



HAL
open science

Système de détection embarqué ULB millimétrique pour la perception de l'environnement

Pape Sanoussy Diao

► To cite this version:

Pape Sanoussy Diao. Système de détection embarqué ULB millimétrique pour la perception de l'environnement. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Paris-Est, 2019. Français. NNT : 2019PESC2005 . tel-02400120

HAL Id: tel-02400120

<https://theses.hal.science/tel-02400120>

Submitted on 9 Dec 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITÉ PARIS-EST

ÉCOLE DOCTORALE MSTIC

MATHÉMATIQUES, SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION ET DE LA
COMMUNICATION

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR

de l'Université Paris-Est

Spécialité : Électronique, Optronique et Systèmes

Auteur :

Pape Sanoussy DIAO

Systeme de détection embarqué ULB millimétrique pour la perception de l'environnement

Thèse dirigée par : Martine VILLEGAS

Encadrée par : Benoît POUSSOT et Thierry ALVES

Présentée et soutenue publiquement le 3 Juillet 2019

Jury :

<i>Rapporteurs :</i>	Pr. Thierry PARRA	LAAS-CNRS
	Dr. HDR Geneviève MAZÉ-MERCEUR	CEA-CESTA
<i>Examineurs :</i>	Dr. HDR Dominique MORCHE	CEA-LETI
	Dr. Thierry ALVES	ESYCOM/ ESIEE Paris
	Dr. Benoît POUSSOT	ESYCOM/ UPEM
	Pr. Martine VILLEGAS	ESYCOM/ ESIEE Paris
<i>Invités :</i>	Dr. Sylvain AZARIAN	SDR-Technologies
	Dr. Fabien ROBERT	OMMIC

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier très chaleureusement mes encadrants Martine VILLEGAS, Thierry ALVES et Benoît POUSSOT sans qui ce travail n'aurait pas abouti. Merci pour avoir guidé mon travail et pour avoir enrichi mes connaissances. Merci également pour votre soutien, votre disponibilité, vos conseils et la confiance que vous m'avez accordée.

Merci particulièrement à Thierry et à Benoît pour les aventures personnelles que j'ai partagées avec chacun de vous. Merci Thierry pour les balades à Hong Kong et pour le thé matcha ! Mais aussi de m'avoir fait découvrir le club radio à Neuilly Plaisance. Et pour Benoît, je n'oublierai jamais cette aventure à Chamonix autour de cette mytique course que tu as réussi. Merci pour l'Oxy'Trail, je pense que tu as réveillé le coureur qui est en moi ! Merci à vous pour vos beaux cœurs.

Je tiens à remercier très sincèrement les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer mes travaux et d'être venus à ma soutenance. Merci pour vos différentes analyses, interrogations, suggestions etc. Grand merci à Mme MAZÉ-MERCEUR et M. PARRA d'avoir accepté de rapporter ma thèse.

Merci à tous les enseignants/ chercheurs de l'ESYCOM qui m'ont aidés durant ces années de thèse. Merci à Geneviève, Shermila, Corinne, Hakim, François, Stéphane, Marjorie, Elodie, Jean-Marc etc. Merci pour vos discussions enrichissantes et pour avoir alimenté ma réflexion. Merci également aux ingénieurs Lionel, Laurent, Patrice, Christophe et au personnel administratif de ESIEE Paris Claire, Nadine, Stéphanie.

Merci à tous mes collègues de ESIEE Paris ou de l'UPEM, doctorants et docteurs. Je pense à Carlos, Zerihun, Siqi, Ayichatou, Imad, Miyassa, Ariston, Wafa, Walid, Jocelyn etc. Merci pour les différentes conversations et toutes les choses que j'ai apprises grâce à vous.

Je ne peux terminer sans remercier mes parents et tous ceux qui m'ont aidés, soutenus et encouragés durant toutes ces années d'études. Merci Maman pour la patience, maintenant je pense avoir fini d'étudier ! Merci papa pour m'avoir toujours donné l'envie d'étudier et de là où tu es de m'avoir donné la force d'en arriver là. Merci du fond du cœur à toute ma famille et à mes amis.

Comme disait Descartes dans son œuvre *Discours de la méthode*, et sans prétention aucune, j'espère que ce manuscrit sera utile à quelques-uns, sans être nuisible à personne.

À mon papa,

À mon ami Ibrahima,

À ma famille.

Table des matières

Table des figures	ix
Liste des tableaux	x
Abréviations	xi
Symboles et notations	xiii
Introduction	1
1 État de l’art et fondamentaux pour la détection	3
1.1 Bande millimétrique	4
1.1.1 Présentation de la bande millimétrique	4
1.1.2 Caractéristiques de la propagation en milieu extérieur	5
1.1.2.1 Atténuation en espace libre	5
1.1.2.2 Absorption par les gaz de l’atmosphère	5
1.1.2.3 Affaiblissement dû à la pluie	6
1.1.3 Normalisation des bandes millimétriques	7
1.1.3.1 Réglementation en bande V	7
1.1.3.2 Réglementation en bande E	9
1.1.3.3 Autres bandes normalisées	11
1.1.4 Opportunités de la bande des 60 GHz	11
1.2 Systèmes Radar	12
1.2.1 Fréquences radar et applications	12
1.2.2 Principaux types de radar et caractéristiques	14
1.2.2.1 Radars à ondes continues	14
1.2.2.2 Radars impulsionnels	20
1.2.2.3 Classification et Comparaison des radars	24
1.2.3 Grandeurs caractéristiques d’un radar	26
1.2.3.1 Mesure angulaire	26
1.2.3.2 Équation radar	27
1.3 Surface équivalente radar	30
1.3.1 Généralités sur la SER	30

1.3.1.1	Zones de diffusion du champ	30
1.3.1.2	Définition de la SER	30
1.3.1.3	Polarisation et matrice de SER	31
1.3.1.4	SER et régions de fréquence	33
1.3.1.5	Types de cibles : modèles de fluctuation	34
1.3.2	Méthodes de prédiction de la SER	35
1.3.2.1	Optique géométrique (OG)	35
1.3.2.2	Optique physique (OP)	37
1.3.2.3	Théorie géométrique de la diffraction (TGD)	42
1.3.2.4	Théorie Physique de la diffraction (TPD)	45
1.4	Détection radar et évaluation des performances	47
1.4.1	Architecture de détection et rapport signal à bruit	47
1.4.1.1	Architecture de détection	47
1.4.1.2	Portée radar et rapport signal à bruit	47
1.4.2	Principe de la détection et théorie statistique de la décision	49
1.4.2.1	Processus de la détection	49
1.4.2.2	Critère de Neyman-Pearson	51
1.4.2.3	Rapport de vraisemblance généralisé	51
1.4.2.4	Illustration des probabilités	52
1.4.3	Performances de la détection	53
1.4.3.1	Durée d'observation en détection	53
1.4.3.2	Probabilité de fausse alarme	54
1.4.3.3	Probabilité de détection	55
1.5	Synthèse	66
2	Simulations et mesures de SER	67
2.1	Simulations de SER	68
2.1.1	Procédure de la simulation	68
2.1.2	Résultats et comparaisons	69
2.2	Mesures de SER	73
2.2.1	Procédure de la mesure	73
2.2.1.1	Configuration de la mesure	73
2.2.1.2	Paramètres de la mesure	74
2.2.1.3	Etapes de la mesure et du traitement	75
2.2.2	Mise en œuvre expérimentale	76
2.2.2.1	Validation du banc de mesure	76
2.2.2.2	Mesure de la SER	82
2.2.2.3	Mesure de SER multi-bande	85
2.3	Conclusion du chapitre	86

3	Détection Multi-bande : principe de détection et architecture	88
3.1	Méthode de détection proposée	89
3.1.1	Dépendance fréquentielle de la SER	89
3.1.2	Principe de la détection	90
3.1.3	Choix des bandes de fréquences	92
3.1.4	Dépendance de la SER en polarisation	94
3.2	Système de détection associée	96
3.2.1	Technique de détection	96
3.2.2	Architectures de détection	97
3.2.3	Dimensionnement du système et spécifications des LNAs	100
3.3	Conclusion du chapitre	102
4	Conception des circuits et performances du système	104
4.1	Etude des technologies	105
4.1.1	Technologies RF et microondes	105
4.1.1.1	Types de transistor	105
4.1.1.2	Composants et performances des technologies	109
4.1.2	Choix de la technologie	111
4.1.2.1	La technologie SG13S	111
4.1.2.2	La technologie D007IH	115
4.1.2.3	Synthèse et choix de la technologie	118
4.2	Amplificateurs faible bruit	120
4.2.1	Théorie sur les amplificateurs	120
4.2.1.1	Structure de base d'un amplificateur	120
4.2.1.2	Topologies d'amplificateur	121
4.2.1.3	Polarisation d'un transistor	122
4.2.1.4	Stabilité d'un transistor	123
4.2.1.5	Adaptation d'un transistor	124
4.2.1.6	Non-linéarités d'un amplificateur	126
4.2.2	Conception des LNAs	127
4.2.2.1	Choix du transistor et polarisation	128
4.2.2.2	Stabilité et compromis gain bruit	129
4.2.2.3	LNA multi-étage	131
4.2.3	Optimisation du LNA pour la réalisation	138
4.3	Simulation système et performances	141
4.3.1	Simulation système	141
4.3.2	Performances de détection	145
4.4	Synthèse	147
	Conclusion et perspectives	149

Annexes	162
A Calcul de la SER	162
A.1 Expression générale de la SER	162
A.2 SER d'une plaque par l'optique physique	163
A.3 Autres résultats de mesure	165
B Performances des LNAs sur la portée du système	168
C Caractéristiques des amplificateurs	169
C.1 LNA ₁	170
C.2 LNA ₃	172
C.3 LNA ₄	174
D Couverture de détection	176
Résumé & Abstract	178

Table des figures

1.1	Spectre des ondes électromagnétiques	4
1.2	Atténuation des onde en espace libre	5
1.3	Atténuation des ondes due aux gaz de l’atmosphère	6
1.4	Atténuation des ondes due à la pluie	7
1.5	Bandes de fréquences sans licence autour de 60 GHz	9
1.6	Schéma simplifié d’un radar CW	14
1.7	Architecture simplifiée d’un radar FMCW	15
1.8	Signal temporel d’un “chirp” FMCW	16
1.9	Rampes de fréquence d’un radar FMCW	17
1.10	Architecture simplifiée d’un radar impulsionnel	20
1.11	Schéma de fonctionnement d’un radar impulsionnel	20
1.12	Formes d’onde rectangulaire et gaussienne	22
1.13	Formes d’onde impulsionnelles “CW” et “Linear FM”	23
1.14	Bilan de liaison d’une communication sans fil	27
1.16	Zones de diffusion d’une cible	30
1.17	Polarisation et coordonnées sphériques	32
1.18	Illustration de l’angle de polarisation	32
1.19	Variation de la SER d’une sphère parfaitement conductrice	33
1.20	Diffusion par l’optique géométrique	36
1.21	Surface de diffusion en optique physique	38
1.22	Configuration du calcul de la SER d’une plaque	39
1.23	SER mono-statique d’une plaque carrée en fonction de ϕ	40
1.24	Configuration du calcul de la SER d’un cylindre droit	40
1.25	SER mono-statique d’un cylindre droit en fonction de θ	41
1.26	Cône résultant de la diffraction d’un rayon sur un bord droit	42
1.27	SERs mono-statiques d’une plaque selon la TGD et l’OP	45
1.28	Diffraction sur un bord droit formé par deux faces	46
1.29	Schéma de détection radar	47
1.30	Processus de détection à seuil : densités de probabilité	53
1.31	Seuil de détection requis en fonction du nombre d’impulsions	55
1.32	Probabilité de détection d’une cible non-fluctuante	56

1.33	Probabilité de détection par impulsion suivant le type de cible	57
1.34	Synoptique d'une intégration cohérente	58
1.35	Synoptique d'une intégration non-cohérente	59
1.36	Probabilité de détection obtenue par intégration non-cohérente	60
1.37	Synoptique d'une intégration binaire	61
1.38	Probabilité de détection cumulative en fonction du RSB	62
1.39	Comparaison des probabilités de détection : Swerling 0	63
1.40	Probabilités de détection : Swerling 1 (en haut) et Swerling 2 (en bas) .	64
1.41	Probabilités de détection : Swerling 3 (en haut) et Swerling 4 (en bas) .	65
2.1	Configuration d'une simulation de SER avec HFSS	68
2.2	Configuration de la simulation d'une plaque avec HFSS	69
2.3	SERs mono-statiques d'une plaque $5\lambda \times 5\lambda$ à 60 GHz	70
2.4	SERs mono-statiques HV et VH d'une plaque $5\lambda \times 5\lambda$ à 60 GHz	71
2.5	Configuration de la simulation d'un cylindre avec HFSS	71
2.6	SERs mono-statiques d'un cylindre $(2,5\lambda; 5\lambda)$ à 60 GHz	72
2.7	SERs mono-statiques HV et VH d'un cylindre $(2,5\lambda; 5\lambda)$ à 60 GHz . . .	72
2.8	Configuration de mesure quasi-monostatique	74
2.9	Synoptique des étapes du traitement des mesures	75
2.10	Configuration de la mesure en chambre anéchoïque	76
2.11	Réponse impulsionnelle de la chambre à vide	77
2.12	Réponses impulsionnelles des mesures de cibles	78
2.13	Configurations du positionneur	79
2.14	Comparaison des SERs mesurées pour les différentes configurations . . .	79
2.15	Comparaison des SERs théorique, sans et avec fenêtrage	80
2.16	Comparaison des SERs pour différentes moyennes	81
2.17	SERs mesurées des cibles C_1 , C_2 et C_4	81
2.18	SER d'une plaque $12 \times 12 \text{ cm}^2$ pour $\phi = 0^\circ$	82
2.19	SERs d'une plaque $12 \times 12 \text{ cm}^2$ en fonction de ϕ	83
2.20	SERs moyennées d'une plaque $12 \times 12 \text{ cm}^2$ en fonction de ϕ	83
2.21	SERs moyennées d'un cylindre $(2,7 \text{ cm}; 21,6 \text{ cm})$ en fonction de θ . . .	84
2.22	Principe de la mesure multi-bande	85
2.23	SER bi-bande d'une plaque $12 \times 12 \text{ cm}^2$ en fonction de ϕ	85
2.24	SERs ULB et bi-bande d'une plaque $12 \times 12 \text{ cm}^2$	86
3.1	Variation fréquentielle de la SER en incidence normale	89
3.2	Variation fréquentielle de la SER pour une incidence de 6°	89
3.3	Scénario de détection : angle d'orientation de la cible	90
3.4	SERs monostatiques d'un cylindre en fonction de l'angle θ	91
3.5	SERs monostatiques d'une plaque en fonction de l'angle ϕ	91
3.6	Angle de détection continue en fonction de f_2	92

