP3 = ICP1 + 9.6$  dBm

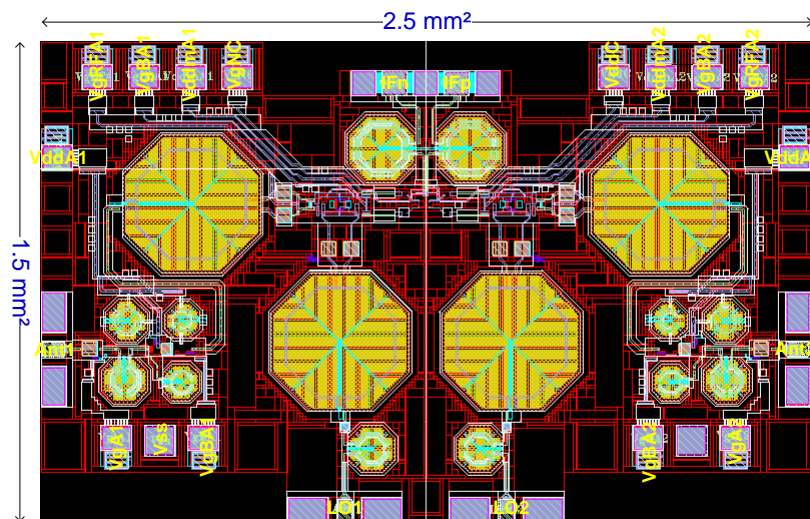


FIGURE 4.7.7 – Layout de MARMoTS

Le layout qui a été envoyé en fonderie ainsi que la photographie de la puce pour évaluer l'amélioration des performances de la mise en parallèle de deux récepteurs sont illustrés Figures 4.7.7 et 4.7.8 respectivement. La surface occupée par la puce incluant les plots est de  $3.75 \text{ mm}^2$ .



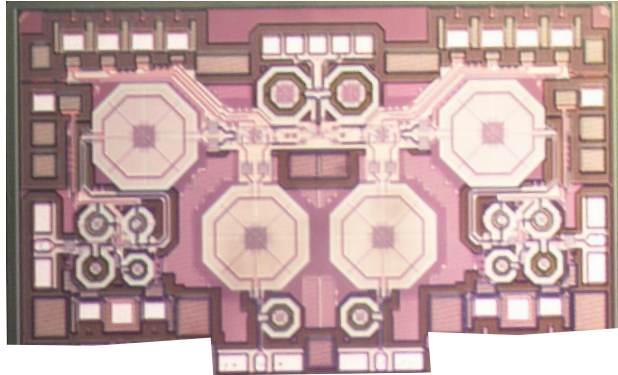


FIGURE 4.7.8 – Photographie de la puce MARMoTS

### 4.7.3 Perspectives d'optimisation

La principale difficulté de la mise en parallèle de deux chemins élémentaires est l'adaptation entre le mixer et le combineur de puissance et entre la sortie de ce dernier et la sortie finale du circuit afin de maximiser le gain total du système.

C'est pourquoi ce présent prototype n'intègre pas le buffer initialement prévu après la sommation en courant car l'adaptation a été fastidieuse et le gain de son rajout n'a pas été clairement prouvé pendant l'étape de conception. Il en ressort qu'il aurait été plus intéressant d'effectuer la combinaison des signaux à une première fréquence intermédiaire suffisamment élevée pour faciliter l'adaptation en réduisant la valeur des éléments passifs (capacités et inductances). Ensuite, il aurait été plus facile d'effectuer une deuxième descente en fréquence avec éventuellement un amplificateur post-mélangeur pour satisfaire les exigences de gain et pouvoir injecter le signal dans le SASP. Une alternative quant à la transposition en fréquence du démonstrateur est donc à envisager, le reste demeurant inchangé et réalisable.

Ce circuit étant un premier prototype, il est donc perfectible. Il semble inévitable de réduire la taille des baluns en augmentant le nombre de tours du primaire et/ou du secondaire. Un effort considérable doit être mis sur la conception du combineur de puissance car c'est ce dernier qui participe aux améliorations attendues des principaux paramètres du système. Cette optimisation doit commencer par un choix judicieux de la fréquence à laquelle a lieu la combinaison des signaux. Malgré une légère hausse du budget de consommation, une deuxième descente en fréquence est donc nécessaire pour permettre au signal d'être correctement traité par le SASP en aval.

A terme, le front-end sera bien plus complexe car il contiendra huit chemins unitaires en parallèle. Ce sera à ce moment-là qu'il serait judicieux de comparer le démonstrateur final avec la littérature (Tableau 4.12).

TABLE 4.12 – Littérature des architectures faible consommation pour la TV mobile

Réf.	SHI08 [156]	ANT05 [119]	SHI08 [156]	IIZ07 [139]	YOU06 [142]	MYU06 [138]	AZU04 [121]	KIM02 [143]
Standard/ Architecture	CMMB/ Zero-IF	DVB-H	DVB-H	DVB-H	DVB-H	S-DMB	ISDB-T/ Low-IF	
Techn. (um)	0.35 SiGe	0.35 SiGe	0.5 SiGe	0.5 SiGe	0.18 CMOS	0.25 SiGe	SiGe	0.18 CMOS
Fréquences RF (Hz)	2.635- 2.66 G	band IV/V	470- 862M	470~ 890M	470-862M /1.67-1675G	2.63 ~2.655G	473- 767M	950- 2150M
Fréquences FI (Hz)							500kHz	
BW (MHz)	25M			8/7/6 chan		10M		1-2G
$P_{in}$ (i LNA) (dBm)	-100~0					> 60		-50~+60
Gain (dB)	-15~89	$\leq 75$	$\leq 100$	$\leq 94 \sim 100$	$\leq 95.2$	< 4		
IIP3(dBm) @G(dB)	17@G=0	4	-29.3	12@G=-20	-5			
PN dBc/Hz, fc(GHz)@Hz	-90, 5.3@100k	-133, -@1.45M	-98, 4.6@100k		-98.1, 4.6@100k		-90, 5.3@100k	-133, -@1.45M
NF (dB)	2.2	Max=8.5	5.5	3.1~4.6	4.5	< 1.8	10.8	
Sensitivité (dBm)	-100			-96	-89/-88.5	-100		-65
Pce (mW)/ Vdd (V)	162/ 2.8	240/ 2.775	396/ 3.3	180/ 2.8	66-74/ 2.8	< 138/ 2.5	160/ 2.9	180/ 1.8
Surface (mm <sup>2</sup> )	4	11.5	20 (+WLAN)	16	7.84	5.29	25	7.2

## 4.8 Simulations du déphaseur variable

### 4.8.1 Schématique du déphaseur

Ce paragraphe a pour objectif de présenter les premiers résultats au niveau schématique du déphaseur variable ainsi que les ajustements à effectuer avant son routage.

Pour rappel, la structure retenue pour le déphaseur consiste à combiner deux signaux en quadrature de phase et ajuster les tensions de contrôle pour avoir un gain variable [170]. Ce principe est repris Figures 4.8.1 et 4.8.2.

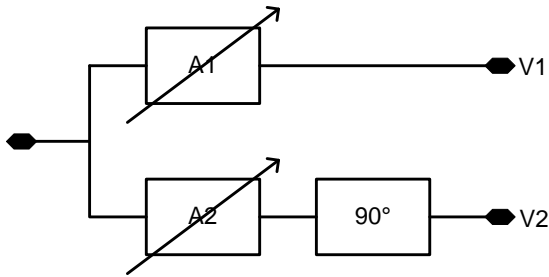


FIGURE 4.8.1 – Principe du générateur vectoriel

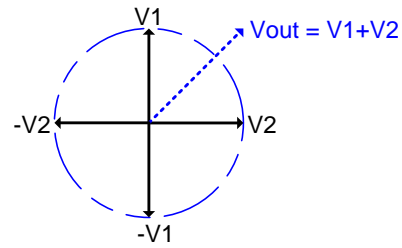


FIGURE 4.8.2 – Principe du modulateur vectoriel

L'implémentation au niveau schématique du générateur vectoriel est reprise Figure 4.8.3. Cela revient à générer les signaux  $V_1$  et  $V_2$  en quadrature grâce à des paires différentielles et un balun pour avoir des signaux différentiels. Les signaux de contrôle  $V_{C1}$  et  $V_{C2}$  servent non seulement à polariser les paires différentielles mais aussi à rendre variable la phase du circuit.