3.7	Angle θ_{max} en fonction de la distance : cas d'un cylindre	93
3.8	Angle θ_{max} en fonction de la distance : cas d'une plaque	93
3.9	Scénario de détection : angle de rotation de la cible	94
3.10	Angle θ_{max} selon la polarisation des bandes pour $\alpha = 20^\circ$	95
3.11	Principe de détection multi-bande	97
3.12	Architecture de détection multi-bande à structures simples	98
3.13	Architecture de détection multi-bande proposée	99
3.14	Dimensionnement du système de détection	100
4.1	Structure du transistor bipolaire à homo-jonction	106
4.2	Circuit équivalent petit signal du transistor BJT	106
4.3	Structure du transistor MESFET	108
4.4	Circuit équivalent petit signal du transistor MESFET	108
4.5	Structure détaillée du transistor HEMT	109
4.6	Coupe transversale du process SG13S	112
4.7	Transistor npn13p de dimension $4 \times 0.48 \times 0.12 \mu m^2$	113
4.8	Transistor rfnmos de dimension $6 \times 2 \times 0.13 \mu m^2$	113
4.9	Schéma 3D d'une inductance en SG13S	113
4.10	Inductance et coefficient de qualité d'une ligne M1-TM2 : $6 \times 380 \mu m^2$ court-circuitée par un via	114
4.11	Schéma 3 D d'une capacité MIM en SG13S	114
4.12	Coupe transversale du process D007IH	115
4.13	Transistor m-HEMT de dimension $4 \times 15 \times 0.07 \mu m^2$	116
4.14	Schéma 3 D d'une inductance en D007IH	116
4.15	Inductance et coefficient de qualité d'une ligne IN : $25 \times 250 \mu m^2$ court- circuitée par un via	117
4.16	Schéma 3 D d'une capacité MIM ($SiN + SiO_2$) en D007IH	117
4.17	Synoptique d'étude des paramètres S d'un amplificateur	121
4.18	Topologies d'amplificateur	122
4.19	Schéma classique de polarisation	123
4.20	Illustration du point de compression à 1 dB	126
4.21	Produits d'intermodulation en sortie d'un amplificateur	127
4.22	Illustration du point d'interception d'ordre i	127
4.23	Schéma de polarisation par lignes quart d'onde	128
4.24	Stabilité du transistor : paramètres K et B	128
4.25	Facteur de bruit minimum en fonction de V_{GS} à 60,2 GHz	129
4.26	Caractéristique de sortie et point de polarisation	129
4.27	Paramètres K et B avec dégénérescence de la source	130
4.28	Cercles de stabilité avec dégénérescence de la source	130
4.29	Cercles de gain et de bruit à 60,2 GHz	131
4.30	Structure du LNA à 3 étages	132

4.31	Schéma électrique du LNA : illustration des réseaux d'adaptation . . .	133
4.32	Masque du LNA à 60,2 GHz	134
4.33	Coefficients de réflexion S_{11} et S_{22}	134
4.34	Coefficients S_{21} et S_{12}	135
4.35	Facteur de bruit	135
4.36	Cercles de stabilité du LNA	136
4.37	Gain et linéarité : Point de compression à 1 dB	136
4.38	Point d'interception d'ordre 3 (IP3)	136
4.39	Produits d'intermodulation d'ordre 3 et 5	137
4.40	Masque du LNA optimisé à 60,2 GHz	139
4.41	Coefficients S_{11} , S_{22} et S_{12} du LNA optimisé	139
4.42	Coefficients S_{21} et facteur de bruit du LNA optimisé	140
4.43	Gain et point de compression à 1 dB du LNA optimisé	140
4.44	Point d'interception d'ordre 3 (IP3) du LNA optimisé	140
4.45	Implémentation de l'architecture multi-bande sous ADS Keysight . . .	142
4.46	Modélisation de la cible et du canal en espace libre	142
4.47	Modélisation de l'antenne de réception	143
4.48	Allures des impulsions transmises et reçues	143
4.49	Allures des impulsions en sortie des LNAs et des filtres	144
4.50	Allures des impulsions en sortie des détecteurs d'enveloppe	144
4.51	Performances de détection : cylindre ($r = 1$ cm ; $h = 6$ cm), $\alpha = 20^\circ$. .	146
4.52	Performances de détection : cylindre ($r = 1$ cm ; $h = 10$ cm), $\alpha = 40^\circ$.	146
A.1	Illustration des champs pour le calcul de la SER	162
A.2	Configuration du calcul de la SER d'une plaque	164
A.3	Matériel de mesures : VNA, Cibles et interface moteur	165
A.4	SERs d'une plaque 10 x 10 cm ² en fonction de ϕ	166
A.5	SERs d'une plaque 15 x 15 cm ² en fonction de ϕ	166
A.6	SERs moyennées d'un cylindre (2,7 cm ; 10,8 cm) en fonction de θ . . .	167
A.7	SERs moyennées d'un cylindre (2,7 cm ; 16,2 cm) en fonction de θ . . .	167
C.1	Masque du LNA à 57,8 GHz : 1,33 x 1,58 mm ²	170
C.2	Coefficients de réflexion et d'isolation	170
C.3	Paramètres S_{21} et facteur de bruit F	171
C.4	Gain et point de compression à 1 dB	171
C.5	Point d'interception d'ordre 3 (IP3)	171
C.6	Masque du LNA à 62,8 GHz : 1,26 x 1,44 mm ²	172
C.7	Coefficients de réflexion et d'isolation	172
C.8	Paramètres S_{21} et facteur de bruit F	173
C.9	Gain et point de compression à 1 dB	173
C.10	Point d'interception d'ordre 3 (IP3)	173

C.11 Masque du LNA à 65,2 GHz : 1,23 x 1,41 mm ²	174
C.12 Coefficients de réflexion et d'isolation	174
C.13 Paramètres S_{21} et facteur de bruit F	175
C.14 Gain et point de compression à 1 dB	175
C.15 Point d'interception d'ordre 3 (IP3)	175
D.1 Performances de détection : cylindre ($r = 1$ cm ; $h = 6$ cm), $\alpha = 0^\circ$. . .	176
D.2 Performances de détection : cylindre ($r = 1$ cm ; $h = 6$ cm), $\alpha = 40^\circ$. .	177
D.3 Performances de détection : cylindre ($r = 1$ cm ; $h = 10$ cm), $\alpha = 0^\circ$. .	177
D.4 Performances de détection : cylindre ($r = 1$ cm ; $h = 10$ cm), $\alpha = 20^\circ$.	177

Liste des tableaux

1.1	Spécifications techniques autour de 60 GHz	10
1.2	Désignation normalisée des bandes radar et applications	13
1.3	Comparaison entre les radars FMCW et impulsionnels	25
1.4	Statistique de la décision	50
2.1	Paramètres de la mesure de SER	77
2.2	Ecarts des mesures par rapport à la SER théorique	82
3.1	Angle θ_{max} selon la polarisation des bandes pour $d = 1, 2$ m	96
3.2	Caractéristiques des LNAs	101
3.3	État de l'art des LNAs pour la bande 60 GHz	101
3.4	Spécifications techniques des LNAs	102
4.1	Comparaison des éléments passifs : SG13S et D007IH	119
4.2	Comparaison des performances d'amplificateurs simples	120
4.3	Conditions de stabilité	124
4.4	Non-linéarité : relations de puissance	137
4.5	Caractéristiques des LNAs	138
4.6	Caractéristiques du LNA optimisé	141
4.7	Distance max de détection continue et couverture de détection	147
B.1	Influence du gain sur la distance de détection	168
B.2	Influence du facteur de bruit sur la distance de détection	168
C.1	Puissance des produits d'intermodulation	169

Abréviations

ADS	Advanced Design System
BiCMOS	Bipolar CMOS
BJT	Bipolar Junction Transistor
CEPT	Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CW	Continuous Wave
DC	Direct Current
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DSPA	Differential Structure Power Amplifier
EHF	Extremely High Frequency
ECC	Electronic Communications Committee
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FCC	Federal Communications Commission
FMCW	Frequency-Modulated Continuous-Wave
GaAs	Arséniure de Gallium / Gallium Arsenide
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HFSS	High Frequency Structure Simulator
JFET	Junction Field Effect Transistor
LNA	Low Noise Amplifier / Amplificateur faible bruit
MESFET	MEtal Semi-conductor Field Effect Transistor
MIM	Métal-Isolant-Métal / Metal-Insulator-Metal
MOSFET	Metal Oxyde Semi-conductor Field Effect Transistor
NF	Noise Factor / Facteur de bruit
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing

PA	Power Amplifier / Amplificateur de puissance
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente
RADAR	Radio Detecting And Ranging
RAE	Réseau d'Adaptation en Entrée
RAS	Réseau d'Adaptation en Sortie
RF	Radio-Fréquence
RSB	Rapport Signal-à-Bruit
SER	Surface Équivalente Radar
SiGe	Silicium Germanium / Silicon Germanium
SHF	Super High Frequency
TBH	Transistor Bipolaire à Hétérojonction
TX-RX	Transmitter-Receiver / Émetteur-Récepteur
UIT	Union Internationale des Télécommunications
ULB	Ultra Large Bande
VNA	Vector Network Analyser

Symboles et notations

c	Vitesse de la lumière dans le vide : $c = 2,99792458 \times 10^8$ m/s
B	Bande passante du signal
f_b	Fréquence de battement
Δt	Retard dû au trajet aller-retour
v_r	Vitesse radiale de la cible par rapport au radar
δv_r	Résolution en vitesse
λ	Longueur d'onde
d	Distance de la cible par rapport au radar
δd	Résolution en distance
d_{msa}	Distance maximale sans ambiguïté
σ	Surface équivalente radar de la cible
F	Facteur de bruit du récepteur
Δf	Bande passante du récepteur
RSB_e	Rapport signal-à-bruit en entrée du récepteur
RSB_s	Rapport signal-à-bruit en sortie du récepteur
IF_{BW}	Bande passante du filtre à fréquence intermédiaire du VNA
θ	Angle d'incidence par rapport au cylindre / angle d'élévation
ϕ	Angle d'incidence par rapport à la plaque / azimuth
σ_r	Surface équivalente radar requise
RSB_r	Rapport signal-à-bruit requis
α	Angle de rotation de la cible
η	Seuil de détection
P_D	Probabilité de détection
P_{FA}	Probabilité de fausse alarme
G	Gain
P_{1dB}	Point de compression à 1 dB
IP_{1dB}	Input 1 dB compression point / Puissance d'entrée à 1 dB de compression
OP_{1dB}	Output 1 dB compression point / Puissance de sortie à 1 dB de compression

P_{DC}	Puissance continue / DC power
IM	Intermodulation
IP_3	Third-order intercept point / Point d'interception d'ordre 3
IIP_3	Input third-order intercept point / Puissance d'entrée du point d'interception d'ordre 3
OIP_3	Output third-order intercept point / Puissance de sortie du point d'interception d'ordre 3
f_T	Fréquence de transition / Fréquence de coupure
f_{max}	Fréquence maximale d'oscillation

Introduction

Les évolutions des standards et des technologies ont accru l'attractivité des bandes millimétriques ces dernières décennies. La disponibilité d'un spectre sans licence autour de 60 GHz dans plusieurs régions du monde constitue une réelle opportunité pour la recherche et le développement de nouveaux systèmes, car pouvant faciliter une harmonisation des fréquences et le déploiement de systèmes à plus grande échelle. L'exploitation de larges bandes passantes permet d'atteindre des débits très élevés (jusqu'à plusieurs gigabits par seconde) pour les systèmes de communication, mais aussi de très hautes résolutions spatiales (de l'ordre de quelques cm) pour les systèmes de détection. Aujourd'hui les avancées technologiques avec notamment la maîtrise des procédés de fabrication des composants ont permis de développer des architectures fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées. Par ailleurs, avec les défis sécuritaires actuels, la détection de petits objets devient un enjeu majeur pour lutter contre les actes malveillants. C'est dans ce contexte que s'inscrit ce travail de thèse pour tirer profit des opportunités des bandes millimétriques et proposer un système de détection d'objets de petites tailles (jusqu'à 10 cm) sur de courtes portées (quelques mètres). L'objectif est alors de trouver un système de détection simple, tant dans son principe de fonctionnement qu'au niveau de son architecture, faible consommation et intégrable, permettant d'améliorer les performances par rapport aux systèmes classiques.

Ce rapport de thèse est structuré en quatre chapitres. Le premier présente un état de l'art détaillé des différentes parties nécessaires à l'analyse système. Les autres constituent notre contribution à l'étude.

Le premier chapitre est structuré en quatre parties :

Tout d'abord, une étude sur les bandes millimétriques est présentée à travers les caractéristiques de propagation des ondes, la normalisation et les opportunités de la bande 60 GHz. La deuxième partie du chapitre propose un état de l'art des principaux types de radars d'un point de vue technologique. Elle présente leurs principes de fonctionnement, les caractéristiques des formes d'onde ainsi que leurs grandeurs caractéristiques. Ensuite, nous présentons une étude de la surface équivalente radar (SER) d'objets dont la connaissance est indispensable pour le dimensionnement du système. Nous y détaillons quelques méthodes théoriques de prédictions de la SER. Enfin, la dernière partie du chapitre porte sur l'évaluation des performances des systèmes radars ou de

détection à travers les probabilités de détection et de fausse alarme sur lesquelles est basée la définition quantitative du rapport signal-à-bruit. Cette partie complète l'étude des paramètres pour le dimensionnement du système et présente différentes techniques d'intégration du signal utilisées pour améliorer les performances de détection.

Le deuxième chapitre porte sur la validation de l'estimation de la SER. Il propose dans un premier temps des simulations électromagnétiques avec HFSS. La procédure de la simulation ainsi que l'extraction des résultats y sont expliquées. Dans un second temps une technique de mesure de la SER est développée. La procédure et la mise en œuvre expérimentale y sont détaillées. La validation du banc expérimental est présentée à travers des mesures d'objets sphériques. Aussi, les SERs d'objets canoniques (cylindre et plaque) sont comparées aux simulations HFSS.

Dans le troisième chapitre, nous proposons une approche de détection multi-bande impulsionnelle pour améliorer la couverture de détection, notamment en fonction de l'angle d'orientation des objets. La méthode de détection est exposée à travers son principe, le choix des bandes de fréquences, mais aussi l'apport de la polarisation. La technique de détection est également présentée en matière de traitement des impulsions et de décision. Par la suite, une architecture associée au principe de détection est proposée avec un dimensionnement système et les spécifications des éléments critiques pour satisfaire les objectifs visés.