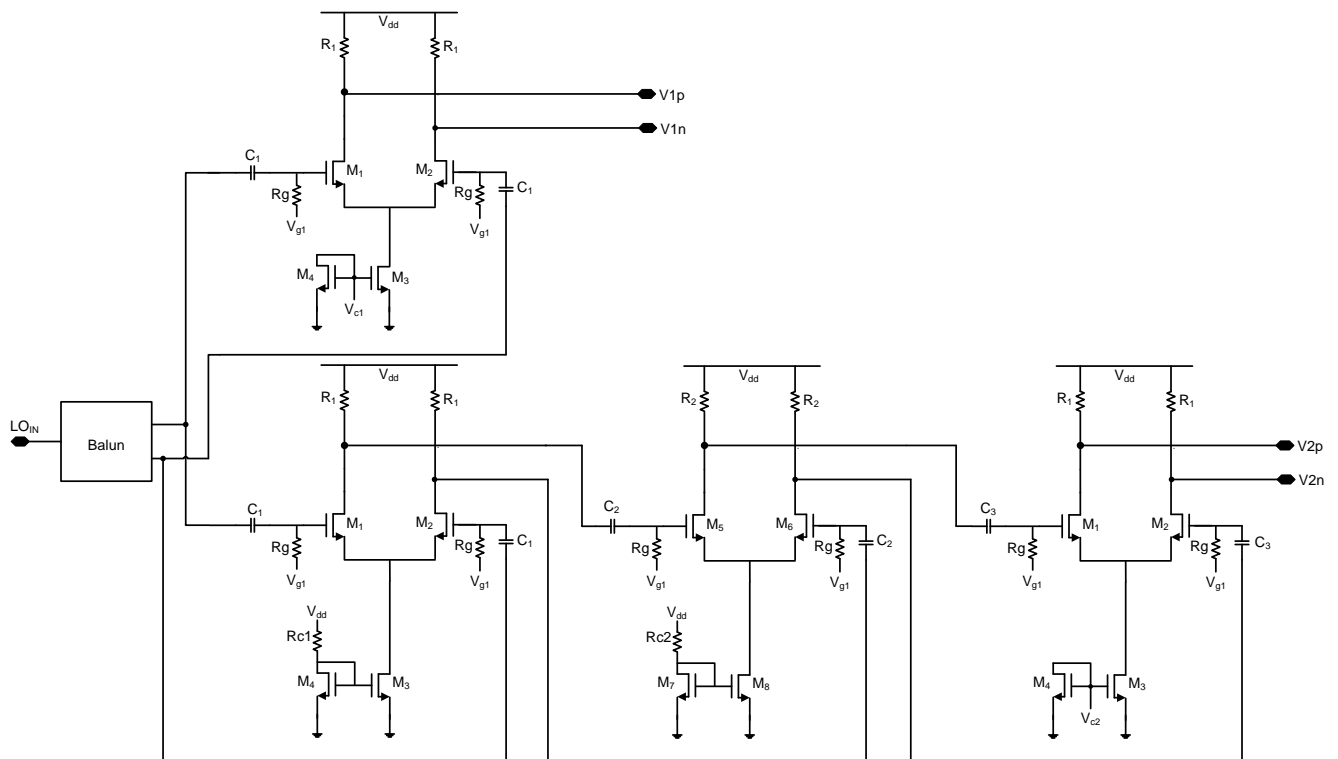


FIGURE 4.8.3 – Schématique du générateur vectoriel

La réalisation au niveau transistor du modulateur vectoriel est représentée Figure 4.8.4. Cela consiste à combiner en courant les signaux  $V_1$  et  $V_2$  afin de générer le déphasage souhaité. Ainsi, avec  $V_{C1}$  et  $V_{C2}$  permettant de moduler l'amplitude des vecteurs  $V_1$  et  $V_2$  et SW1 et SW2 assurant le basculement d'un quadrant à un autre (Figure 4.8.2), le déphasage entre  $V_{out}$  et  $V_1$  (qui est désormais la nouvelle référence) est complètement contrôlable de manière analogique et numérique.

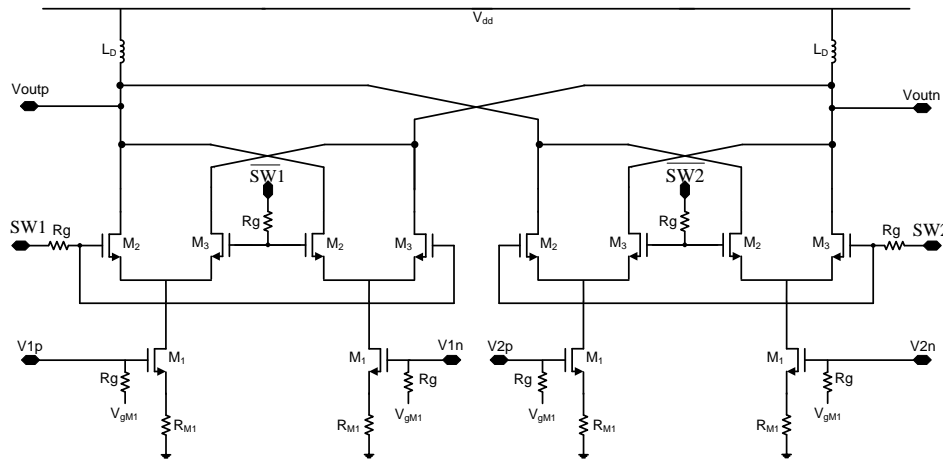


FIGURE 4.8.4 – Schématic du modulateur vectoriel

## 4.8.2 Résultats de simulations au niveau schématique

Dans ce paragraphe, on présente les résultats au niveau schématique du déphaseur variable. La figure 4.8.5 montre les résultats temporels pour les signaux  $V_1$  et  $V_2$ . Une représentation du déphasage dans le domaine fréquentiel (Figure 4.8.6) est donnée par les expressions suivantes (Equation 4.8.1) :

$$\varphi_{2-1} = \text{phase}(fft((V_{2p})) - \text{phase}(fft(V_{1p}))) \quad (4.8.1)$$

où

$$\text{phase}(V_x) = 2 \cdot \text{atan} \left( \frac{\text{Im}(fft(V_x))}{\text{Re}(fft(V_x)) + \text{mod}(V_x)} \right) \quad (4.8.2)$$

et

$$\text{mod}(V_x) = \sqrt{\text{Im}^2(fft(V_x)) + \text{Re}^2(fft(V_x))} \quad (4.8.3)$$

Les figures 4.8.5 et 4.8.6 montrent que les signaux  $V_1$  et  $V_2$  sont déphasés de  $100^\circ$  environ à l'issue de leur génération. La même méthodologie est appliquée pour déterminer le déphasage entre  $V_1$  et  $V_{out}$  qui vaut environ  $50^\circ$  (Figures 4.8.7 et 4.8.8) en remplaçant  $V_{1p}$  et  $V_{2p}$  par  $V_{Outp}$  et  $V_{1p}$  respectivement.

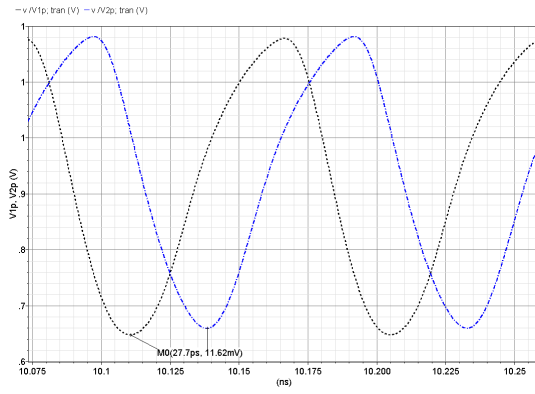


FIGURE 4.8.5 – Signaux  $V_1$  et  $V_2$  dans le domaine temporel

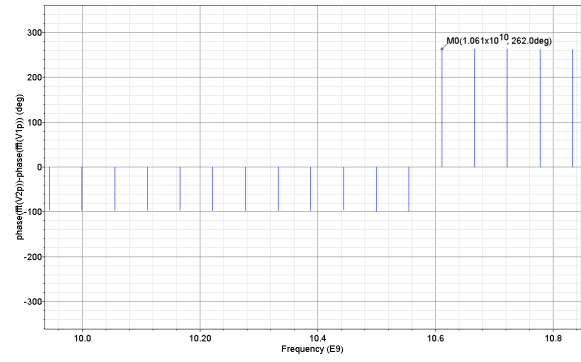


FIGURE 4.8.6 – Déphasage entre les signaux  $V_1$  et  $V_2$

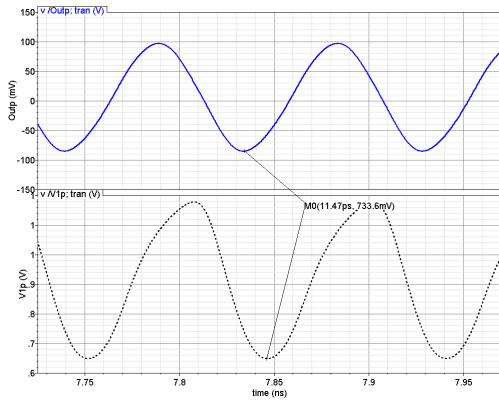


FIGURE 4.8.7 – Signaux  $V_1$  et  $V_{out}$  dans le domaine temporel

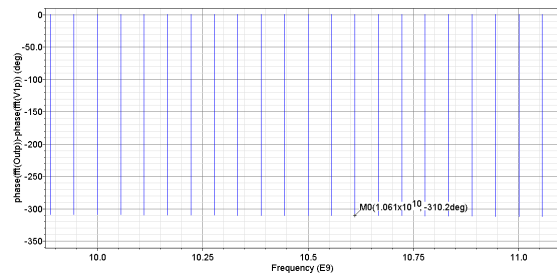


FIGURE 4.8.8 – Déphasage entre les signaux  $V_1$  et  $V_{out}$

La reconfigurabilité du déphasage entre  $V_{Outp}$  et  $V_{1p}$  s'effectue en faisant varier analogiquement  $V_{C1}$  et  $V_{C2}$  et numériquement  $SW1$  et  $SW2$ .

Il est temps de confronter ces premiers résultats de simulation à la littérature (Tableau 4.13).