Le quatrième chapitre porte sur la conception des composants clés de l'architecture, particulièrement les amplificateurs faible bruit (LNA). Dans un premier temps, une comparaison des technologies Bi-CMOS SiGe (SG13S de IHP) et m-HEMT GaAs (D007IH de OMMIC) est menée pour choisir la technologie appropriée. La conception des LNAs sous ADS Keysight est détaillée dans un deuxième temps. Ensuite, une simulation système est faite avec les LNAs conçus afin d'illustrer le fonctionnement de l'architecture, notamment celle du récepteur. Enfin, les performances du système de détection multi-bande, basées sur les estimations de la SER avec HFSS et les caractéristiques des LNAs conçus sont présentées en comparaison avec celles d'une détection classique mono-bande pour illustrer les apports de la méthode proposée.

Chapitre 1

État de l'art et fondamentaux pour la détection

Ce premier chapitre porte sur un état de l'art permettant de comprendre les fondamentaux qui régissent le fonctionnement d'un système de détection. Tout d'abord, une étude est menée sur les bandes millimétriques, notamment sur les caractéristiques de propagation et la normalisation afin d'identifier les opportunités de ces bandes dans le contexte de la thèse.

Ensuite, les principes de fonctionnement des principaux types de radar sont évoqués avec leurs architectures pour comprendre leur mise en œuvre et les méthodes de calcul pour déterminer les grandeurs mesurables. Le dimensionnement des systèmes de détection est également étudié à travers l'équation radar et ses paramètres essentiels. La troisième partie du chapitre est consacrée à l'étude de la surface équivalente radar (SER) dont la connaissance est fondamentale pour le dimensionnement des systèmes de détection. Elle présente des méthodes théoriques de prédictions de la SER, notamment les méthodes dites hautes fréquences et des cas d'application sur des objets classiques.

Enfin, nous présentons dans la quatrième partie, une étude des performances de la détection en matière de probabilité pour différentes techniques de détection. Ces performances sont fondamentales pour le choix du rapport signal-à-bruit et donc pour compléter le dimensionnement, mais aussi pour évaluer la fiabilité des systèmes.

1.1 Bande millimétrique

1.1.1 Présentation de la bande millimétrique

La bande millimétrique est la gamme des ondes EHF (30 GHz - 300 GHz) dont les longueurs d'ondes dans le vide sont comprises entre un millimètre et un centimètre. Les EHF avec les SHF (3 GHz - 30 GHz) et une partie des UHF (1 GHz - 3 GHz) constituent les fréquences micro-ondes. La figure 1.1, présente les différentes radiations du spectre électromagnétique avec leurs sources correspondantes [1].

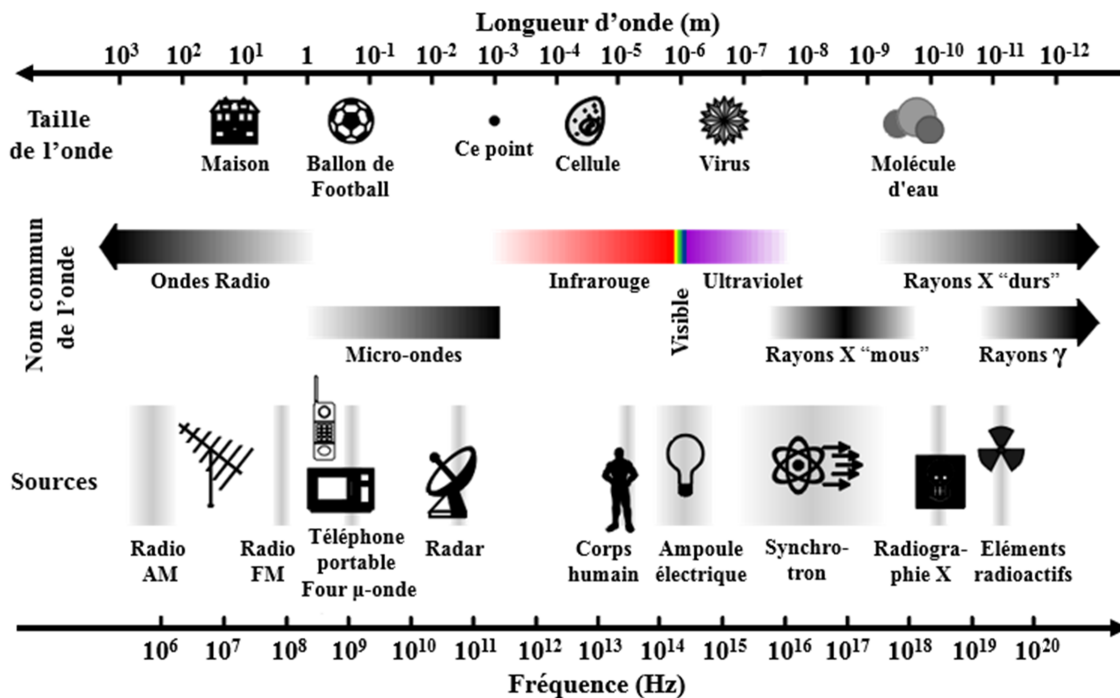


FIGURE 1.1 – Spectre des ondes électromagnétiques

Depuis quelques décennies, la bande millimétrique fait l'objet d'un grand intérêt pour les fournisseurs de services, les concepteurs de systèmes et les chercheurs du fait de la disponibilité de larges canaux sur certaines parties de la bande, mais aussi de l'encombrement des fréquences SHF ou ondes centimétriques. Les larges bandes passantes permettent d'augmenter les débits de transfert de données des systèmes de communication, mais aussi d'améliorer la résolution des systèmes radars. En outre, du fait de leurs faibles longueurs d'onde, les ondes millimétriques constituent une réelle opportunité pour le développement de systèmes plus intégrés. Les bandes millimétriques apparaissent donc comme une solution alternative pour le développement des applications hauts débits ou de hautes résolutions. Malgré cette éventualité, il faut souligner que des contraintes technologiques, liées à la montée en fréquence, s'imposent à la conception, à la réalisation et au packaging des systèmes en bandes millimétriques.

1.1.2 Caractéristiques de la propagation en milieu extérieur

À la différence des basses fréquences où les signaux sont principalement affectés par les pertes en espace libre, la bande millimétrique est aussi caractérisée par d'autres types d'atténuations remarquables, dues aux gaz de l'atmosphère, à la pluie, mais aussi aux nuages et aux brouillards [2], [3], [4].

1.1.2.1 Atténuation en espace libre

Le modèle de l'atténuation des ondes due à la propagation en espace libre est tiré de la relation de Friis et dépend uniquement de la fréquence de fonctionnement et de la distance entre les antennes. Les pertes en espace libre telles que "recommandées" par la FCC dans [2], sont données par : $A[dB] = 92,4 + 20\log_{10}(f) + 20\log_{10}(D)$, où f est la fréquence de fonctionnement en GHz et D la distance entre les antennes en km.

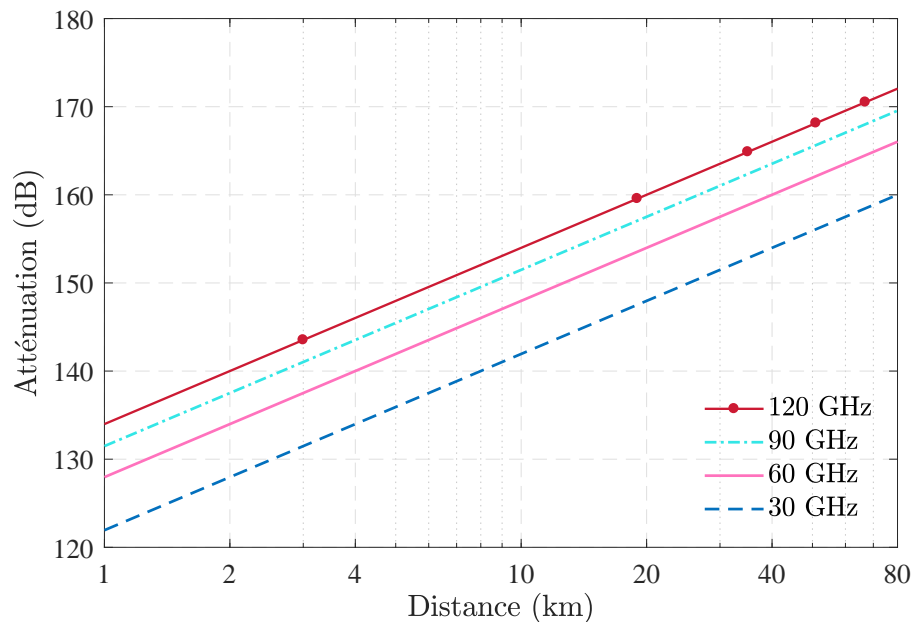


FIGURE 1.2 – Atténuation des onde en espace libre

La figure 1.2 présente la variation des pertes en espace libre en fonction de la distance pour différentes valeurs de fréquence. À fréquence constante, l'atténuation augmente de 6 dB par octave. Autrement dit, la puissance reçue est divisée par quatre lorsque la distance est multipliée par deux.

1.1.2.2 Absorption par les gaz de l'atmosphère

L'atténuation des ondes radio par les gaz de l'atmosphère dépend entre autres de la fréquence, de la température et de la pression. Cette atténuation peut être évaluée en utilisant un modèle d'approximation proposé par la recommandation UIT-R P.676-10 [5], pour des fréquences de 1 GHz à 350 GHz. Ce modèle est valable depuis le

niveau de la mer et jusqu'à 10 km d'altitude. La Figure 1.3 présente les affaiblissements linéiques (en dB/km) dus à la vapeur d'eau (pour une densité de $7,5 \text{ g/m}^3$) et à l'air sec (à une température de 15°C) pour une pression de 1013 hPa. Les pics d'atténuation

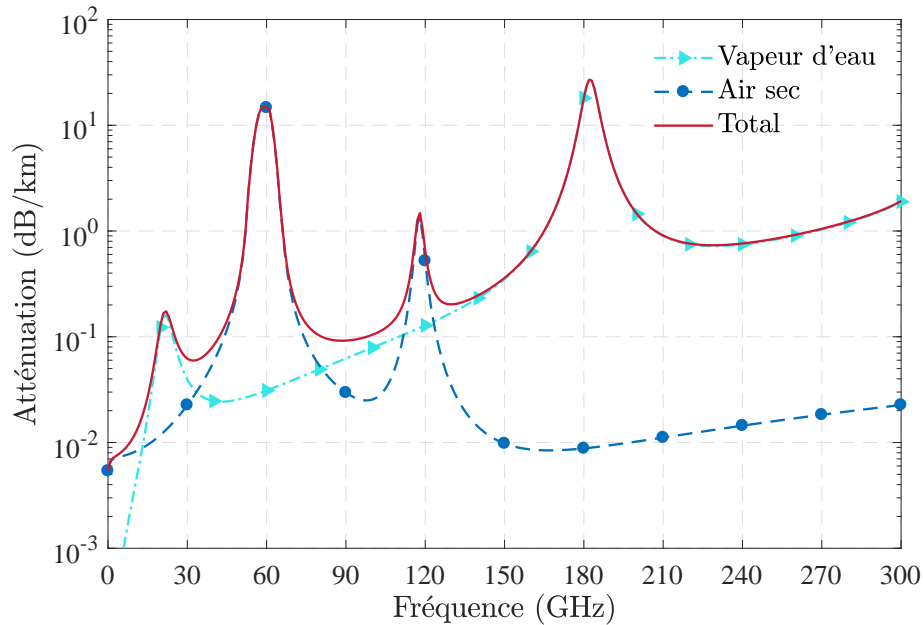


FIGURE 1.3 – Atténuation des ondes due aux gaz de l'atmosphère

sont observés aux fréquences de résonance des molécules d'eau (H_2O) présentes dans la vapeur d'eau et du dioxygène (O_2) dans l'air. La forte absorption à 182 GHz est due à la résonance des molécules d'eau. En revanche à 60 GHz et 118 GHz les pics d'atténuation sont causés par l'absorption des ondes par les molécules de dioxygène. À ces fréquences, la propagation des ondes est limitée à de courtes portées.

1.1.2.3 Affaiblissement dû à la pluie

L'atténuation des ondes par la pluie dépend principalement de la fréquence, de l'intensité de la pluie et de la polarisation de l'onde. On a évalué cet affaiblissement en bande millimétrique conformément à la recommandation de l'UIT [6].

La Figure 1.4 présente l'atténuation linéique (en dB/km) en fonction de la fréquence pour différentes intensités de précipitation (en mm/h) avec une polarisation verticale et un angle d'inclinaison de la polarisation sur le plan horizontal de 45° . En effet, la polarisation horizontale est plus vulnérable à la propagation des ondes du fait de la nature ellipsoïdique de la plupart des hydrométéores. L'atténuation des ondes augmente naturellement avec l'intensité de la précipitation. Cependant, cette atténuation varie peu au-delà de 120 GHz pour une intensité de précipitations fixe. Au voisinage de 60 GHz, l'atténuation engendrée par la pluie est supérieure à 11 dB/km lorsque l'intensité de précipitations atteint 30 mm/h. En outre, les ondes en polarisation horizontale sont plus sensibles à la pluie et subiraient une atténuation plus importante, produisant

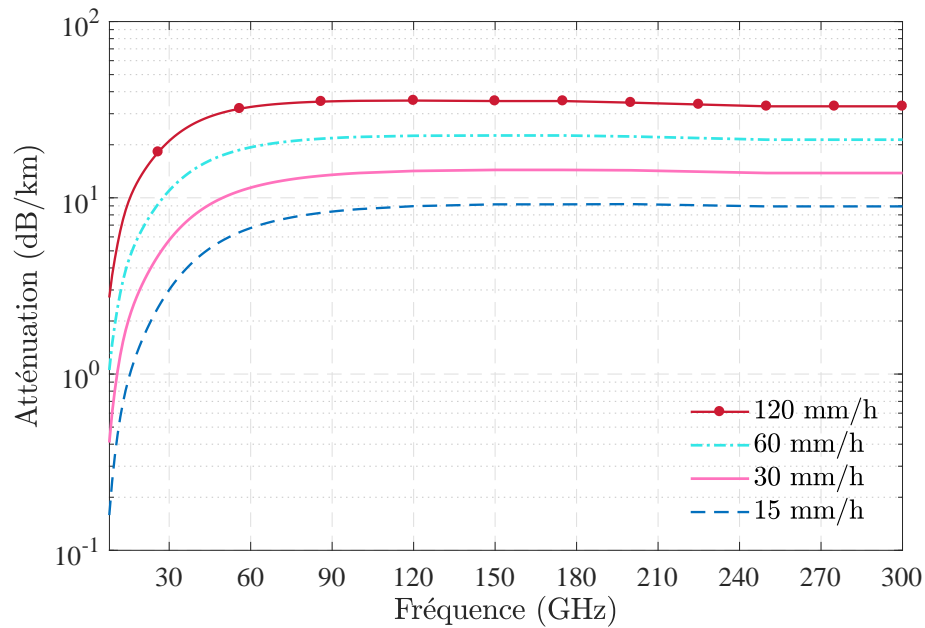


FIGURE 1.4 – Atténuation des ondes due à la pluie

ainsi un déséquilibre dans le bilan de liaison des systèmes à double polarisation. Ces différentes caractéristiques impliquent que les milieux “outdoor” sont défavorables à la propagation des ondes millimétriques, notamment autour de 60 GHz et lorsque l’intensité de précipitations devient importante. Donc la bande des 60 GHz est plus appropriée pour des applications “indoor”.

1.1.3 Normalisation des bandes millimétriques

Dans cette partie, nous nous intéressons uniquement à la normalisation dans les bandes V et E de la nomenclature usuelle des guides d’ondes.

1.1.3.1 Réglementation en bande V

La bande V est la gamme des fréquences allant de 50 GHz à 75 GHz. Elle présente une bande de fréquences autour de 60 GHz sans licence dans la plupart des régions du monde.

En Europe, l’harmonisation des fréquences autour de 60 GHz a longtemps été une préoccupation des organismes de normalisation. Déjà en 1990, la CEPT recommandait l’attribution provisoire de la bande 54,25-66 GHz pour les systèmes terrestres fixes et mobiles [7]. La réglementation a ensuite connu plusieurs évolutions [8], [9]. Par la suite, l’ECC alloue la bande 57-64 GHz aux systèmes sans fil [10], et la bande 64-66 GHz aux applications point à point [11]. Ainsi, suite à la demande de régulation de l’ETSI, l’ECC a attribué la bande 57-66 GHz pour un fonctionnement sans licence. Pour les spécifications de puissance, la CEPT a recommandée une PIRE maximale de 25 dBm

avec une densité spectrale de puissance (DSP) maximale de -2 dBm/MHz pour les applications “outdoor”. Pour les applications “indoor”, la PIRE maximale est fixée à 40 dBm sur toute la bande 57-66 GHz avec une DSP maximale de 13 dBm/MHz.

Aux États Unis, la FCC a alloué la bande 57-64 GHz pour une utilisation sans licence [8]. Les spécifications de la FCC autorisent une PIRE moyenne de 40 dBm et maximale de 43 dBm. En outre, la puissance d'émission maximale est fixée à 10 dBm. La réglementation du spectre au Canada [12], pour la bande des 60 GHz est harmonisée avec celle de la FCC.

En Corée du Sud, le groupe chargé d'études sur les ondes millimétriques a recommandé en 2005 la bande 57-64 GHz pour une utilisation sans licence [8]. La puissance d'émission maximale autorisée est de 10 dBm, sauf pour les applications “outdoor” dans la bande [57-58] GHz où elle est réduite à -20 dBm. Les gains d'antennes maximum autorisés sont de 17 dBi pour les applications “indoor” et de 47 dBi pour les applications “outdoor” et cela sur toute la bande.

Au Japon, la bande 59-66 GHz a été réservée pour une utilisation sans licence depuis 2000 [13]. La puissance maximale d'émission est fixée à 10 dBm pour un gain d'antenne maximal de 47 dBi, et la largeur de canal limitée à 2.5 GHz. En 2011, une extension de 2 GHz a été envisagée pour couvrir la bande 57-66 GHz [14].

En 2005, l'autorité australienne des communications et des médias (ACMA) a attribuée la bande 59,4-62,9 GHz pour une utilisation sans licence [8]. Plus tard, l'ACMA a alloué la bande 59-63 GHz pour les applications “outdoor” et l'ensemble de la bande 57-66 GHz pour les applications “indoor” [13]. Les spécifications de l'ACMA autorisent une puissance d'émission maximale de 10 dBm et une PIRE maximale de 51,7 dBm.

En Chine, la bande 59-64 GHz a été allouée pour une utilisation sans licence. Une PIRE maximale de 44 dBm et un gain d'antenne maximum de 34 dBi sont autorisés [15]. D'autres pays tels que l'Afrique du Sud et la Nouvelle Zélande ont alloué la bande 59-64 GHz pour des utilisations sans licence [13].

La figure 1.5 présente les bandes sans licences autour de 60 GHz allouées dans différents pays. On peut y remarquer une bande de 5 GHz, 59-64 GHz commune aux différents pays. Cette large bande sans licence représente un grand potentiel en matière de capacité, rendant la “technologie” 60 GHz très attractive, notamment pour les systèmes de communication sans fil haut débit et les systèmes de détection/ localisation haute résolution.

Les spécifications techniques autorisées par les autorités de normalisation sont résumées dans le tableau 1.1 pour différents pays.

La disponibilité d'un large spectre sans licence autour de 60 GHz est une des principales raisons de son attractivité pour le développement des applications ultra large bande. De plus, avec les hautes PIREs autorisées par la normalisation, la bande des 60 GHz est

apparue comme une solution incontournable dans le développement des systèmes sans fil à très haut débit. Ces avantages ont sans doute justifiés les efforts de normalisation industrielle, notamment avec les standards IEEE 802.15.3c [16], IEEE 802.11.ad [17], et ECMA 387¹ [18]. Par ailleurs, la disponibilité d'un large spectre constitue également un réel potentiel pour des applications radars haute résolution. Avec la forte absorption des ondes, la bande des 60 GHz occupe une place de choix pour le développement des applications "indoor" courtes portées.

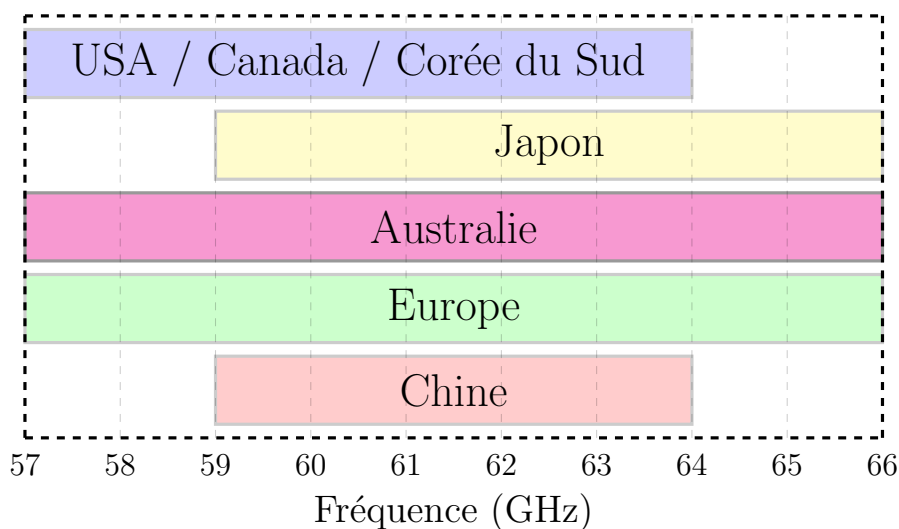


FIGURE 1.5 – Bandes de fréquences sans licence autour de 60 GHz

1.1.3.2 Réglementation en bande E

La bande E représente la gamme des fréquences comprises entre 60 GHz et 90 GHz. Cette bande suscite actuellement un grand intérêt, particulièrement pour les télécommunications [19], du fait de la disponibilité d'un large spectre pouvant permettre l'obtention de débits supérieurs à ceux des bandes inférieures classiques. L'allocation des fréquences en bande E concerne principalement les deux bandes continues 71-76 GHz et 81-86 GHz.

En Europe, l'ECC a recommandé en 2007 [20], que l'utilisation des services fixes dans les bandes 71-76 GHz et 81-86 GHz soit principalement destinée aux systèmes point à point. Les spécifications techniques prévoient alors des canaux de 250 MHz avec des bandes de garde de 125 MHz, soit un maximum de 19 canaux dans chaque bande. Plus tard en 2009, la spécification des canaux a été revue pour permettre des largeurs de canaux plus importantes allant de 250 MHz à 4,75 GHz [9]. La puissance d'émission maximale autorisée est de 30 dBm et la PIRE maximale de 85 dBm. Le Royaume-Uni a adopté une gestion mixte en proposant la répartition du spectre 71-76 GHz et 81-86 GHz en deux blocs [21] : un bloc en régulation coordonnée (2 canaux de 2 GHz) pour les

1. European Computer Manufacturers Association

Tableau 1.1 – Spécifications techniques autour de 60 GHz

Région/Pays	Bande allouée	DSP maximale	Puissance maximale	PIRE maximale
USA/Canada	57-64 GHz	27 dBm/MHz	-	43 dBm
Corée du Sud	57-64 GHz	10 dBm/MHz	10 dBm	ⁱ 27 dBm ^{o,*} 57 dBm
Japon	59-66 GHz	10 dBm/MHz	10 dBm	^o 57 dBm
Australie	59-63 GHz	-	10 dBm	51,7 dBm
Europe	57-66 GHz	ⁱ 13 dBm/MHz ^o -2 dBm/MHz	-	ⁱ 40 dBm ^o 25 dBm
Chine	59-64 GHz	-	10 dBm	44 dBm

ⁱ “indoor”

^o “outdoor”

* sauf 57-58 GHz

fréquences basses des deux bandes et un bloc auto-coordonné (“light licensing”) pour les fréquences hautes (2 canaux de 2,5 GHz). Chaque bloc est délimité à ses extrémités par une bande de garde de 125 MHz.

Aux États-Unis, l’utilisation des bandes 71-76 GHz et 81-86 GHz a été promue par la FCC en 2003. Cette promotion a conduit à l’adoption d’un cadre réglementaire plus flexible, permettant la délivrance d’un nombre illimité de licences nationales non exclusives aux entités non fédérales [22]. La normalisation de la bande E, notamment à 70/80 GHz a été faite au préalable [23], mais aucune spécification sur les canaux de fréquences n’a été imposée. La puissance d’émission maximale autorisée est de 35 dBm avec un gain minimum d’antenne de 43 dBi et une PIRE maximale de 85 dBm [9].

Le Canada a adopté une normalisation de la bande E en se basant sur les recommandations de la CEPT. La répartition des bandes 71-76 GHz et 81-86 GHz comprend des canaux de 250 MHz et des bandes de garde de 125 MHz [24].

En raison des besoins grandissants en matière de quantité de données à transmettre, les bandes 71-76 GHz et 81-86 GHz sont devenues de plus en plus attractives du fait, entre autres, de la disponibilité d’un large spectre. En outre, les conditions de propagation favorables, beaucoup moins contraignantes qu’à 60 GHz et la simplification des procédures d’attribution des licences dans certains pays ont largement contribué au développement des applications dans ces bandes. Dans la majorité des pays, ces bandes sont attribuées pour les transmissions radio point à point et constituent un réel potentiel pour pallier l’encombrement des hyperfréquences.

1.1.3.3 Autres bandes normalisées

- La bande 76-77 GHz

Au niveau international, la normalisation de la bande 76-77 GHz a commencé en 2000 par la recommandation UIT-R M.14520. Cette bande a été désignée pour les radars automobiles dans plusieurs régions du monde, notamment aux États-Unis et au Japon. En Europe, pour les besoins de spectre pour le transport et le trafic routiers, l'ETSI a adopté des normes pour les radars automobiles fonctionnant dans cette bande [25]. Les normes en vigueur sur les radars pour véhicules fonctionnant dans la bande 76-77 GHz ont été publiées en 2012 [26]. Les spécifications techniques de ces normes autorisent une PIRE maximale de 55 dBm pour 1 GHz de bande et pour une portée maximale de 300 m. Les applications visées sont les systèmes de régulateur de vitesse adaptatif et les systèmes anticollision.

- La bande 77-81 GHz

L'harmonisation internationale de la bande 77-81 GHz ou bande des 79 GHz a commencé en 2009 par la recommandation UIT-R M.1452-1. En Europe, cette bande a été attribuée aux radars automobiles courte portée dès 2004. Plus tard en 2010, la Fédération de Russie a alloué cette bande pour les radars automobiles. Au même moment, le Japon a créé un groupe d'études pour l'introduction de radars à haute résolution dans cette bande. L'attribution des fréquences communes dans différentes régions a incité la normalisation de cette bande pour faciliter le déploiement des systèmes à l'échelle mondiale. Les caractéristiques techniques des radars automobiles fonctionnant dans la bande 77-81 GHz autorisent une puissance d'émission de 10 dBm, et une PIRE maximale de 45 dBm [26], [27]. Les applications ciblées sont entre autres les systèmes de détection d'obstacles dans un angle mort et les systèmes d'assistance au changement de voie, ce pour une portée maximale de 100 m. Avec les divers avantages de la bande des 79 GHz, ces radars se destinent à remplacer ceux à 24 GHz pour la détection à courte portée avec une meilleure résolution.

1.1.4 Opportunités de la bande des 60 GHz

Les ondes millimétriques présentent des avantages remarquables pour les systèmes de communication et radars. Tout d'abord la disponibilité d'une large bande sans licence autour de 60 GHz dans la plus part des régions du monde peut faciliter l'harmonisation commune de cette partie du spectre et le déploiement de systèmes à l'échelle mondiale. Cette large bande disponible représente un grand potentiel en matière de capacité de communication et de flexibilité et permet l'utilisation de la technologie ultra large bande. Pour les systèmes de communication, l'exploitation des larges bandes passantes permettrait d'atteindre des débits très élevés, jusqu'à plusieurs gigabits par seconde (à quelques mètres). Pour les systèmes radar, elle permet d'avoir de très hautes résolutions, de l'ordre de quelques cm.

En plus, les spécificités de la propagation des ondes en bande millimétrique, notamment l'absorption due à l'oxygène à 60 GHz lui confèrent une grande immunité aux interférences. Cela permet de réduire les brouillages entre les différents systèmes fonctionnant dans ces bandes, donc de sécuriser les applications.

En outre, les faibles longueurs d'onde en bandes millimétriques permettent de concevoir des composants très compacts (par exemple de très petites antennes) et donc de réaliser des systèmes hautement intégrables. De plus, en radar, ces faibles longueurs d'ondes faciliteraient la détection des objets de plus en plus petits, améliorant ainsi les performances des systèmes.

Par ailleurs les caractéristiques de propagation des ondes à 60 GHz, avec près de 68 dB d'atténuation en espace libre à 1 m, l'absorption due aux molécules de dioxygène ($\simeq 14,7$ dB/km), l'affaiblissement de la pluie d'environ 11,4 dB à 1 km pour une intensité de précipitation de 30 mm/h, les applications "outdoor" et/ou longue portée sont très difficilement réalisables à cette fréquence. Donc la bande sans licence autour de 60 GHz (57-66 GHz) serait plus appropriée pour les applications indoor et notamment courte portée, même si les recherches sur la 5G envisagent d'utiliser cette bande pour des communications "outdoor" à des distances limitées [28].