TABLE 4.13 – Littérature des déphaseurs variables autour de 10 GHz

Réf.	Tech. ( $\mu\text{m}$ )	Type	Fréq. (GHz)	$\Delta\varphi$ ( $^\circ$ )	Gain (dB)	Pce (mW)	Surface ( $\text{mm}^2$ )	Max. NF (dB)
ELL03 [129]	0.6 GaAs	TLPS	5-6	360	-4 $\pm$ 1	~0	0.8	4
CHA06 [149]	0.18 CMOS	TLPS	5.8	> 360	-7 $\pm$ 4	32	2.76	–
WAG08 [165]	0.18 CMOS	localisé TLPS	5-6	360	-7.3 $\pm$ 2	~0	1.04	7.3
LUC91 [151]	GaAs	RTPS	0.5-5.5	95	15 $\pm$ 2.5	–	0.563	–
HAY98 [136]	0.3 GaAs	RTPS	2.4	100	-4 $\pm$ 1	93	1	–
YOU08 [173]	0.18 CMOS	RTPS circulateur	2.4	120	-5-0	111	0.357	23.8
MAY09 [154]	0.18 CMOS	RTPS circulateur	5.6	135	-0 $\pm$ 0.5	5.6-8.3	0.475	15.4
ZAR07 [171]	CMOS	RTPS	1.85- 2.05	> 360	-7.3	2.16	2.5	–
CHU06 [128]	CMOS	tunable all-pass	5.2	240	0.7	36.3	1.2	–
LU05 [150]	CMOS	TLPS ind. active	3.5- 4.5	> 360	0.3	16-25	0.24	–
ELL00 [130]	GaAs	modulateur vect. passif	5.15- 5.7	60	-9	0	1	–
HAM03 [135]	CMOS	TLPS différentiel	8	180	–	170	0.78	–
<b>ici</b>	<b>0.065 CMOS</b>	<b>modulateur vect. actif</b>	<b>10.6</b>	<b>360</b>	<b>–</b>	<b>–</b>	<b>–</b>	<b>–</b>

### 4.8.3 Perspectives d'optimisation

Le déphaseur variable est un élément incontournable lors de la réalisation de la mise en parallèle de récepteurs car il permet de mettre en phase tous les signaux pour un traitement optimal de l'information. C'est pourquoi il semble indispensable d'accorder un soin très particulier lors de la conception de ce bloc. A cela s'ajoute la difficulté de réaliser un déphaseur reconfigurable sur une plage de  $360^\circ$  avec une agilité de phase (*degree of precision*), une consommation raisonnable, un nombre minimal d'éléments de contrôle extérieurs, une surface d'intégration acceptable et un moindre coût comme cela est détaillé dans le chapitre I de ce présent manuscrit. Lors de cette étude de faisabilité, notre choix s'est donc orienté vers l'assemblage d'un générateur vectoriel et d'un modulateur vectoriel en évitant l'utilisation de composants encombrants (inductances, coupleur directionnel...). Les perspectives envisageables avant le routage concernent l'optimisation au niveau transistor pour réduire la consommation, affiner le pas de variation du déphasage et l'agilité angulaire.

## 4.9 Conclusion et perspectives du chapitre IV

Dans ce chapitre, on exploite les potentialités et les limites de la technologie CMOS 65 nm en vue de la conception de circuits dans la bande Ku sous contrainte de faible bruit et de faible consommation. Après la conception de blocs RF (*LNA*, mélangeur, balun, déphaseur), leur co-intégration a abouti à la réalisation d'un chemin élémentaire (*LNA* + Mélangeur) et d'un prototype de la mise en parallèle de deux chemins unitaires. La finalité de la méthodologie de conception est de satisfaire les spécifications requises pour l'application visée. On a mis en évidence les différents verrous technologiques à lever à savoir : le *LNA* devra être probablement réalisé avec une technologie compétitive en bruit pour pouvoir atteindre un facteur de bruit en dB inférieur à 1 dB ; la reconfigurabilité du déphaseur est à finaliser ; un effort particulier doit être porté sur le combineur de puissance car il régit le comportement du démonstrateur.

Ainsi, la prochaine version de MARMoTS devrait ressembler à celle présentée dans la figure 4.9.1 ci-dessous. Comme on a pu le voir plus tôt dans ce manuscrit, les performances en bruit sont primordiales pour qu'un tel récepteur puisse fonctionner pour le standard DVB-S. Dans cette optique, l'utilisation d'une autre technologie (SiGe ou SOI) serait judicieuse. Cependant, l'utilisation de ces technologies nous éloignerait de l'objectif faible coût de notre système. Une autre alternative existe : elle consiste à changer d'architecture (avec des techniques de suppression du bruit ou des boucles de contre-réaction positive) en gardant la technologie CMOS. Un oscillateur local à 5.3 GHz permet une première descente en fréquence à  $FI_1 = 6.4$  GHz. C'est à ce moment qu'a lieu la combinaison des signaux issus des différents sous-réseaux d'antennes. Le même oscillateur local assure la deuxième descente en fréquence à  $FI_2 = 1.1$  GHz. L'ajout d'un amplificateur *FI* est nécessaire pour satisfaire les exigences en gain.

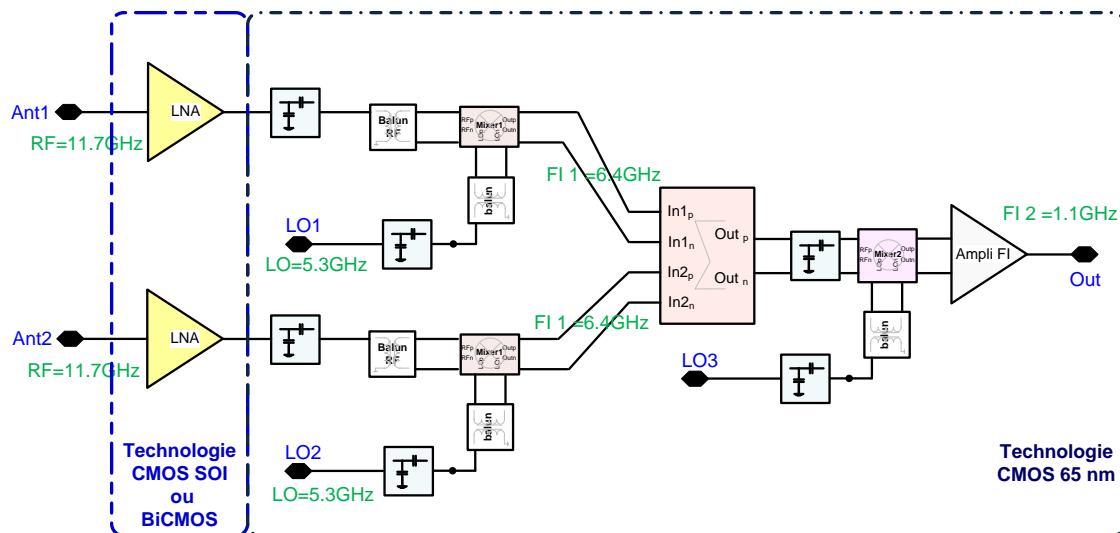


FIGURE 4.9.1 – Nouvelle version de MARMoTS





# Bibliographie

[1]

- [117] A.O. Adan, T. Yoshimasu, S. Shitara, N. Tanba, and M. Fukurni. Linearity and low-noise performance of SOI MOSFETs for RF applications. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, pages 881–888, May 2002.
- [118] B. Afshar and A.M. Niknejad. X/Ku Band CMOS LNA Design Techniques. *Custom Integrated Circuits Conference, IEEE*, pages 389–392, Sept.2006.
- [119] P. Antoine, P. Bauser, H. Beaulaton, M. Buchholz, D. Carey, T. Cassagnes, T.K. Chan, S. Colomines, F. Hurley, D. Jobling, N. Kearney, A. Murphy, J. Rock, D. Salle, and C.T. Tu. A direct-conversion receiver for DVB-H. *Solid-State Circuits Conference. IEEE International*, pages 426–607 Vol. 1, Feb. 2005.
- [120] F. Arnaud, B. Duriez, B. Tavel, L. Pain, J. Todeschini, M. Jurdit, Y. Laplanche, F. Boeuf, F. Salvetti, D. Lenoble, J.P. Reynard, F. Wacquant, P. Morin, N. Emonet, D. Barge, M. Bidaud, D. Ceccarelli, P. Vannier, Y. Loquet, H. Leninger, F. Judong, C. Perrot, I. Guilmeau, R. Palla, A. Beverina, V. DeJonghe, M. Broekaart, V. Vachellerie, R.A. Bianchi, B. Borot, T. Devoivre, N. Bicais, D. Roy, M. Denais, K. Rochereau, R. Difrenza, N. Planes, H. Brut, L. Vishnobulta, D. Reber, P. Stolk, and M Woo. Low cost 65nm CMOS platform for Low Power General Purpose applications. *VLSI Technology, 2004. Digest of Technical Papers. 2004 Symposium on*, pages 10–11, 2004.
- [121] S. Azuma, H. Kawamura, S. Kawama, S. Toyoyama, T. Hasegawa, K. Kagoshima, M. Koutani, H. Kijima, K. Sakuno, and K. Iizuka. A digital terrestrial television (ISDB-T) tuner for mobile applications. *Solid-State Circuits Conference, IEEE International*, pages 278 – 528 Vol.1, Feb. 2004.
- [122] A. Babakhani, Xiang Guan, A. Komijani, A. Natarajan, and A. Hajimiri. A 77-GHz Phased-Array Transceiver With On-Chip Antennas in Silicon : Receiver and Antennas. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 2795–2806, Dec. 2006.
- [123] J. Borremans, S. Thijs, M. Dehan, A. Mercha, and P. Wambacq. A 20-GHz low-noise amplifier with active balun in a 0.25- $\mu\text{m}$  SiGe BICMOS technology. *ESSCIRC, 2009. Proceedings of*, pages 103–104, Sept.2009.
- [124] Yiqun Cao, V. Issakov, and M. Tiebout. A 2kV ESD-Protected 18GHz LNA with 4dB NF in 0.13 $\mu\text{m}$  CMOS. *Solid-State Circuits Conference. IEEE International*, pages 103–104, Feb.2008.
- [125] Fong-Cheng Chang, Ping-Cheng Huang, Shih-Fong Chao, and Huei Wang. A Low Power Folded Mixer for UWB System Applications in 0.18 $\mu\text{m}$  CMOS Technology. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, pages 367–369, May 2007.
- [126] P. S. Chen, D. Kim, J. I. Bergman, J. B. Hacker, and B. Brar. Wideband Low-Noise-Amplifier (LNA) with  $L_g = 50 \text{ nm}$  InGaAs pHEMT and wideband RF chokes. *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, pages 1–4, June 2011.