1.2 Systèmes Radar

1.2.1 Fréquences radar et applications

RADAR est un acronyme pour Radio Detecting And Ranging qui a été inventé durant la seconde guerre mondiale [29], et signifie détection et mesure de distance par ondes radio. Le radar est basé sur les ondes électromagnétiques qu'il transmet via une antenne émettrice. Une partie de l'énergie émise est interceptée par la cible puis réfléchi en direction du radar. Ce signal réfléchi une fois capté par l'antenne réceptrice, permet de déterminer la distance, la direction et éventuellement la vitesse de la cible lorsqu'elle se déplace. Le radar est un système actif pouvant opérer en tout temps et ne dépendant pas de l'illumination de la cible par d'autres sources. Ses multiples avantages lui permettent d'avoir des applications diverses et très variées dans les domaines terrestre, maritime, aérien et spatial.

Les fréquences de fonctionnement des radars ont été divisées en plusieurs bandes dès le début de leur développement. Cette division est globalement faite de telle sorte que les sources de puissances, les caractéristiques de propagation des ondes et de réflectivité des cibles sont similaires pour les fréquences dans une bande, mais différentes d'une bande à une autre [29]. A ces bandes ont été associées des lettres pour des raisons de sécurité militaire (lors de la deuxième guerre mondiale) qui sont devenues d'usage. Les bandes couvrent toutes les fréquences entre 3 MHz et 300 GHz, tableau 1.2, [29], [30]. Chaque bande correspond à des applications privilégiées liées généralement à la portée,

à la précision des mesures et à la taille des cibles par rapport à la longueur d'onde de fonctionnement.

Tableau 1.2 – Désignation normalisée des bandes radar et applications

Bandes	Fréquences	Applications
HF	3-30 MHz	Détection de cibles très longue portée, radars côtiers
VHF	30-300 MHz	Surveillance aérienne longue portée, détection de missiles balistiques
UHF	300-1000 MHz	Détection et suivi longue portée de satellites et de missiles balistiques
L	1-2 GHz	Surveillance aérienne longue portée, contrôle de trafic
S	2-4 GHz	Surveillance moyenne portée, contrôle de trafic, radars météorologiques
C	4-8 GHz	Radars de poursuite longue portée, détection météorologique
X	8-12 GHz	Radars de poursuite courte portée, Navigation, Guidage de missiles, Cartographie
K _u	12-18 GHz	Radars de poursuite courte portée, Navigation, Guidage de missiles, Cartographie
K	18-27 GHz	Très courte portée, radars routiers
K _a	27-40 GHz	Cartographie à très haute résolution, surveillance au sol des aéroports, radars routiers
V	40-75 GHz	Radars automobiles courte et moyenne portées, sécurité (scanner corporel), détection de mines, météorologie haute résolution
W	75-110 GHz	
mm	110-300 GHz	Radar expérimental, sécurité, imagerie

Les caractéristiques de propagation des ondes en HF, VHF et UHF sont favorables aux applications à très longue portée. Les radars de recherche et de poursuite sont plus utilisés dans les bandes S, C ou X. Au-delà de la bande X, l'atténuation atmosphérique des ondes devient importante. De ce fait, l'utilisation des radars est privilégiée aux fréquences des "fenêtres atmosphériques" (autour de 35 GHz en bande K et 94 GHz en bande W) où l'atténuation est relativement faible. En radar, la bande millimétrique est considérée pour les fréquences à partir de 40 GHz. A ces fréquences, au-delà des pics d'absorption atmosphériques, l'atténuation des ondes reste élevée. Cette limite a longtemps constitué un défi quant à l'utilisation des radars millimétriques (mm). Mais avec ses avantages tels que la possibilité d'avoir des signaux large bande, permettant aux radars d'avoir une très haute résolution avec des antennes de plus en plus intégrables, les bandes millimétriques sont devenues très attractives, notamment avec les radars automobiles 76-77 GHz et 77-81 GHz [31].

1.2.2 Principaux types de radar et caractéristiques

D'un point de vue technologique, on distingue fondamentalement deux grandes familles de radar : les radars à ondes continues et les radars impulsionsnels.

1.2.2.1 Radars à ondes continues

◇ Radar CW

Le radar CW (Continuous-Wave) est le premier type de radar démontré par Hulsmeier en 1903 [29]. Le principe de ce type de radar repose sur l'émission continue d'un signal RF non-modulé à la fréquence f_0 et la réception simultanée du signal réfléchi par la cible. Si la cible est en mouvement, relativement au radar, la fréquence du signal reçu sera différente de f_0 du fait de l'effet Doppler. Le décalage fréquentiel du signal reçu par rapport au signal émis est appelé fréquence de battement (ici égale à la fréquence Doppler) et est lié à la vitesse de la cible par la relation :

$$f_b = f_0 \frac{2v_r}{c} \quad (1.1)$$

où v_r est la vitesse radiale de la cible par rapport au radar.

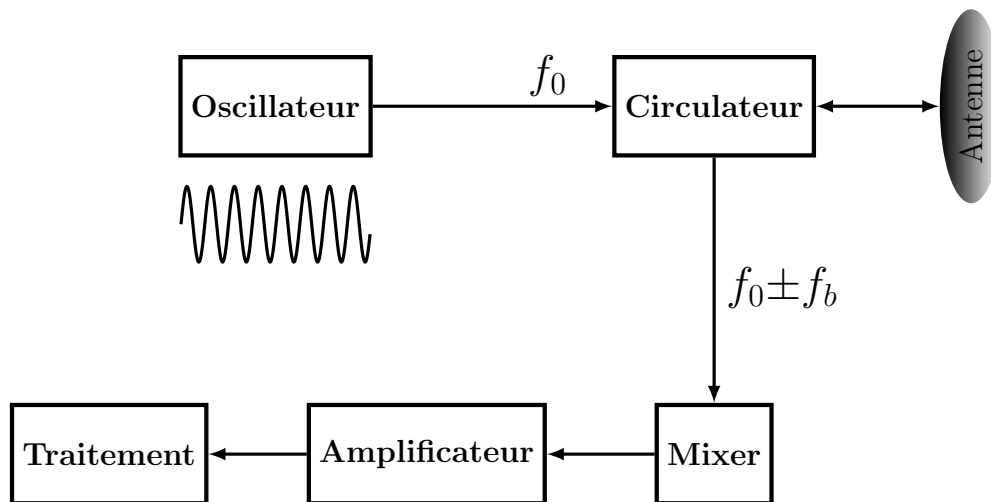


FIGURE 1.6 – Schéma simplifié d'un radar CW

La figure 1.6 présente une architecture simple d'un radar CW utilisant un récepteur hétérodyne. La fréquence du signal reçu est égale à $f_0 \pm f_b$ selon que la cible se rapproche ou s'éloigne du radar respectivement. La fréquence Doppler est mesurée par mélange du signal reçu avec une partie du signal d'émission. Le rôle de l'amplificateur est entre autres d'éliminer les échos des cibles fixes. Sa réponse fréquentielle définit la plage des fréquences Doppler mesurable par le radar. Le circulateur permet à la fois l'utilisation d'une même antenne pour l'émission et la réception, mais aussi de rediriger une partie du signal émis vers le récepteur pour la détection. Son niveau d'isolation doit être choisi en tenant compte de la puissance d'émission, du bruit de l'émetteur, mais aussi de la

robustesse et de la sensibilité du récepteur. L'isolation entre l'émetteur et le récepteur peut aussi se faire en utilisant un coupleur hybride ou deux polarisations différentes, ou tout simplement deux antennes [32].

L'avantage historique du radar CW est la simplicité de son principe basé sur l'effet Doppler. Mais, son inconvénient majeur est le fait qu'il ne donne aucune information sur la distance de la cible. Cette limite peut être corrigée en modulant la forme d'onde CW de façon à disposer des informations temporelles sur les signaux émis et reçus, ce qui permettra de remonter au calcul de distance. La modulation de fréquence et le codage de phase sont utilisés pour moduler les ondes continues en radar.

◇ Radar FMCW

Les radars FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) sont basés sur une variation maîtrisée de la fréquence du signal émis en fonction du temps. Cette modulation en fréquence permet à la fois d'élargir la bande passante du signal transmis et de repérer les instants d'émission et de réception. Ces données temporelles et fréquentielles permettront avec le signal de battement, de mesurer la distance des cibles et si nécessaire leurs vitesses, mais aussi d'améliorer la précision des mesures. La figure 1.7 présente une architecture simplifiée d'un radar FMCW utilisant un récepteur hétérodyne et deux antennes. Son fonctionnement est identique à celui du radar CW. Le coupleur permet de diriger une partie du signal d'émission vers le récepteur pour servir d'oscillateur local pour la transposition en réception.

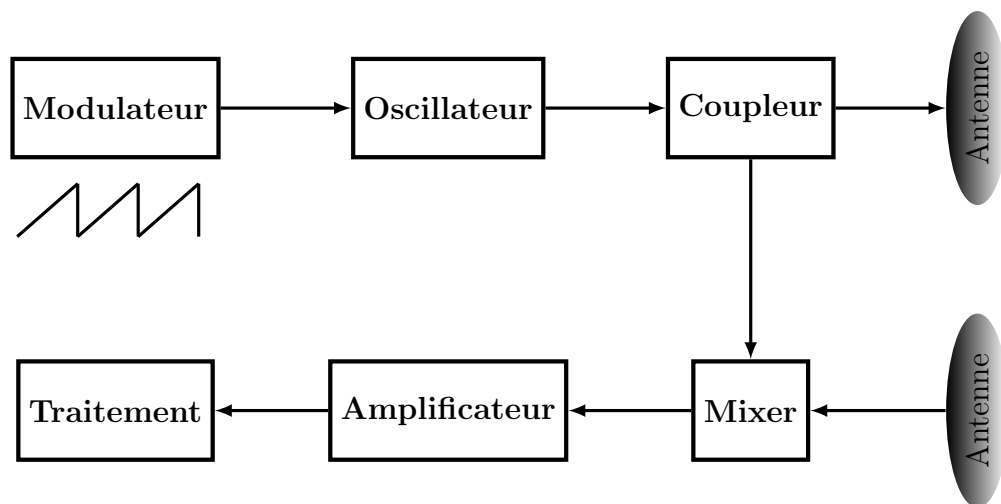


FIGURE 1.7 – Architecture simplifiée d'un radar FMCW

- Forme d'onde d'un signal FMCW

Les radars FMCW utilisent généralement des modulations linéaires, (par exemple une fonction triangulaire [32], [33], ou en dent-de-scie [34]). La forme d'onde transmise est alors une rampe (“chirp”) de fréquence initiale f_0 et de largeur de bande B avec une période de répétition T , figure 1.8.

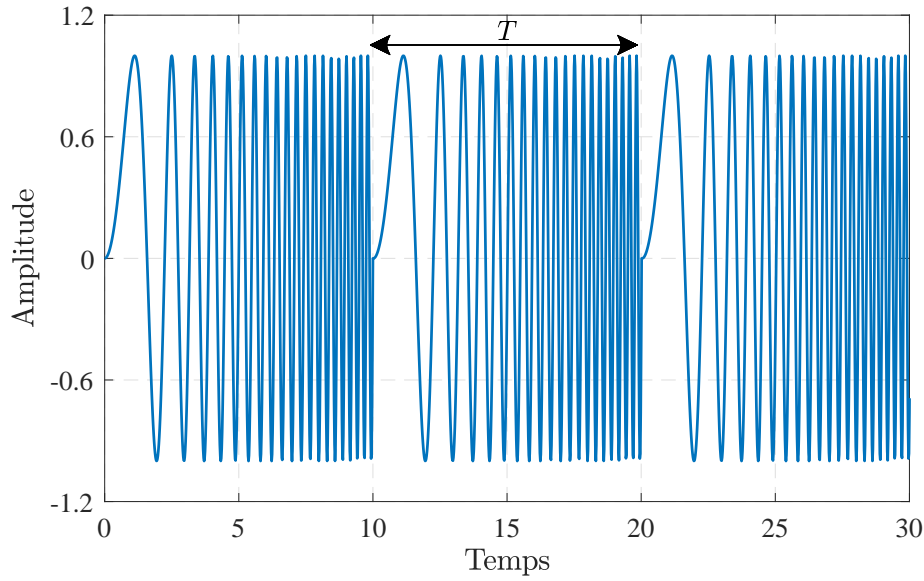


FIGURE 1.8 – Signal temporel d'un “chirp” FMCW

La fréquence transmise s’écrit :

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} = f_0 + \frac{B}{T}(t - nT) \quad (1.2)$$

où $nT < t < (n+1)T$, $n = 0, \dots, N-1$ est le numéro de période, N désigne le nombre total de périodes du signal à l’émission et $\phi(t)$ sa phase instantanée. Le signal $s_e(t)$ émis par le radar peut s’écrire sous une forme exponentielle par :

$$s_e(t) = A_e e^{i\phi(t)} = A_e e^{i2\pi[f_0 t + \frac{B}{2T} t^2]} \quad (1.3)$$

avec A_e l’amplitude du signal.

Le signal reçu $s_r(t)$ après réflexion par une cible est une copie du signal $s_e(t)$ atténuée et retardée du temps Δt de propagation aller-retour de l’onde. Il s’écrit en fonction de son amplitude A_r :

$$s_r(t) = A_r e^{i2\pi[f_0(t-\Delta t) + \frac{B}{2T}(t-\Delta t)^2]} \quad (1.4)$$

- Principe de calcul du signal de battement

Dans les radars FMCW, le signal de battement est déterminé par un processus de démodulation appelé “de-ramping”, [35]. Il s’obtient par un mélange du signal reçu $s_r(t)$ avec une réplique du signal émis $s_e(t)$, suivi d’un filtrage passe-bas.

Avec les formes d’ondes complexes, le signal de battement s’écrit : $s_b(t) = s_r^*(t) \cdot s_e(t)$.

La fréquence de battement est calculée à partir du spectre $S_b(f)$ obtenu par une transformée de Fourier (FFT) du signal de battement.