- [127] T.S.D. Cheung and J.R. Long. Shielded passive devices for silicon-based monolithic microwave and millimeter-wave integrated circuits. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 1183–1200, May 2006.
- [128] Min Chu, J.M. Huard, K.Y. Wong, and D.J. Allstot. A 5 GHz wide-range CMOS active phase shifter for wireless beamforming applications. *Radio and Wireless Symposium, IEEE*, pages 47 – 50, Jan. 2006.
- [129] F. Ellinger, H. Jackel, and W. Bachtold. Varactor-loaded transmission-line phase shifter at C-band using lumped elements. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, pages 1135 – 1140, April 2003.
- [130] F. Ellinger, R. Vogt, and W. Bachtold. A high yield ultra small passive vector modulator based phase shifter for smart antenna combining at C-band. *Microwave Conference, Asia-Pacific*, pages 794 –798, 2000.
- [131] F. Giancesello, D. Gloria, C. Raynaud, and S. Boret. 5 GHz 1.4 dB NF CMOS LNA integrated in 130 nm High Resistivity SOI technology. *Integrated Circuits, 2007. ISIC '07. International Symposium on*, pages 96 –99, Sept. 2007.
- [132] Xiang Guan and A. Hajimiri. A 24-GHz CMOS front-end. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 368 – 373, Feb.2004.
- [133] S.-H. Kim H.-Y. Yu, S.-S. Choi and Y.-H. Kim. K-band balun with slot pattern ground for wide operation using 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS technology. *Electronics Letters*, pages 51 –52, 2007.
- [134] K.W. Hamed, A.P. Freundorfer, and Y.M.M. Antar. A monolithic double-balanced direct conversion mixer with an integrated wideband passive balun. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 622 –629, March 2005.
- [135] S. Hamedi-Hagh and C.A.T. Salama. A novel C-band CMOS phase shifter for communication systems. *Circuits and Systems, Proceedings of the 2003 International Symposium on*, pages II-316 – II-319 vol.2, May 2003.
- [136] K. Hayashi and M. Muraguchi. An MMIC active phase shifter using a variable resonant circuit. *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, pages 1573 –1576 vol.3, June 1998.
- [137] Ta-Tao Hsu and Chien-Nan Kuo. Low voltage 2-mw 6/spl sim/10.6-ghz ultra-wideband CMOS mixer with active balun. *Circuits and Systems, 2006. 2006 IEEE International Symposium on*, pages 1–4, May 2006.
- [138] Myung-Woon Hwan, Sungho Beck, Sunki Min, Sanghoon Lee, Seungyup Yoo, Kyoohyun Lim, Hyosun Jung, Jeong-Cheol Lee, Seokyoung Hong, ChangHee Lee, Kyunglok Kim, Hyunji Song, Gyu-Hyeong Cho, and Sangwoo Han. A 1.8dB NF 112mW Single-Chip Diversity Tuner for 2.6GHz S-DMB Applications. *Solid-State Circuits Conference, IEEE International*, pages 2544 –2551, Feb. 2006.
- [139] K. Iizuka, H. Kawamura, T. Fujiwara, K. Kagoshima, S. Kawama, H. Kijima, M. Koutani, S. Toyoyama, and K. Sakuno. A 184 mw Fully Integrated DVB-H Tuner with a Linearized Variable Gain LNA and Quadrature Mixers Using Cross-Coupled Transconductor. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 862 –871, April 2007.
- [140] ITRS. *2010 Tables Wireless FOCUS D ITRS.xls*, 2010.
- [141] Harald Jacobsson, Lars Aspemyr, Mingquan Bao, Abdelkarim Mercha, and Geert Carchon. A 5-25 GHz high linearity, low-noise CMOS amplifier. *Solid-State Circuits Conference, Proceedings of the 32nd European*, pages 396 –399, Sept.2006.
- [142] Young jin Kim, Jae wan Kim, V.N. Parkhomenko, Donghyun Baek, Jae heon Lee, Eun yung Sung, Iiku Nam, and Byeong ha Park. A Multi-Band Multi-Mode CMOS DirectConversion DVB-H Tuner. *Solid-State Circuits Conference, IEEE International*, pages 2504 –2513, Feb. 2006.

- [143] Bo-Eun Kim, Se-Yeob Kim, Tae-Ju Lee, Jin-Kyu Lim, Young-Jin Kim, M.S. Jeong, K. Kim, Sung-Uk Kim, Sung-Ho Park, and Beom-Kyu Ko. A CMOS single-chip direct conversion satellite receiver for digital broadcasting system. *VLSI Circuits Digest of Technical Papers, 2002. Symposium on*, pages 238 – 241, 2002.
- [144] W.-M.L. Kuo, Qingqing Liang, J.D. Cressler, and M.A. Mitchell. An X-band SiGe LNA with 1.36 dB mean noise figure for monolithic phased array transmit/receive radar modules. *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2007 IEEE*, pages 1 –4, June 2006.
- [145] L. Lee, R.M. Sidek, S.S. Jamuar, and S. Khatun. Design of a Dual-Band Low Noise Amplifier (LNA) Utilizing Positive Feedback Technique. *Research and Development, 2006. SCORED 2006. 4th Student Conference on*, pages 22 –24, June 2006.
- [146] T. H. Lee. *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits, Second Edition*. Cambridge, 2003.
- [147] D. Leenaerts, J. Bergervoet, J.-W. Lobeek, and M. Schmidt-Szalowski. 900MHz/1800MHz GSM base station LNA with sub-1dB noise figure and +36dBm OIP3. *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), 2010 IEEE*, pages 513 –516, May 2010.
- [148] C.S. Lin, P.S. Wu, H.Y. Chang, and H. Wang. A 9-50-GHz Gilbert-Cell Down-Conversion Mixer in 0.13- $\mu$ m CMOS Technology. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, pages 293–295, May 2006.
- [149] Chao Lu, A.-V.H. Pham, and D. Livezey. On the feasibility of CMOS multiband phase shifters for multiple-antenna transmitters. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, pages 255 – 257, May 2006.
- [150] Liang-Hung Lu and Yu-Te Liao. A 4-GHz phase shifter MMIC in 0.18- $\mu$ m CMOS. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, pages 694 – 696, Oct. 2005.
- [151] S. Lucyszyn and I.D. Robertson. Decade bandwidth MMIC analogue phase shifter. *Microwaves, Radar and Wireless Communications, International Conference on*, pages 2/1 –2/6, Nov. 1991.
- [152] Pingxi Ma, M. Racanelli, Jie Zheng, and M. Knight. A novel bipolar-MOSFET low-noise amplifier (BiFET LNA), circuit configuration, design methodology, and chip implementation. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, pages 2175 – 2180, Nov. 2003.
- [153] F. Mahmoudi and C.A.T. Salama. 8 GHz, 1 V, high linearity, low power CMOS active mixer. *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, pages 401 – 404, June 2004.
- [154] U. Mayer, F. Ellinger, and R. Eickhoff. Compact circulator based phase shifter at C-band in BiCMOS. *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, IEEE*, pages 499 –502, June 2009.
- [155] S. Raman, N.S. Barker, and G.M. Rebeiz. A W-band dielectric-lens-based integrated monopulse radar receiver. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, pages 2308 –2316, Dec. 1998.
- [156] Yin Shi, F.F. Dai, Jun Yan, Hua Xu, Xuelian Zhang, Heping Ma, Fang Yuan, Xin Guan, and R.C. Jaeger. A fully integrated zero-IF mobile TV tuner RFIC for S-band CMMB application. *Custom Integrated Circuits Conference. IEEE*, pages 253 –256, Sep. 2008.
- [157] A. Steegen, R. Mo, R. Mann, M.-C. Sun, M. Eller, G. Leake, D. Vietzke, A. Tilke, F. Guarin, A. Fischer, T. Pompl, G. Massey, A. Vayshenker, W.L. Tan, A. Ebert, W. Lin, W. Gao, J. Lian, J.-P. Kim, P. Wrschka, J.-H. Yang, A. Ajmera, R. Knoefler, Y.-W. Teh, F. Jamin, J.E. Park, K. Hooper, C. Griffin, P. Nguyen, V. Klee, V. Ku, C. Baiocco, G. Johnson, L. Tai, J. Benedict, S. Scheer, H. Zhuang, V. Ramachandran, G. Matusiewicz, Y.-H. Lin, Y.K. Siew, F. Zhang, L.S. Leong, S.L. Liew, K.C. Park, K.-W. Lee, D.H. Hong, S.-M. Choi, E. Kaltalioglu, S.O. Kim, M. Naujok, M. Sherony, A. Cowley,