Pour une cible fixe $\Delta t = 2d/c$, le signal de battement s’écrit alors :

$$s_b(t) = A_b e^{i2\pi[f_0 \Delta t - \frac{B}{2T} \Delta t^2 + \frac{B}{T} \Delta t \cdot t]} \quad (1.5)$$

où A_b est l'amplitude du signal sur une période. La fréquence de battement est :

$$f_b = \frac{B}{T} \Delta t \quad (1.6)$$

Lorsque la cible se déplace avec une vitesse supposée constante par rapport au radar, $\Delta t = 2d_0/c + 2v_r t/c$, le signal de battement peut s'écrire sous quelques approximations [35] :

$$s_b(t) = A_b e^{i2\pi[f_0 \Delta t_0 + (\Delta t_0 \frac{B}{T} + f_0 \frac{2v_r}{c}) \cdot t]} \quad (1.7)$$

où $\Delta t_0 = 2d_0/c$. Ce signal contient deux composantes de fréquence : une première composante $f_d = \Delta t_0 B/T$, liée à la distance initiale de la cible d_0 et une deuxième qui est la fréquence Doppler $f_D = f_0 2v_r/c$, due au déplacement de la cible. La fréquence de battement est la somme de ces deux composantes fréquentielles :

$$f_b = \Delta t_0 \frac{B}{T} + f_0 \frac{2v_r}{c} \quad (1.8)$$

En pratique, on utilise des signaux réels cosinus [36], ou sinus [37]. Dans ce cas, on retrouve après filtrage passe bas la partie réelle du signal de battement $s_b(t)$.

La figure 1.9 illustre l'évolution des rampes de fréquence (pour une modulation en dent de scie) en émission et en réception et la fréquence de battement dans le cas d'une cible fixe, mais aussi lorsque la cible est en mouvement.

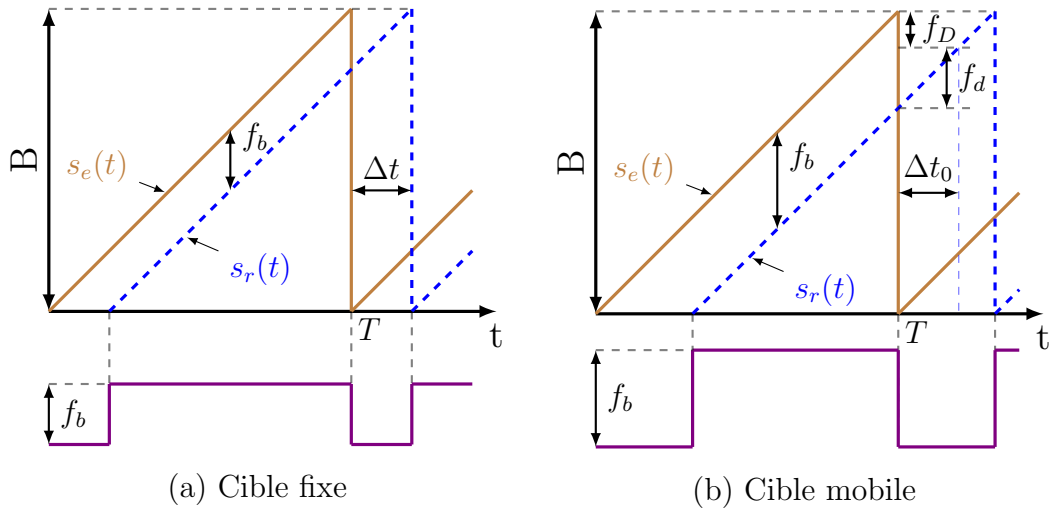


FIGURE 1.9 – Rampes de fréquence d'un radar FMCW

- Mesures d'un radar FMCW
- ◇ Mesures pour une cible fixe
- Distance et résolution en distance

Pour une cible fixe, sa distance est déterminée à partir de la fréquence de battement par la relation :

$$d = \frac{cT}{2B} f_b \quad (1.9)$$

La résolution en distance correspond à la distance minimale entre deux cibles (se trouvant sur le même angle de visé) que le radar est capable de détecter. Cette résolution est liée à celle de la fréquence de battement. Cette dernière dépend de la résolution de la FFT, qui elle-même est inversement proportionnelle à la durée d'observation effective du signal de battement sur une période de modulation. La résolution de la fréquence de battement est $\delta f_b = 1/(T - \Delta t_{max})$ [35]. La résolution en distance est alors donnée par :

$$\delta d = \frac{cT}{2B} \delta f_b = \frac{T}{T - \Delta t_{max}} \frac{c}{2B} \quad (1.10)$$

La résolution en distance dépend du retard maximal Δt_{max} , donc de la distance maximale détectable par le radar. Cette résolution est d'autant plus faible que la distance de la cible est grande.

— Distance sans ambiguïté

Classiquement, la distance maximale sans ambiguïté d_{msa} d'un radar FMCW dépend de la durée de sa période de modulation T .

$$d_{msa} = \frac{cT}{2} \quad (1.11)$$

En pratique, la distance maximale détectable par un radar FMCW est plus petite que sa distance maximale sans ambiguïté. Les radars FMCW utilisant le “de-ramping” ont l'avantage d'une faible complexité de traitement du fait de la réduction de la bande d'analyse en s'intéressant uniquement à la fréquence de battement au lieu de la totalité de la bande du signal reçu. En revanche, cette réduction de la bande d'analyse entraîne une diminution de la distance maximale détectable. En effet, le filtre passe bas réduit la bande d'analyse à sa largeur ΔF , limitant ainsi les fréquences de battement détectables et entraînant par la même occasion la diminution de la distance maximale observable à d_{max} :

$$d_{max} = \frac{cT}{2} \frac{\Delta F}{B} \ll d_{msa} \quad (1.12)$$

Par ailleurs, il est possible d'augmenter la distance observable au-delà de d_{max} en utilisant le “sliding de-ramping processing” [38]. Cette technique joue sur la réplique du signal émis $s_e(t)$ au moment du calcul du signal de battement par insertion d'un décalage fréquentiel f_{sh} ou temporel t_{sh} . En réalité, le “sliding de-ramping processing” permet de décaler la plage de distances observables par le radar car l'augmentation de la distance maximale observable nécessite une augmentation de la distance minimale observable d_{min} .

$$d_{max} = \frac{cT}{2} \frac{\Delta F + f_{sh}}{B}, \quad f_{sh} = \frac{2\Delta F}{cT} d_{min} \quad (1.13)$$

En outre, le “sliding de-ramping processing” à décalage de fréquence réduit la durée d'observation du signal de battement, ce qui dégrade le rapport signal à bruit et la résolution en distance par rapport au “de-ramping” classique. En revanche, avec le décalage temporel t_{sh} , la durée d'observation du signal de battement reste inchangée mais une synchronisation entre le t_{sh} et la FFT est nécessaire [38].

◇ Mesures pour une cible mobile

Pour mesurer la vitesse et la distance de la cible, le signal de battement doit être analysé sur plusieurs périodes de modulation [34]. La distance de la cible se calcule à partir de la fréquence de battement obtenue par la FFT du signal $s_b(t_n)$ sur la $n^{\text{ème}}$ période de modulation.

$$S_b(f, n) = \int_{\Delta t_{max}}^T s_b(t_n) e^{-i2\pi f t_n} dt_n, \quad \Delta t + nT < t_n < (n+1)T \quad (1.14)$$

Ce spectre est centré sur la fréquence de battement f_b , mais sa phase change en fonction de la période de modulation. Ainsi, en discrétisant $S_b(f, n)$ sur N périodes avec T comme période d'échantillonnage, on obtient :

$$S_b(f, \kappa) = \sum_{n=0}^{N-1} S_b(f, n) e^{-in\kappa} \quad (1.15)$$

où $\kappa = 2\pi f_D T$. La vitesse s'obtient alors aisément une fois que la fréquence Doppler est estimée à partir du spectre $S_b(f, \kappa)$. Connaissant la fréquence de battement et la fréquence Doppler, on retrouve facilement la distance de la cible par un simple calcul, équation (1.8).

En vertu du théorème de Shannon, la fréquence Doppler sera ambiguë au-delà de $1/2T$. Donc, la vitesse maximale sans ambiguïté est :

$$v_{max} = \frac{c}{4f_0 T} = \frac{\lambda}{4T} \quad (1.16)$$

où λ est la longueur d'onde de fonctionnement du radar.

La distance étant calculée à partir du spectre $S_b(f)$ obtenu par FFT du signal $s_b(t)$ sur P -points, la résolution en distance s'écrit alors [34] :

$$\delta d = \frac{2d_{max}}{P} \quad (1.17)$$

De même, puisque la fréquence Doppler est calculée à partir du spectre $S_b(f, \kappa)$, discrétisé en N -points, la résolution Doppler est alors $\Delta f_D = 1/NT$. On en déduit la résolution en vitesse, c'est-à-dire la plus petite variation de vitesse que le radar est capable de détecter :

$$\delta v_r = \frac{\lambda}{2NT} \quad (1.18)$$

Lorsque plusieurs cibles sont présentes, le spectre de battement contiendra la fréquence correspondante à chaque cible. La distance de la cible est calculée à partir de la fréquence de battement et du Doppler, ce qui permet de suivre la position de la cible à chaque mesure de sa vitesse. Cet avantage justifie l'utilisation du radar FMCW pour les applications automobiles.

1.2.2.2 Radars impulsionnels

Le radar impulsionnel est basé sur une modulation d'amplitude de la forme d'onde transmise pour repérer les instants d'émission et de réception des signaux. Le signal émis est alors une suite d'impulsions. Lorsque ces impulsions sont non modulées, on parle de "impulse radar", il n'y a aucune information sur la fréquence Doppler. En revanche, en modulant les impulsions, la mesure de la fréquence Doppler est possible, on parle alors de "pulse radar". Une architecture simplifiée d'un radar impulsionnel, adaptée de [32] est présentée à la figure 1.10. Le rôle du duplexeur est identique à celui du circulateur de la figure 1.6. L'étage d'entrée du récepteur est un amplificateur faible bruit (AFB) pour une meilleure sensibilité. Cet amplificateur est suivi d'un étage de transposition et d'un filtre adapté (matched filter). Il permet de maximiser le rapport signal à bruit et peut être suivi d'un amplificateur. Un détecteur d'enveloppe est

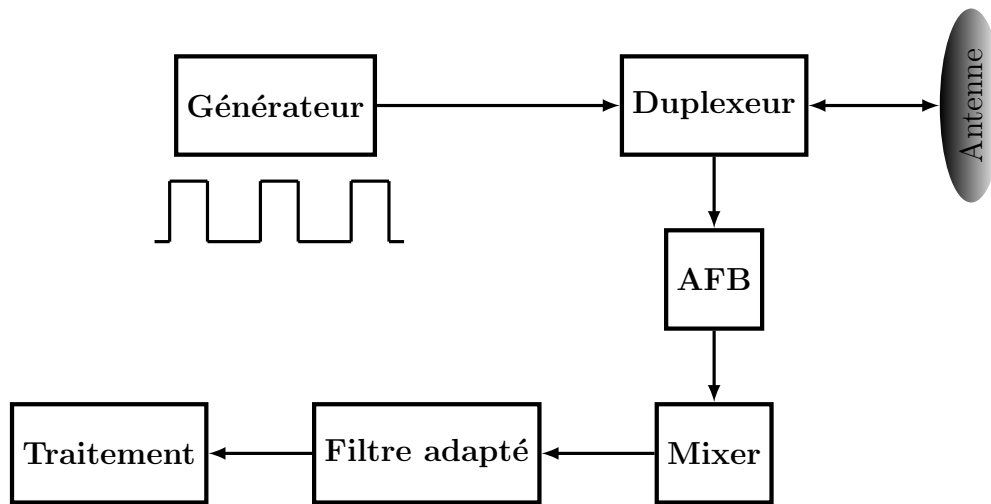


FIGURE 1.10 – Architecture simplifiée d'un radar impulsionnel

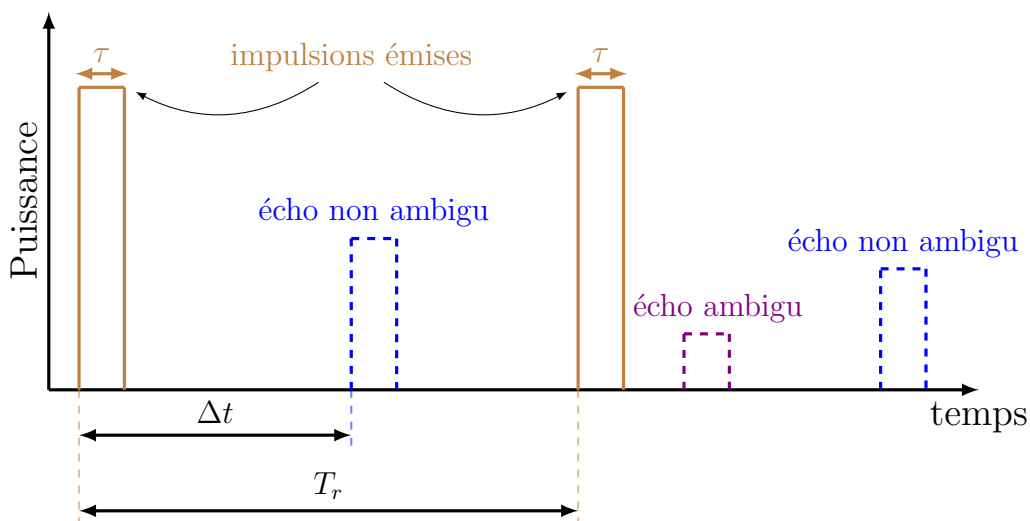


FIGURE 1.11 – Schéma de fonctionnement d'un radar impulsionnel

généralement utilisé au bout de la chaîne de réception avant le processus de décision. Un autre élément essentiel au fonctionnement d'un radar impulsif est la synchronisation qui produit un signal d'horloge afin de synchroniser l'émission et la réception et permettre de remonter aux informations mesurées. Le principe de fonctionnement d'un radar impulsif est illustré à la figure 1.11. Les impulsions d'une même largeur τ sont transmises au rythme de la période de répétition T_r . Chaque impulsion est suivie d'un temps de silence durant lequel les échos de cette impulsion peuvent être reçus avant l'émission d'une nouvelle impulsion.

◇ **Grandeurs mesurables**

La distance de la cible est déterminée à partir du temps de transit aller-retour des ondes, correspondant à la différence Δt des instants d'émission de l'impulsion et de réception de l'écho :

$$d = \frac{c\Delta t}{2} \quad (1.19)$$

Lorsqu'une cible est située à une distance assez éloignée de sorte que son écho parvienne après l'émission d'une nouvelle impulsion, elle apparaît comme proche du radar (voir écho ambigu, figure 1.11), produisant ainsi une ambiguïté sur la mesure de distance. Pour éviter cette équivoque, il est défini une distance maximale sans ambiguïté au-delà de laquelle les cibles sont considérées non détectables par le radar :

$$d_{msa} = \frac{cT_r}{2} \quad (1.20)$$

Le radar ne pouvant recevoir d'écho avant l'émission complète d'une impulsion, sa distance minimale de détection d_{min} , ou distance aveugle sera limitée par la durée de l'impulsion :

$$d_{min} = \frac{c\tau}{2} \quad (1.21)$$

La résolution en distance est définie par la bande passante totale de la forme d'onde transmise. Pour des impulsions non modulées, la bande passante B est sensiblement égale à l'inverse de leur durée temporelle τ [29]. La résolution en distance est alors donnée par :

$$\delta d = \frac{c}{2B} = \frac{c\tau}{2} \quad (1.22)$$

La mesure de la vitesse dépendra de la forme d'onde et de la méthode de mesure utilisée.