- A. Thomas, J. Sudijohno, T. Schiml, J.-H. Ku, and I. Yang. 65nm cmos technology for low power applications. *Electron Devices Meeting, 2005. IEEE International*, pages 64–67, Dec.2005.
- [158] Yu Su and K.K. O. An 800-/spl mu/w 26-GHz CMOS tuned amplifier. *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, page 4 pp., June.2006.
- [159] Q. Sun, J. Yuan, V. T. Vo, and A. A. Rezaadeh. Design and Realization of Spiral Marchand Balun Using CPW Multilayer GaAs Technology. *Microwave Conference, 36th European*, pages 68 –71, Sept. 2006.
- [160] B. Tavel, B. Duriez, R. Gwoziecki, M.T. Basso, C. Julien, C. Ortolland, Y. Laplanche, R. Fox, E. Sa-boure, C. Detcheverry, F. Boeuf, P. Morin, D. Barge, M. Bidaud, J. Bienacel, P. Garnier, K. Cooper, J.D. Chapon, Y. Trouille, J. Belledent, M. Broekaart, P. Gouraud, M. Denais, V. Huard, K. Rochereau, R. Difrenza, N. Planes, M. Marin, S. Boret, D. Gloria, S. Vanbergue, P. Abramowitz, L. Vishnubhotla, D. Reber, P. Stolk, M. Woo, and F. Arnaud. 65nm LP/GP mix low cost platform for multi-media wireless and consumer applications. *Solid-State Device Research Conference, 2005. Proceedings of 35th European*, pages 423–426, Sept.2006.
- [161] T.K. Thrivikraman, Wei-Min Lance Kuo, J.P. Comeau, A.K. Sutton, J.D. Cressler, P.W. Marshall, and M.A. Mitchell. A 2 mW, Sub-2 dB Noise Figure, SiGe Low-Noise Amplifier For X-band High-Altitude or Space-based Radar Applications. *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2007 IEEE*, pages 629 –632, June 2007.
- [162] Jeng-Han Tsai, Pei-Si Wu, Chin-Shen Lin, Tian-Wei Huang, J.G.J. Chern, and Wen-Chu Huang. A 25 ndash;75 GHz Broadband Gilbert-Cell Mixer Using 90-nm CMOS Technology. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, pages 247 –249, April 2007.
- [163] M.C. Tsai. A new compact wideband balun. *Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium*, pages 123 –125, 1993.
- [164] V. Vidojkovic, J. Van der Tang, A. Leeuwenburgh, and A. Van Roermund. Mixer topology selection for a 1.8 - 2.5 GHz multi-standard front-end in 0.18 mu;m CMOS. *Circuits and Systems. Proceedings of the 2003 International Symposium on*, pages II–300 – II–303 vol.2, May 2003.
- [165] J. Wagner, U. Mayer, and F. Ellinger. Passive transmission line phase shifter at C-band in CMOS using lumped elements. *Microwaves, Radar and Wireless Communications, 17th International Conference on*, pages 1 –4, May 2008.
- [166] J.M. Wu, N.K. Yang, and S.C. Li. Prediction of the dielectric properties of two-phase mixtures. *Journal of Microwave Power*, pages 215–222, 1977.
- [167] J.M. Wu, N.K. Yang, and S.C. Li. A low power WiMAX LNA with noise cancellation. *Communications and Networking in China, 2008. ChinaCom 2008. Third International Conference on*, pages 286 –288, Aug. 2008.
- [168] Hongtao Xu, C. Sanabria, A. Chini, S. Keller, U.K. Mishra, and R.A. York. A C-band high-dynamic range GaN HEMT low-noise amplifier. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, pages 262 – 264, June 2004.
- [169] Jiangtao Xu, C.E. Saavedra, and Guican Chen. 12 GHz-Bandwidth CMOS Mixer With Variable Conversion Gain Capability. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, pages 565 –567, Oct. 2011.
- [170] Tiku Yu and G.M. Rebeiz. A 22-24 GHz 4-Element CMOS Phased Array With On-Chip Coupling Characterization. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, pages 2134 –2143, Sept. 2008.

- 
- [171] H. Zarei, C.T. Charles, and D.J. Allstot. Reflective-Type Phase Shifters for Multiple-Antenna Transceivers. *Circuits and Systems I : Regular Papers, IEEE Transactions on*, pages 1647 –1656, Aug. 2007.
- [172] E. Zencir, N.S. Dogan, E. Arvas, and M. Ketel. A low power low noise amplifier in 0.35 um SOI CMOS technology. *Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03. Proceedings of the 2003 International Symposium on*, pages I-293 – I-296 vol.1, May 2003.
- [173] You Zheng and C.E. Saavedra. An Ultra-Compact CMOS Variable Phase Shifter for 2.4-GHz ISM Applications. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, pages 1349 –1354, June 2008.



## Conclusion générale et perspectives



I fé pa la bou avan la pli.

# Conclusion générale et perspectives

Cette thèse présente une étude de faisabilité d'un récepteur faible coût et faible consommation pour l'extension du standard DVB-S à la mobilité. Ce démonstrateur doit être capable de recevoir de très faibles signaux (avec une puissance de l'ordre de -110 dBm) issus du satellite géostationnaire. Il doit également avoir un facteur de bruit en dB le plus faible possible (inférieur à 1 dB) pour ne pas dégrader l'information reçue. La bande passante à traiter est de l'ordre de 200 MHz, ce qui correspond à environ 6 canaux de 33 MHz, soit à environ une cinquantaine de chaînes pour la télévision numérique. L'objectif de ce projet est de proposer des solutions pour lever les verrous technologiques quant à la réalisation d'un tel système en technologie CMOS 65 nm.

En comparaison avec la réception fixe par satellite, la parabole doit être remplacée par un réseau d'antennes afin d'allier la volonté d'intégration et de portabilité avec le besoin d'un gain suffisamment élevé pour amplifier les très faibles signaux reçus. De plus, il est nécessaire d'exciter chaque antenne d'un sous-réseau avec un gradient de phase pour dépointer le lobe principal et ainsi « tracker » le satellite.

Le bilan de liaison pour un système satellitaire impose un rapport signal-à-bruit (*SNR*) relativement élevé. La dégradation de ce *SNR* est principalement due aux performances de l'amplificateur faible bruit (*LNA*) directement connecté au sous-réseau d'antennes. Pour pallier aux limitations en bruit de la technologie CMOS, nous suggérons une approche système pour améliorer le *SNR* après la démodulation analogique du signal en utilisant un processeur analogique. Ce processeur purifie le signal en moyennant plusieurs échantillons de l'information reçue.

Notre démonstrateur est constitué de la mise en parallèle de plusieurs récepteurs afin d'améliorer ses performances RF. De ce fait, pour combiner en phase les signaux issus de ces chemins unitaires, un déphaseur variable de 360° est nécessaire. La mise en système de blocs unitaires requiert un soin particulier lors de l'adaptation inter-étage ; ce qui induit un choix judicieux des fréquences intermédiaires, permettant ainsi une adaptation compacte.

Du fait de la contrainte de mobilité, il est nécessaire d'appliquer une méthodologie faible consommation. Ce premier démonstrateur montre que le *LNA* et le combineur en puissance font exploser le budget de consommation. Il est donc primordial que ces blocs soient optimisés avec des techniques de faible consommation.

Cette étude de faisabilité aboutit à un inventaire de solutions technologiques pour qu'un tel système soit réalisable en technologie CMOS, ce qui constitue donc les perspectives de ces travaux de thèse.

Une réflexion doit être menée sur la visée du satellite en proposant une solution hybride afin d'allier les avantages du déphasage électronique (à l'aide de déphaseurs purs) avec ceux d'une approche mécanique afin d'assurer le dépointage du lobe principal en évitant une remontée trop importante des lobes secondaires. De plus, afin d'améliorer le bilan de liaison, il serait intéressant de maximiser le gain du sous-réseau d'antennes en optimisant son réseau d'excitation et éventuellement en modifiant l'antenne unitaire ou le nombre d'éléments par sous-réseau.

Afin de valider la faisabilité du démonstrateur final (*Front-End*, Processeur analogique, algorithme d'amélioration du *SNR*) et quantifier ses performances globales pour le standard DVB-S, des simulations mixtes complémentaires

(au niveau transistor et VHDL-AMS) devraient être effectuées.

Des pistes d'optimisation du Front-End demeurent, à savoir :

- le *LNA* doit être conçu avec une technologie compétitive en bruit (technologie CMOS SOI ou BiCMOS) ;
- la consommation en puissance du mélangeur doit être réduite tout en préservant de bonnes performances en gain, en bruit et en linéarité ;
- la surface d'intégration du balun doit être réduite ;
- le combineur en puissance doit être optimisé pour garantir les améliorations attendues des performances du système ;
- la conception du déphaseur variable doit être finalisé et intégré au démonstrateur ;
- enfin, l'oscillateur local et l'amplificateur *FI* doivent être aussi insérés dans le système final.

Mes travaux de Doctorat m'ont apporté une expérience significative en conception de circuits intégrés analogiques aux fréquences micro-ondes (1 à 12 GHz). Pour les blocs conçus à 12 GHz, la méthodologie de conception suivie est similaire à celle des circuits en bande millimétrique (simulations électromagnétiques, extraction des parasites. . .). J'ai aussi acquis des compétences au niveau système et une première expérience sur les réseaux d'antennes.





## Annexes



Je procéderaï, autant que je pourrais,  
par approfondissements successifs,  
approfondissements d'analyse,  
approfondissements d'intuition.

Charles Péguy



# Annexe 1 : Distribution des champs/courants et diagramme de rayonnement d'une antenne microruban (*patch*)

## 1. Répartition des champs et courants

Dans les antennes imprimées, les distributions de courants qui génèrent le champ rayonné sont imposées par des modes résonnants. L'antenne imprimée peut être identifiée à une cavité résonnante dans laquelle on est capable de mettre en évidence les modes qui peuvent s'installer. Chaque mode conduit à une distribution de courant sur le *patch*, et le diagramme de rayonnement peut être calculé en faisant rayonner ces courants. La nature des modes dépend de la forme du *patch*. Une étude analytique est menée pour des antennes microruban de forme rectangulaire [174]. Ce type de *patch* est assimilé à une cavité ayant deux murs électriques parfaits (les surfaces conductrices) et quatre murs magnétiques parfaits (Figure 4.9.2).

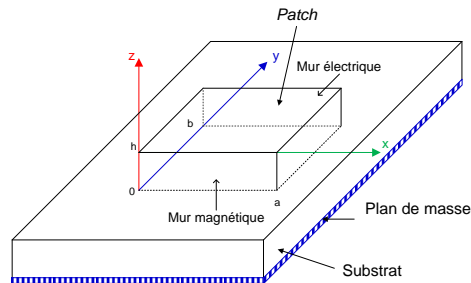


FIGURE 4.9.2 – Modèle de la cavité d'une antenne microruban rectangulaire

### Hypothèses de travail

Quelques hypothèses doivent être émises afin de déterminer les modes qui s'installent dans cette cavité :

- les murs électriques en  $z = 0$  et  $z = h$  sont idéaux
- les murs magnétiques en  $y = 0$ ,  $y = b$ ,  $x = 0$  et  $x = a$  sont idéaux
- la hauteur  $h$  du substrat au-dessus du plan de masse est très inférieure à la longueur d'onde correspondant à la fréquence de fonctionnement de l'antenne (fréquence du mode excité).

Cette dernière hypothèse permet d'en déduire que le champ électromagnétique ne varie quasiment pas sur la hauteur  $h$ . Par ailleurs, puisque le champ électrique tangentiel est nul (car constamment continu à l'interface entre deux milieux) en  $z = 0$  et  $z = h$ , on en déduit que les lignes de champ qui atteignent les conducteurs dans ces deux plans sont orthogonales à ces plans.

Au final, le champ électrique interne à la cavité ne peut être orienté que suivant  $Oz$  et est constant sur une ligne de champ entre les deux conducteurs, comme le montre l'équation 4.9.1 :

$$\vec{E} = E_z(x, y) \vec{U}_z \quad (4.9.1)$$

On peut en déduire le champ magnétique interne en utilisant la relation de Maxwell (Equation 4.9.2) :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = j \omega \vec{B} \quad (4.9.2)$$

$$\vec{B} = -\frac{1}{j \omega} \left\{ \frac{\partial E_z}{\partial y} \vec{U}_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} \vec{U}_y \right\} \quad (4.9.3)$$

$$\vec{B} = B_x \vec{U}_x + B_y \vec{U}_y \quad (4.9.4)$$

A noter qu'il n'existe pas de composante de champ magnétique suivant  $Oz$ . Les lignes de champ magnétiques sont donc parallèles au plan  $z = 0$ . L'équation de propagation se simplifie car il n'y a qu'une composante de champ suivant  $Oz$  et cette composante n'a pas de dépendance en  $z$  (Equation 4.9.5) :

$$\frac{\partial^2 E_z(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z(x, y)}{\partial y^2} + k^2 E_z(x, y) = 0 \text{ avec } k^2 = k_x^2 + k_y^2 \quad (4.9.5)$$

Le champ électrique se présente donc sous la forme (Equation 4.9.6) :

$$E_z(x, y) = [A \cos(k_x x) + B \sin(k_x x)] \cdot [C \cos(k_y y) + D \sin(k_y y)] \quad (4.9.6)$$

Les conditions aux limites sur les murs magnétiques parfaits imposent un champ magnétique tangentiel nul sur ces parois, soit (Equations 4.9.9 et 4.9.8) :

$$B_x = 0 \text{ en } y = 0 \text{ et } y = b \quad (4.9.7)$$

$$B_y = 0 \text{ en } x = 0 \text{ et } x = a \quad (4.9.8)$$

Les formules 4.9.3 et 4.9.9 permettent d'en déduire que (Equation 4.9.9) :

$$B_x = 0 \text{ et } \frac{\partial E_z}{\partial y} = 0 \quad (4.9.9)$$

On a donc :

$$E = 0 \text{ en } y = 0 \quad (4.9.10)$$

$$k_y = n \frac{\pi}{b} \text{ en } y = b \quad (4.9.11)$$

De même, 4.9.3 et 4.9.8 permettent d'en déduire que :

$$B = 0 \text{ en } x = 0 \quad (4.9.12)$$

$$k_y = m \frac{\pi}{a} \text{ en } x = a \quad (4.9.13)$$

Les champs électrique et magnétique s'écrivent ainsi (Equations 4.9.14, 4.9.15, 4.9.16) :

$$E_z(x, y) = A' \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (4.9.14)$$

$$B_x(x, y) = A' \frac{n\pi}{j\omega b} \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (4.9.15)$$

$$B_y(x, y) = -A' \frac{m\pi}{j\omega a} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (4.9.16)$$

Les entiers  $m$  et  $n$  désignent l'ordre des modes qui s'excitent suivant les directions  $x$  et  $y$ . Le mode suivant la direction  $z$  a été identifié comme correspondant à un entier  $p=0$ , car tous les champs sont constants suivant cette direction à l'intérieur de la cavité. On peut dès lors déterminer la fréquence de résonance de chacun des modes. En effet, nous savons que la constante de propagation est telle que (Equation 4.9.17) :

$$k^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \text{ et } k^2 = \omega^2 \varepsilon \mu = 4\pi^2 f^2 \varepsilon \mu \quad (4.9.17)$$

Et par conséquent, la fréquence de résonance peut s'exprimer de la manière suivante (Equation 4.9.18) :

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{\varepsilon \mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (4.9.18)$$

En pratique, le mode le plus utilisé est le mode  $(m, n, p) = (1, 0, 0)$  ou  $(m, n, p) = (0, 1, 0)$ .

Donc, la fréquence vaut alors (Equation 4.9.19) :

$$f = \frac{c}{2a \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \text{ pour } (m, n, p) = (1, 0, 0) \quad (4.9.19)$$

On peut à présent représenter l'allure des champs électriques et magnétiques ainsi que l'allure du courant sur le *patch*. Dans le mode fondamental  $(m, n, p)$ , les allures de champs électrique et magnétique sont illustrées Figures 4.9.3 et 4.9.4 respectivement.

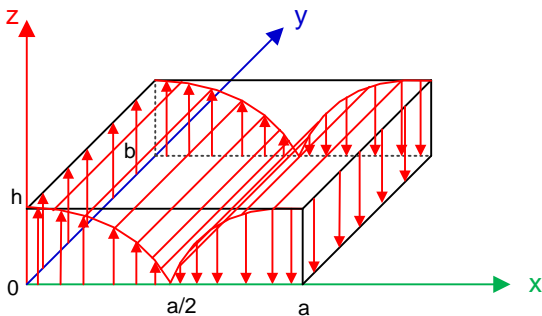


FIGURE 4.9.3 – Allure du champ électrique du *patch* rectangulaire

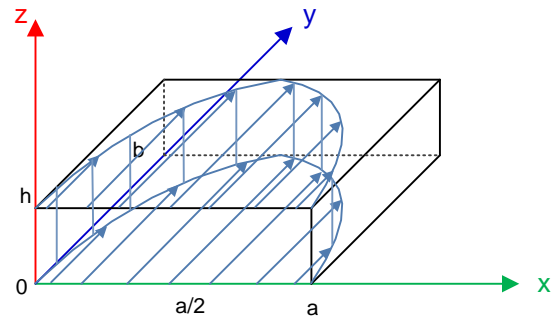


FIGURE 4.9.4 – Allure du champ magnétique du *patch* rectangulaire

Les courants à la surface du *patch* sont, quant à eux, donnés par la relation suivante (Equation 4.9.21) :

$$\vec{J} = \vec{n} \wedge \vec{H} \quad (4.9.20)$$

$$\vec{J} = \vec{U}_z \wedge \frac{\vec{B}}{\mu} \quad (4.9.21)$$

Ainsi, l'expression finale du courant à la surface du *patch* est donnée par l'équation 4.9.22 ci-dessous :

$$\vec{J}(x, y) = \frac{\pi}{j \omega \mu a} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \vec{U}_x \quad (4.9.22)$$

L'allure du courant à la surface du *patch* est illustrée Figure 4.9.5.

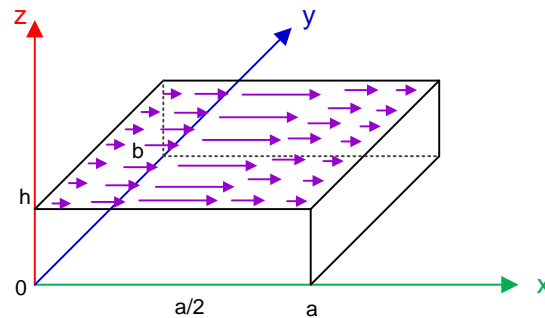


FIGURE 4.9.5 – Allure du courant en surface du *patch*

L'orientation de ces courants qui sont tous parallèles permet de définir deux plans de coupe dans lesquels la polarisation de l'onde rayonnée est parfaitement déterminée : le plan E qui contient le vecteur champ électrique et qui correspond au plan  $y=0$ , et le plan H qui contient le vecteur champ magnétique et qui correspond au plan  $x=0$ .