◇ **Caractéristiques de formes d'onde impulsives**

Les informations que peut fournir un radar dépendent des caractéristiques de la forme d'onde utilisée. Selon les applications et les performances recherchées, différents types de forme d'onde peuvent être utilisés en radar [39]. Les formes d'onde impulsives les plus courantes sont : l'impulsion rectangulaire, l'impulsion gaussienne, le monocycle et l'ondelette de Ricker [40]. Ces deux dernières représentent respectivement les dérivées

première et seconde de l'impulsion gaussienne. Les expressions analytiques des formes d'ondes rectangulaires et gaussiennes normalisées s'écrivent :

$$\text{impulsion rectangulaire } x(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } t \in [0; \tau] \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (1.23)$$

$$\text{impulsion gaussienne } x(t) = e^{-at^2} \quad (1.24)$$

La figure 1.12 présente les allures temporelles et fréquentielles des formes d'ondes rectangulaires (de largeur $\tau = 1$ ns) et gaussiennes (de largeur à mi-puissance $\tau_{-3dB} = 1$ ns).

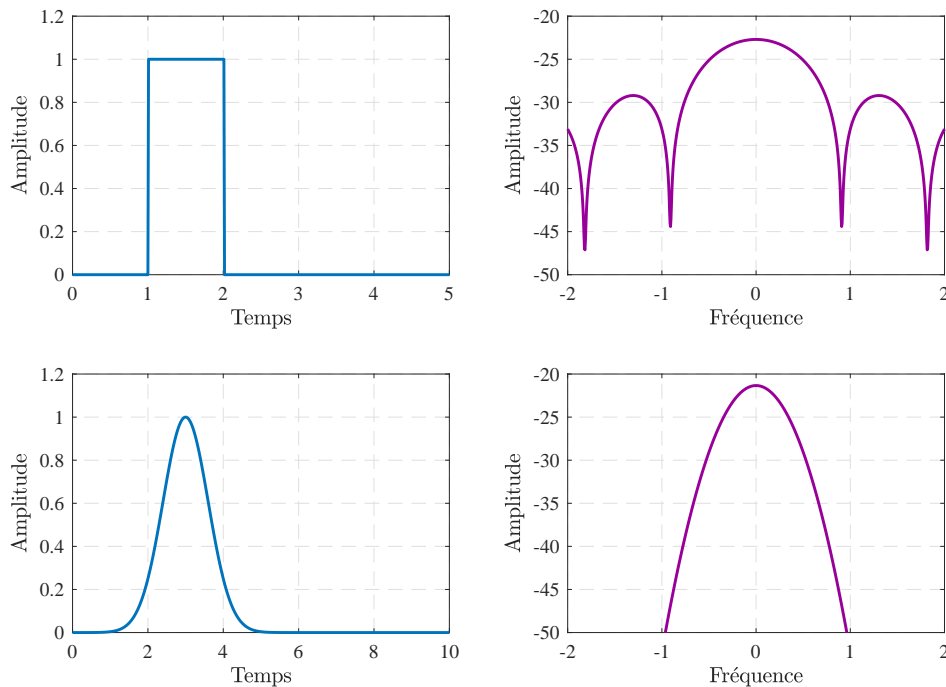


FIGURE 1.12 – Allures temporelles et fréquentielles des formes d'ondes rectangulaires et gaussiennes

Une des principales caractéristiques d'une forme d'onde radar est l'énergie qu'elle contient. En effet, la détectabilité des cibles et la précision des mesures dépendent du rapport signal à bruit, qui à son tour est liée à l'énergie contenue par la forme d'onde transmise. L'énergie d'une forme d'onde radar s'obtient par intégration de la puissance instantanée transmise sur la durée de la forme d'onde [39]. Pour un radar transmettant des impulsions de durée τ , avec une puissance instantanée P , l'énergie E de la forme d'onde est donnée par [39] :

$$E = \int_0^{\tau} P(t) dt \quad (1.25)$$

Pour maximiser l'énergie de la forme d'onde, on fait souvent recours aux longues impulsions lorsque la puissance est limitée par la normalisation. Cependant, une augmentation de la durée de l'impulsion entraîne une dégradation de la résolution et de la distance aveugle.

Les formes d'onde gaussiennes sont généralement utilisées pour des applications ULB. Classiquement, un radar impulsionnel emploie des formes d'onde simples (rectangulaire, gaussiennes), mais il peut utiliser des modulations de fréquence ou de phase permettant d'améliorer ses performances. Deux formes d'onde sont très répandues en radar impulsionnel :

L'impulsion à onde continue (“CW pulse”) est basée sur la mise sous porteuse directe de la forme d'onde. L'impulsion a une enveloppe de forme rectangulaire à amplitude et fréquence constantes.

L'impulsion à modulation de fréquence linéaire (“Linear FM pulse”) est une modulation de l'impulsion par une rampe de fréquence (“chirp”). La modulation de fréquence augmente la bande passante du signal par rapport à une impulsion à onde continue de même durée.

Ces deux formes d'onde ne sont rien d'autre que les formes d'ondes continues CW et FMCW sous forme impulsionnelle. Leurs caractéristiques temporelles et fréquentielles sont illustrées à la figure 1.13.

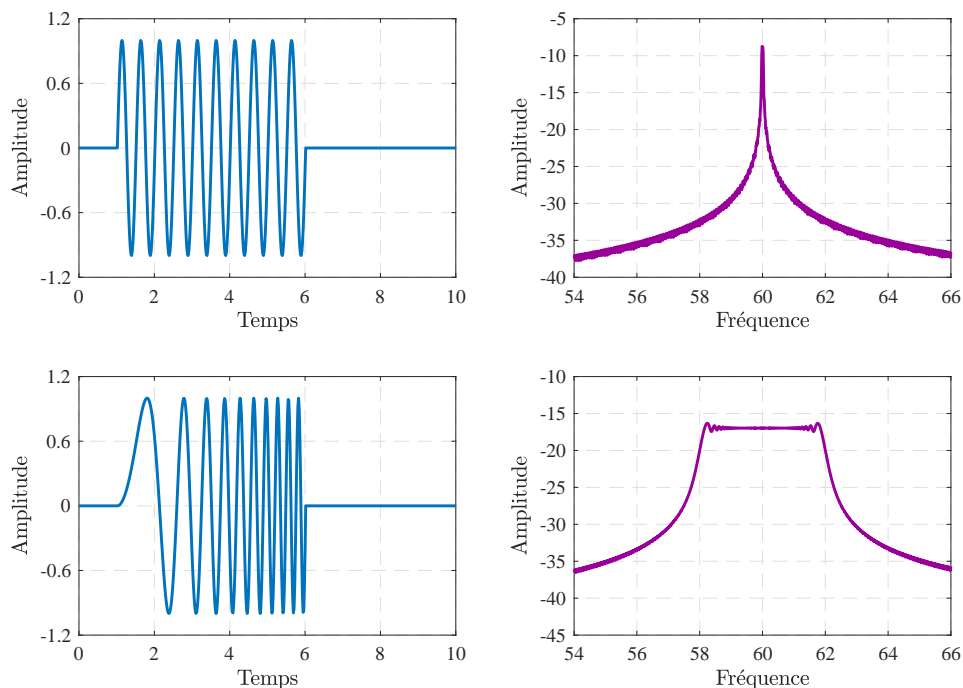


FIGURE 1.13 – Allures temporelles et fréquentielles des formes d'onde impulsionnelles “CW” et “Linear FM”

Le “CW pulse” permet de mesurer la vitesse de la cible grâce à la forme d'onde continue

(par effet Doppler), mais aussi sa distance par la technique impulsionnelle. Sa résolution en vitesse est inversement proportionnelle à la largeur de l'impulsion : $\delta v_r = \lambda/2\tau$ [39]. Or, la résolution en distance est proportionnelle à τ ($\tau B = 1$), une des limites de cette forme d'onde réside dans ce compromis entre une bonne résolution en distance et une bonne résolution en vitesse.

Lorsque l'on utilise de longues impulsions pour améliorer la résolution en vitesse, la largeur spectrale des impulsions et celle du filtre adapté seront étroites de manière à filtrer les échos de certaines cibles. Dans ce cas, il est nécessaire d'utiliser un banc de filtres adaptés aux différentes fréquences souhaitées pour assurer la réception des échos. Le radar "pulse Doppler" [41] permet d'améliorer la résolution en vitesse avec une forme d'onde CW sans modifier la durée de l'impulsion. Il est basé sur l'émission d'impulsions cohérentes. En réception, le traitement est fait sur N impulsions, augmentant ainsi la durée d'observation du signal. Un banc de N filtres est alors utilisé pour déterminer les différentes vitesses des cibles d'une même case distance. Sa résolution en vitesse ne dépend que du nombre d'impulsions et de leur période de répétition T_r : $\delta v_r = \lambda/2NT_r$.

D'autre part, lorsque l'on utilise de courtes impulsions pour une meilleure résolution en distance, l'énergie de la forme d'onde est alors minimiser. Le "Linear FM pulse" permet de pallier ce compromis (résolution - énergie) en élargissant la bande passante du signal sans diminuer la largeur de l'impulsion. Cela permet de garantir à la fois une bonne résolution en distance et en vitesse. Cette technique qui permet d'obtenir une haute résolution avec l'énergie d'une impulsion relativement longue est plus connue sous le nom de compression d'impulsion [39], [42], [43]. Le produit τB n'est plus unitaire, il correspond au rapport de compression d'impulsion.

La compression d'impulsion à codage de phase [39], [41] est aussi une forme d'onde utilisée pour améliorer à la fois la résolution en distance et en vitesse. Cette technique est basée sur une subdivision de l'impulsion τ en plusieurs sous-impulsions de durée τ_p dont chacune possède une phase codée. Le traitement est fait de sorte à avoir une résolution temporelle égale à τ_p et une résolution fréquentielle égale à τ . Le rapport de compression correspond au nombre de sous-impulsions $n = \tau/\tau_p$.

1.2.2.3 Classification et Comparaison des radars

Par rapport à leur principe de fonctionnement, les radars sont généralement classés en trois grandes catégories :

- les radars du domaine fréquentiel (frequency domain radars) qui regroupent les radars à ondes continues CW et FMCW,
- les radars du domaine temporel (time domain radars) composés des différents types de radars impulsionnels ("impulse radar", "CW pulse", compression d'impulsion par modulation de fréquence "Linear FM pulse", ou par codage de phase),
- et les radars du domaine temps - fréquence (time-frequency radar) dont le radar

OFDM, [44], [45], utilisé pour des systèmes radar-communication.

Les radars à ondes continues et impulsionnels présentent chacun des avantages et des inconvénients l'un par rapport à l'autre. Le choix du type de radar dépendra de l'application et des performances visées. Dans cette partie, nous proposons une étude comparative des principales grandeurs caractéristiques entre les radars FMCW et impulsionnels, tableau 1.3. Le radar CW ne permettant pas de déterminer la distance de la cible, n'est pas pris en compte.

Tableau 1.3 – Comparaison entre les radars FMCW et impulsionnels

Grandeurs	Radar FMCW	Radar Impulsionnel
Modulation	Fréquence	Amplitude, fréquence, phase
Occupation bande passante	Continue	Alternée
Emission/Réception	Simultanée	Consécutives
Traitement	Fréquence de battement et échantillonnage	Echantillonnage et synchronisation
Distance aveugle	Pas de distance aveugle	Liée à la durée de l'impulsion
Distance max. sans ambiguïté	Liée à la période de modulation	Liée à la période de répétition
Résolution en distance	Large bande d'excursion pour une bonne résolution	Large bande pour une bonne résolution
Mesure de vitesse	Par doppler	Par doppler
Résolution en vitesse	Dépend de la période de modulation et de l'échantillonnage	Suivant la technique (CW, pulse Doppler, Linear FM)

Les radars impulsionnels sont généralement privilégiés pour les applications longues portées et à l'inverse les radars FMCW pour les applications courtes portées.

Le principal avantage des radars à ondes continues est sans doute leur capacité à émettre et à recevoir simultanément contrairement aux radars impulsionnels. Cela traduit une absence de distance aveugle pour les radars FMCW alors que pour le radar pulsé la distance aveugle dépend de la largeur de l'impulsion.

Un des principaux avantages du radar impulsionnel réside dans son calcul de distance, basé uniquement sur les instants d'émission et de réception des signaux. En revanche, pour le radar FMCW, la détermination de la distance est plus complexe car nécessitant l'estimation de la fréquence de battement.

D'une manière générale, les radars impulsionnels classiques (sans compression) sont

plus simples que les radars FMCW en matière de mise en œuvre et d'implémentation.

1.2.3 Grandeurs caractéristiques d'un radar

1.2.3.1 Mesure angulaire

Une des principales fonctions d'un radar est de localiser les cibles qu'il détecte. Pour cela, une simple mesure de la distance ne suffit pas, une mesure angulaire est alors nécessaire pour la localisation. Dans un système radar, la mesure de l'angle relève de la fonction antennaire. La direction de la cible est souvent déterminée par la mesure de l'angle où l'amplitude de l'écho captée par l'antenne est maximum. Le principe de la mesure est basé sur l'utilisation d'une antenne directive, qui rayonne l'énergie dans un faisceau étroit de sorte à déterminer la direction de la cible dont l'écho est reçu par cette même antenne. Le pouvoir de discrimination angulaire ou résolution angulaire d'un radar classique est approximé par la largeur à mi-puissance de son faisceau d'antenne. La largeur du faisceau est liée à la dimension physique de l'antenne [29] :

$$\Theta \cong \frac{70\lambda}{L} \quad (1.26)$$

où Θ est la largeur du faisceau à -3 dB en degré, L la longueur d'ouverture de l'antenne (pour une antenne parabole, son diamètre) et λ la longueur d'onde de fonctionnement. Pour les antennes dont le diagramme de rayonnement est asymétrique, il est nécessaire de calculer séparément la largeur de son faisceau en azimuth et en élévation. Bien souvent, la résolution angulaire (en azimuth ou en élévation) d'un radar est rapportée en distance. En effet, pour les cibles en mouvement, la résolution angulaire est associée à l'information Doppler pour donner une sorte de résolution en distance et en azimuth/élévation ("cross-range") [29], [46]. Pour une cible située à une distance d , elle est donnée par :

$$\delta d_c = 2d \sin\left(\frac{\Theta}{2}\right) \approx d\Theta \quad (1.27)$$

où Θ désigne la largeur du faisceau à mi-puissance dans le plan (azimut ou élévation) de mesure de la résolution. La résolution "cross-range" traduit la diminution de la précision de localisation en fonction de la distance de la cible. La mesure angulaire peut également se faire en utilisant deux ou quatre faisceaux d'antenne, c'est le cas des radars "monopulse" ou en procédant par balayage électronique ("scanning") [30], [47]. Ces techniques sont généralement utilisées pour les applications de suivi ("tracking"). Le volume de l'espace illuminé par une antenne dépend de la largeur de son faisceau. Ainsi, pour assurer une bonne couverture du radar sans dégrader la mesure angulaire, il est nécessaire d'opérer un balayage antennaire. Le balayage peut être mécanique ou électronique selon le type d'antenne utilisé et selon l'application visée.