A noter que cette répartition n'est pas rigoureusement celle qui peut être mesurée dans la réalité car il y a des perturbations de champs qui apparaissent au niveau de l'alimentation du patch, que ce soit par câble coaxial, par ligne ou par fente. Néanmoins, le caractère résonnant est suffisamment fort pour que la forme des courants imposés par le mode constitue une bonne approximation de la réalité, et donne une allure correcte du champ rayonné.

## 2. Diagramme de rayonnement du patch

A partir de cette répartition de courant, on peut en déduire l'approximation analytique du champ lointain rayonné par l'antenne. Les calculs étant extrêmement lourds, seule la formule finale du champ rayonné est donnée. Le champ total rayonné est de la forme suivante (Equation 4.9.24) :

$$\vec{E}(P) = \left\{ b \cos\left(\frac{W a}{2}\right) \frac{\sin\left(\frac{V b}{2}\right)}{\frac{V b}{2}} \cos(\varphi) + W \sin\left(\frac{V b}{2}\right) \frac{\cos\left(\frac{W a}{2}\right)}{W^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \sin(\varphi) \right\} \vec{U}_\theta \quad (4.9.23)$$

$$\vec{E}(P) = + \left\{ -b \cos\left(\frac{W a}{2}\right) \frac{\sin\left(\frac{V b}{2}\right)}{\frac{V b}{2}} \sin(\varphi) + W \sin\left(\frac{V b}{2}\right) \frac{\cos\left(\frac{W a}{2}\right)}{W^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \cos(\varphi) \right\} \cos(\theta) \vec{U}_\theta \quad (4.9.24)$$

avec,

$$V = k \sin(\theta) \sin(\varphi) \text{ et } W = k \sin(\theta) \cos(\varphi) \quad (4.9.25)$$

Finalement, suivant les plans E ou H, le diagramme de rayonnement approximatif est de la forme suivante :

– dans le plan E ( $\varphi = 0^\circ$ ), selon l'équation 4.9.26 :

$$E_E(\theta) = \left| \cos\left(\frac{\pi \sin(\theta)}{2 \sqrt{\epsilon_r}}\right) \right| \quad (4.9.26)$$

– dans le plan H ( $\varphi = 90^\circ$ ), selon l'équation 4.9.27 :

$$E_H(\theta) = \left| \frac{\sin\left(\frac{k b \sin(\theta)}{2}\right)}{\frac{k b \sin(\theta)}{2}} \cos(\theta) \right| \text{ avec } k = \frac{\pi}{a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.9.27)$$





# Annexe 2 : Calcul de la température de bruit de l'antenne

La température équivalente de bruit est la température à laquelle il faudrait mettre une résistance de référence pour qu'elle génère la même puissance de bruit que le dispositif [176].

La température de bruit d'une antenne dépend de deux paramètres [176] :

- la température moyenne de bruit des régions “vues” par l'antenne au travers de son diagramme de rayonnement
- ses pertes

Les pertes comprennent les pertes propres à l'antenne mais aussi celles des câbles de couplage et de raccordement au premier amplificateur pour lequel a été définie une température de bruit. La puissance du bruit généré par l'antenne dépend de la température de bruit des régions pointées par chaque lobe du diagramme de rayonnement et pondérée par le gain de ce lobe. Ceci est le plus difficile à déterminer. Généralement, le calcul s'effectue “à la louche” et on cherche à diminuer au maximum les lobes secondaires qui regardent le sol à 290 K.

Une méthode de calcul consiste à associer des résistances aux puissances concernées, telle que :

- la puissance perdue par effet Joule et déterminant le rendement électrique [ $R_p$ ]
- la puissance rayonnée vers le sol (lobes secondaires) [ $R_{sol}$ ]
- la puissance rayonnée vers l'espace (lobe principal) [ $R_{ray}$ ]

Il reste à déterminer la contribution de chaque résistance au bruit total de l'antenne. Un tel système peut être représenté schématiquement sur la figure 4.9.6 ci-dessous.

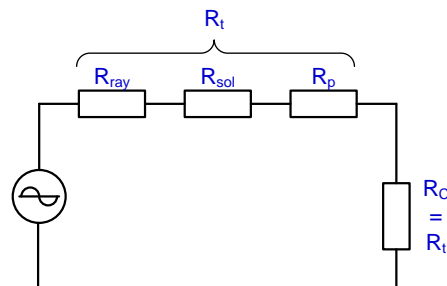


FIGURE 4.9.6 – Résistances associées aux puissances concernées

On peut dès lors calculer les valeurs de ces résistances et de la température de bruit correspondante :

– **Pertes dans les lignes**

Les pertes dans les lignes  $50 \Omega$  de la plupart des antennes conçues dans ce travail sont d'environ 0.5 dB, ce qui correspond à la mise en série avec la charge d'une résistance  $R_P$  qui vaut (Equation 4.9.28) :

$$R_P = R_C (10^{0.05} - 1) \text{ avec } R_C : \text{résistance de charge de } 50 \Omega \quad (4.9.28)$$

soit, la température de bruit correspondante  $T_P$  est égale à (Equation 4.9.29) :

$$T_P = T_0 \frac{R_P}{R_C} \text{ avec } T_0 : \text{température du bruit généré par la Terre} \quad (4.9.29)$$

– **Pertes dans l'antenne**

Un rendement  $\eta$  signifie que l'impédance de  $R_C = 50 \Omega$  du système est composé d'une résistance de rayonnement de  $R_C = 50 \Omega$  en série avec une résistance de pertes de  $R_a = R_C (1 - \eta)$ , dont la température de bruit  $T_a$  vaut (Equation 4.9.30) :

$$T_a = T_0 \frac{R_a}{R_C} \quad (4.9.30)$$

– **Lobes secondaires**

Une puissance de -N dB par rapport au lobe principal représente un rapport  $10^{N/10}$  soit une résistance de rayonnement  $R_{sol}$  vers le sol de (Equation 4.9.31) :

$$R_{sol} = \frac{\eta R_C}{10^{N/10}} \quad (4.9.31)$$

soit, une température de bruit qui vaut (Equation 4.9.32) :

$$T_{sol} = T_0 \frac{R_{sol}}{R_C} \quad (4.9.32)$$

– **Rayonnement dans l'espace**

Une partie de la résistance de rayonnement correspond au lobe principal dirigé vers l'espace et est égale à (Equation 4.9.33) :

$$R_{ray} = \eta R_C - R_{sol} \quad (4.9.33)$$

La température de bruit vaut donc (Equation 4.9.34) :

$$T_{ray} = T_{ciel} \frac{R_{ray}}{R_C} \text{ avec } T_{ciel} : \text{température de bruit du ciel } (\sim 20^\circ K) \quad (4.9.34)$$

La température de bruit du système antennaire est donc égale à (Equation 4.9.35) :

$$T_t = T_P + T_a + T_{sol} + T_{ray} \quad (4.9.35)$$

Le bruit du ciel cosmique est généré par les étoiles de l'univers. Celui que nous recevons sur Terre provient essentiellement de notre galaxie. La puissance du bruit cosmique est également fonction de la région "regardée" dans l'univers. Il augmente dans la direction de la Voie Lactée et, naturellement, il est maximal quand nous pointons vers l'étoile la plus proche qui est le soleil.

# Annexe 3 : Effet Doppler-Fizeau

## 1. L'expérience de tous les jours

On considère un observateur immobile sur le bord de la route qui écoute l'avertisseur sonore d'un véhicule qui s'approche puis s'éloigne de lui avec une vitesse  $v_{em}$ .

$c$  : vitesse de propagation dans le vide;  $f_{em}$  : fréquence émise  
 Soit :  $T_{em}$  : période des ondes émises;  $\lambda_{rec}$  : longueur d'onde reçue par l'observateur  
 $\lambda_{em}$  : longueur d'onde émise;  $f_{rec}$  : fréquence reçue par l'observateur

La variation de la longueur d'onde est égale à la distance parcourue par la source pendant une période,  $\lambda_{rec}$  (Equation 4.9.36) :

$$\lambda_{rec} = \lambda_{em} \pm v_{em} T_{em} \Rightarrow \lambda_{rec} = c T_{em} \pm v_{em} T_{em} \text{ car } \lambda_{em} = c T_{em} \quad (4.9.36)$$

$$\Rightarrow \frac{c}{f_{rec}} = c T_{em} \pm v_{em} T_{em} \text{ car } \lambda_{rec} = \frac{c}{f_{rec}} \quad (4.9.37)$$

$$\Rightarrow \frac{c}{f_{rec}} = T_{em} (c \pm v_{em}) \quad (4.9.38)$$

d'où, la fréquence perçue par l'observateur  $f_{rec}$  vaut (Equation 4.9.39) :

$$f_{rec} = \frac{f_{em}}{1 \pm \frac{v_{em}}{c}} \quad (4.9.39)$$

Initialement, l'observateur perçoit un son de fréquence  $f_{rec} = \frac{f_{em}}{1 - \frac{v_{em}}{c}} > f_{em}$  donc plus aigu que  $f_{em}$ . Quand le véhicule est à son niveau, il entend un son de fréquence  $f_{em}$  (pas d'effet transversal). Quand la source s'éloigne, la fréquence tend vers  $f_{rec} = \frac{f_{em}}{1 + \frac{v_{em}}{c}} < f_{em}$  (plus grave).

## 2. Notre application

Pour notre application la source (le satellite) est fixe et l'observateur est mobile. On peut généraliser l'équation 4.9.39 pour des sources et observateurs mobiles (Equation 4.9.41).

$$\lambda_{rec} \pm v_{rec} T_{rec} = \lambda_{em} \pm v_{em} T_{em} \Rightarrow \frac{c}{f_{rec}} \pm \frac{v_{rec}}{f_{rec}} = \frac{c}{f_{em}} \pm \frac{v_{em}}{f_{em}} \quad (4.9.40)$$

$$\Rightarrow \frac{f_{rec}}{1 \pm \frac{v_{rec}}{c}} = \frac{f_{em}}{1 \pm \frac{v_{em}}{c}} \quad (4.9.41)$$



# Annexe 4 : Influence des paramètres de l'antenne microruban sur son rayonnement

L'étude sous Matlab permet d'analyser le comportement de l'antenne microruban suivant les valeurs de ses paramètres. La largeur  $L$  fixant la fréquence de résonance, ce paramètre sera considéré comme fixe. Nous pouvons donc modifier la permittivité relative du substrat qui dépend du matériau utilisé et la hauteur de ce substrat. Modifier  $W$  permet également de changer la directivité de l'antenne.

## 1. Diagrammes de rayonnement pour différentes permittivités relatives

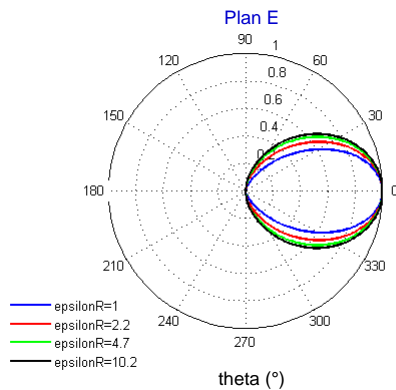


FIGURE 4.9.7 – Diagrammes de rayonnement pour différentes permittivités en coordonnées polaires

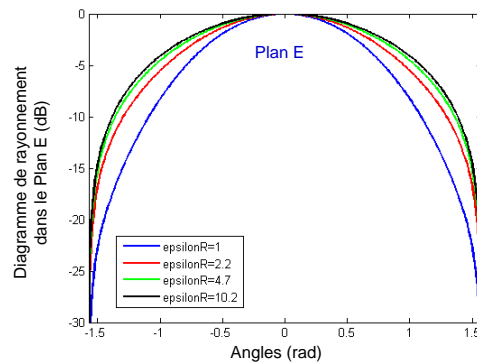


FIGURE 4.9.8 – Diagrammes de rayonnement pour différentes permittivités en coordonnées cartésiennes

On constate que plus la permittivité relative du substrat est élevée, moins l'antenne est directive, c'est-à-dire plus l'antenne a un caractère omnidirectionnel (Figures 4.9.7 et 4.9.8). Ainsi, pour une permittivité relative de 20, on mesure un angle d'ouverture de  $102^\circ$  soit une augmentation de  $21^\circ$  par rapport au cas d'une permittivité de 2.2.

A noter qu'il n'est pas nécessaire de regarder le rayonnement dans le plan H car celui-ci varie peu suivant la permittivité.

## 2. Diagrammes de rayonnement pour différentes épaisseurs de substrat

On note que l'épaisseur du substrat joue un rôle dans la directivité de l'antenne (Figures 4.9.9 et 4.9.10). Néanmoins, le rôle de l'épaisseur vis-à-vis de l'angle d'ouverture reste modeste en comparaison de celui de la permittivité.

## 3. Directivité de l'antenne suivant $W/\lambda_0$

Une formule approchée pour calculer la directivité d'une antenne patch est donnée par l'équation 4.9.42 ci-dessous[175] :

$$Directivité = \frac{1}{15G} \left( \frac{W}{\lambda_0} \right)^2 \quad (4.9.42)$$

où,  $G = \frac{W}{120\lambda_0} - \frac{1}{60\pi^2}$  (pour  $0.35\lambda_0 < W < 2\lambda_0$ ) : conductance équivalente

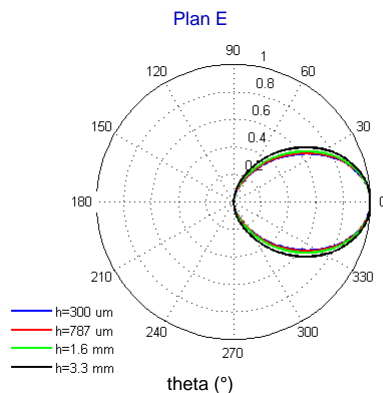


FIGURE 4.9.9 – Diagrammes de rayonnement pour différentes épaisseurs de substrat

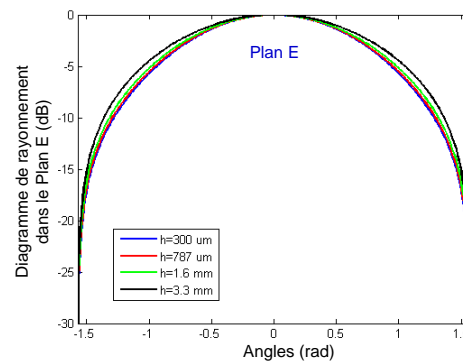


FIGURE 4.9.10 – Diagrammes de rayonnement pour différentes épaisseurs de substrat

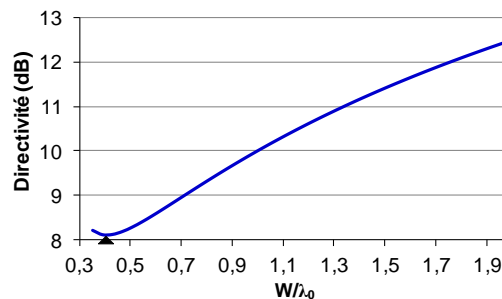


FIGURE 4.9.11 – Directivité de l'antenne

La valeur de directivité issue des équations précédentes et affichée Figure 4.9.11 qui est 8.1dB pour  $W=1.01$  cm correspond à nos attentes. On constate aussi que plus la largeur  $W$  est grande et plus la directivité est forte. Il convient néanmoins de faire attention dans le choix de la largeur  $W$  car une largeur trop grande n'est pas adaptée à notre application.

# Bibliographie

[1]

[174] ASSOCIATE PROFESSOR Ir. Dr. WAN KHAIRUDDIN WAN ALI. *Wideband microstrip antenna for land based vehicles*. Research project, University of Malaisia, 2004.

[175] Paul François Combes. *Micro-ondes - Circuits passifs, propagation, antennes*. Dunod, 1997.

[176] Beranger R. Bruit thermique et réception. *Radio-REF*, pages 1–4, Décembre 2003.





**Contribution à la conception d'un récepteur mobile faible coût  
et faible consommation dans la bande Ku pour le standard DVB-S**

\*\*\*\*\*

**Résumé :**

Cette thèse présente une étude de faisabilité d'un récepteur faible coût et faible consommation pour l'extension du standard DVB-S à la mobilité. L'objectif de ce projet est de proposer des solutions pour lever les verrous technologiques quant à la réalisation d'un tel système en technologie CMOS 65 nm.

Ce manuscrit de thèse, articulé autour de quatre chapitres, décrit toutes les étapes depuis la définition des spécifications du réseau d'antennes et de la chaîne de réception jusqu'à la présentation de leurs performances, en passant par l'étude de leurs architectures et de la conception des différents blocs.

Suite à l'étude au niveau système et au bilan de liaison, le démonstrateur envisagé est constitué d'un réseau d'antennes (huit sous-réseaux de huit antennes microruban) suivi de la mise en parallèle de huit chemins unitaires pour satisfaire les exigences (Gain, Facteur de bruit, Rapport signal-à-bruit...) de l'application visée.

Ce travail a abouti à la démonstration de la faisabilité d'une architecture innovante. Par ailleurs, nous avons aussi démontré sa non-application pour le standard DVB-S en raison des limitations en bruit de la technologie CMOS. Cependant, des pistes existent pour améliorer le rapport signal-à-bruit du démonstrateur, à savoir l'utilisation d'un LNA (*Low Noise Amplifier*) avec une technologie compétitive en bruit et/ou d'un traitement du signal après la démodulation en bande par un processeur analogique.

**Mots clés :**

Récepteur, mobilité, technologie CMOS 65 nm, bande Ku, télévision numérique, satellite géostationnaire

---

**Contribution to the design of a low power and low cost**

**12-GHz receiver for DVB-S applications**

\*\*\*\*\*

**Abstract :**

This work focuses on the feasibility of a low cost and low power receiver in order to extend the DVB-S standard to mobility. The objective of this project is to suggest solutions to overcome technological bottlenecks for the realization of such a demonstrator with 65 nm CMOS technology.

This report composed of four chapters, describes all steps from the specification definition to the performances of the antenna array and the receiver through the architecture study and the different blocks design.

Following the system study and the down link budget, the suggested demonstrator is composed by an antenna array (eight sub-arrays of eight patches) and an 8-phased array receiver in order to fulfill the specifications (Gain, Noise Figure, Signal-to-noise ratio...) of the targeted application.

An innovative architecture has been demonstrated during this feasibility study. Moreover, due to the noise limitations of CMOS technology, it may be difficult to fulfill the DVB-S standard. However, some solutions have been suggested to improve the signal-to-noise ratio of the demonstrator : a low noise technology might be used to achieve the stringent noise requirements ; a signal processing might be performed after the baseband demodulation by an analog processor.

**Index term :**

Receiver, mobility, 65 nm CMOS technology, Ku band, digital television, geostationary satellite

**Laboratoire :** IMS ( Laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système), 351 Cours de la Libération - 33405 Talence Cedex - France