En outre, le balayage peut être utilisé pour traiter plusieurs échos, particulièrement dans les radars impulsionsnels. En pratique, lors d'un balayage, plusieurs échos provenant d'une même cible sont habituellement reçus. Des techniques d'intégration peuvent

alors être appliquées sur les impulsions reçues pour ainsi permettre d'améliorer les performances de détection. Le nombre d'impulsions n , provenant d'une même cible, reçu lors d'un balayage est lié à la largeur du faisceau à mi-puissance Θ et à la période de répétition des impulsions T_r [30] :

$$n = \frac{\Theta}{\omega T_r} \quad (1.28)$$

où ω est la vitesse angulaire de balayage de l'antenne en deg/s.

Les techniques d'intégration et les performances de détection seront détaillées dans la section 1.4.3.3.

1.2.3.2 Équation radar

De la formule de Friis à l'équation radar

Pour comprendre le fonctionnement et les caractéristiques de rayonnement des systèmes de communication et de détection, il est important d'appréhender la formule de Friis et l'équation du radar. L'équation du radar, comme la formule de Friis pour les systèmes de communication sans fil, permet le dimensionnement des systèmes radar. Ces deux notions théoriques permettent d'estimer la puissance reçue par l'antenne de réception en fonction des caractéristiques de l'émetteur, du récepteur et de l'environnement de propagation.

- Formule de Friis

On considère une liaison sans fil, en espace libre entre un émetteur (indice e) et un récepteur (indice r) séparés d'une distance D , dont les gains d'antennes sont respectivement $G_e(\theta_e, \phi_e)$ et $G_r(\theta_r, \phi_r)$ et dont les polarisations sont adaptées. θ et ϕ représentent respectivement l'angle d'élévation et l'azimut dans la direction considérée. L'antenne émettrice est alimentée d'une puissance P_e et on notera P_r la puissance en sortie de l'antenne de réception, figure 1.14.

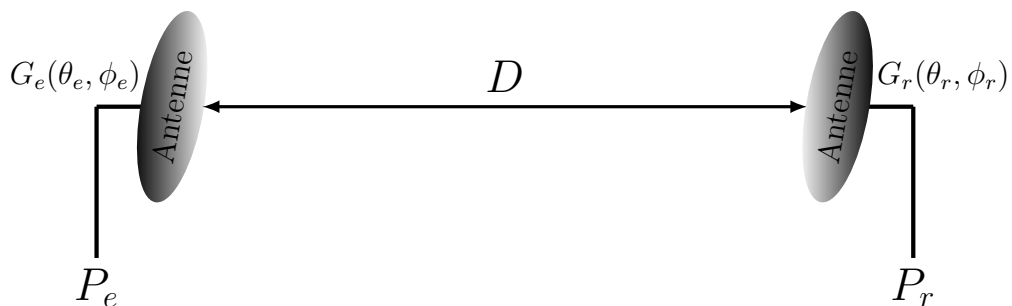


FIGURE 1.14 – Bilan de liaison d'une communication sans fil

Etablir la formule de Friis revient à exprimer la puissance P_r en fonction de la puissance

P_e , des caractéristiques des antennes et de la distance. La densité de puissance p à une distance D de l'émetteur est donné par :

$$p = \frac{P_e G_e(\theta_e, \phi_e)}{4\pi D^2} \quad (1.29)$$

Le gain de l'antenne est lié à sa surface effective A_r et à la longueur d'onde de fonctionnement :

$$G_r(\theta_r, \phi_r) = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_r \quad (1.30)$$

La puissance captée par l'antenne de réception est donnée par le produit de la densité de puissance p par la surface effective A_r de l'antenne de réception :

$$P_r = P_e G_e(\theta_e, \phi_e) G_r(\theta_r, \phi_r) \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \quad (1.31)$$

Cette dernière équation est la formule de Friis (ou équation des télécommunications) qui traduit le bilan de la liaison et permet notamment d'estimer la portée d'une communication sans fil.

- Équation radar

Établir l'équation radar consiste à exprimer la puissance reçue en fonction des caractéristiques de l'émetteur, du récepteur et de la cible. Ce qui revient à établir le bilan des puissances sur un trajet aller-retour de l'onde émise. Selon la configuration de l'émetteur par rapport au récepteur, on distingue les radars monostatiques des radars dits bistatiques. On parle de radar monostatique lorsque l'émetteur et le récepteur sont co-localisés et utilisent alors la même antenne (ou deux antennes de mêmes caractéristiques et suffisamment proches pour considérer que l'onde suit le même trajet en aller et au retour), figure 1.15(a). Un radar est dit bistatique lorsque l'émetteur et le récepteur constituent deux plateformes physiquement délocalisées, figure 1.15(b).

Dans une configuration de radar bistatique, la densité de puissance qui arrive à la cible située à une distance d_1 de l'émetteur est donnée par la relation (1.29) en remplaçant D par d_1 . La cible intercepte une partie de l'énergie qui lui parvient et la réfléchit en direction du récepteur. Cette réflexion est caractérisée par la surface équivalente radar (voir section 1.3) de la cible, notée σ . En supposant isotrope la puissance re-rayonnée par la cible, la densité de puissance au niveau du récepteur situé à une distance d_2 de celle-ci s'écrit :

$$p_r = \frac{P_e G_e(\theta_e, \phi_e)}{4\pi d_1^2} \cdot \sigma \cdot \frac{1}{4\pi d_2^2} \quad (1.32)$$

La puissance captée par l'antenne du récepteur en tenant compte de son gain (1.30) est donnée par la relation :

$$P_r = P_e G_e(\theta_e, \phi_e) G_r(\theta_r, \phi_r) \sigma \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 d_1^2 d_2^2} \quad (1.33)$$

Cette relation est l'équation radar dans le cas bistatique. Dans une configuration monostatique l'antenne d'émission et de réception est généralement la même, l'équation radar s'écrit alors :

$$P_r = P_e G^2(\theta, \phi) \sigma \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 d^4} \quad (1.34)$$

Les relations (1.33) et (1.34) sont des formes simplifiées de l'équation radar. Il existe une formulation plus complète qui tient compte des différentes pertes dans les systèmes de l'émetteur et du récepteur, du milieu de propagation et des pertes de polarisation [48]. L'équation radar se rapproche de la formule de Friis, mais avec une décroissance de la puissance reçue en $1/d^4$ à cause du trajet aller-retour de l'onde. Elle permet d'estimer la portée maximale d'un radar et sert de base pour la conception et le dimensionnement des systèmes.

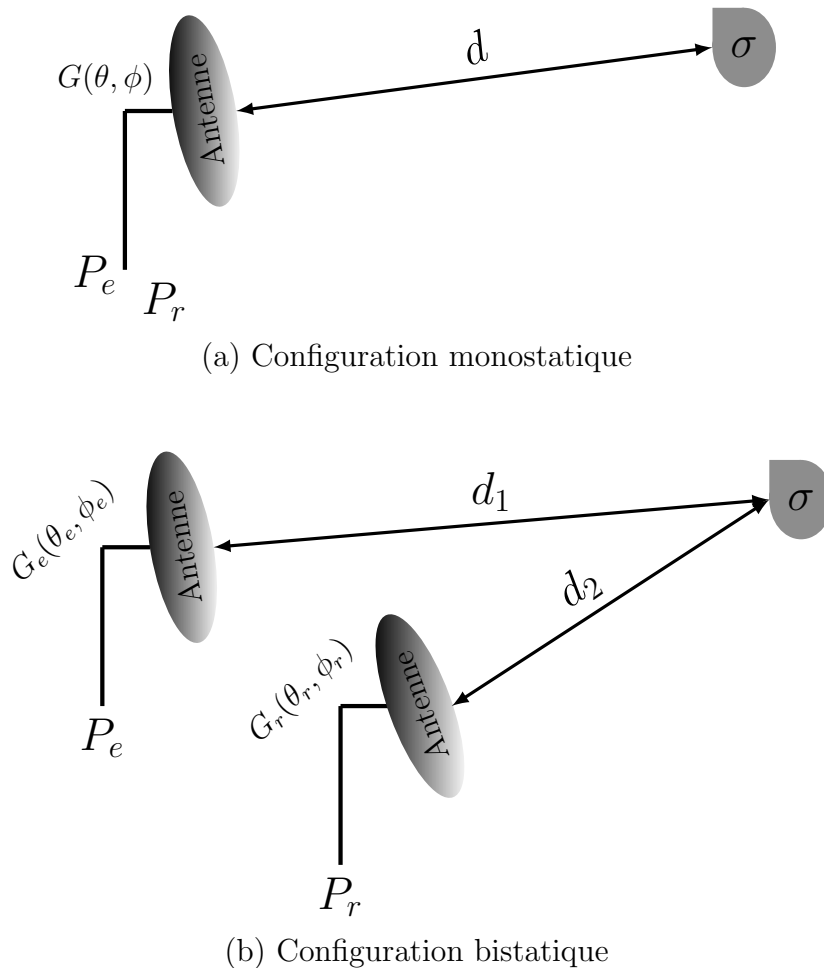


FIGURE 1.15 – Configurations radar monostatique et bistatique

1.3 Surface équivalente radar

1.3.1 Généralités sur la SER

1.3.1.1 Zones de diffusion du champ

Les propriétés du champ électromagnétique dans l'environnement autour de sa source varient en fonction de la distance D . Ces variations entraînent une partition de l'espace en plusieurs zones. Ces zones dépendent de la plus grande dimension a de la source par rapport à la longueur d'onde de fonctionnement et permettent de décrire les caractéristiques de rayonnement lorsque la source est une antenne ou de diffusion dans le cas d'une cible. Comme pour les antennes [49], on distingue trois zones de diffusion principales autour d'une cible, figure 1.16 :

-*La zone de Rayleigh* est la zone de champ très proche entourant directement la cible. Cette région de champ très complexe présente des ondes évanescentes. Elle est souvent fusionnée à la zone de champ réactif [50], dont la limite est inférieure à $\lambda/2\pi$. La zone de Rayleigh s'étend jusqu'à $a^2/2\lambda$ et est caractérisée par un champ non divergent.

-*La zone de Fresnel* est une zone intermédiaire où le phénomène de propagation commence à apparaître. Dans cette région, la complexité du champ est moindre et les ondes évanescentes disparaissent. Elle s'étend de la limite de la première zone à une distance égale à $2a^2/\lambda$. Elle constitue avec la zone de Rayleigh une région appelée zone de champ proche.

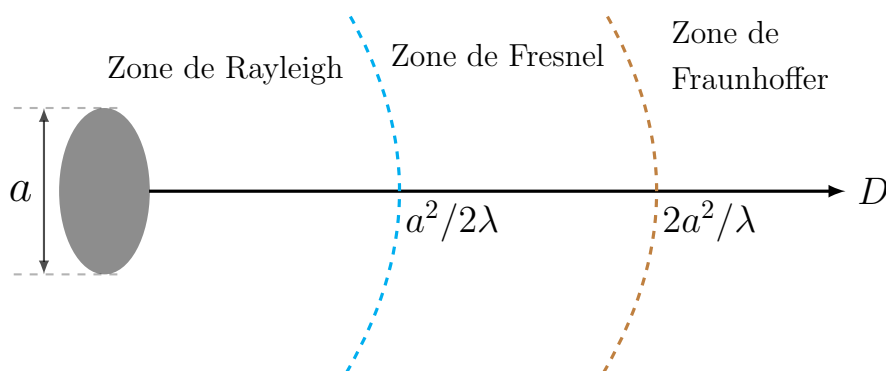


FIGURE 1.16 – Zones de diffusion d'une cible

-*La zone de Fraunhofer* ou zone de champ lointain dans laquelle le phénomène de propagation est prédominant. Cette région où les antennes sont utilisées dans la plus part des cas se situe au-delà de la zone de Fresnel. Dans cette zone, les ondes sont localement planes et le champ varie en $1/D$.

1.3.1.2 Définition de la SER

La surface équivalente du radar, SER (en anglais radar cross section, RCS) permet de quantifier la quantité d'énergie captée et réémise par la cible à son interaction

avec l'onde transmise par le radar. La SER d'une cible est la surface équivalente qui intercepte la quantité de puissance qui, une fois rayonnée de manière isotrope, produit au niveau du récepteur une densité de puissance équivalente à celle produite par la cible réelle. Elle renseigne sur la détectabilité de la cible et dépend des caractéristiques suivantes :

- la géométrie (dimension, forme) et la composition (réflectivité) de la cible,
- la fréquence ou la longueur d'onde de fonctionnement,
- l'orientation angulaire de la cible relative à l'émetteur et au récepteur,
- la polarisation de l'émetteur et du récepteur.

La SER est définie comme étant le rapport de la densité de puissance incidente à la cible par celle qui parvient au radar en réception. L'expression ainsi obtenue est une fonction de la distance d de la cible (voir annexe A.1). Cela signifie que les caractéristiques d'une cible dépendent de la distance, ce qui n'est pas conforme à la réalité. Pour résoudre ce problème et avoir une définition conforme de la SER, une normalisation est proposée en faisant tendre la distance d vers l'infini [29]. Cela permet de considérer la SER σ en zone de champ lointain et d'éliminer sa dépendance en fonction de la distance.

$$\sigma = \lim_{d \rightarrow +\infty} 4\pi d^2 \left| \frac{E_r}{E_i} \right|^2 \quad (1.35)$$

où E_i est le champ électrique incident à la cible et E_r est celui réfléchi par la cible (ou champ diffus). Une expression équivalente de la SER peut être obtenue en remplaçant les champs électriques par les champs magnétiques correspondants. La quantité scalaire de la SER se mesure en mètre carré. En échelle logarithmique elle est exprimée en décibel mètre carré, dBm² (en anglais, decibel square meter, dBsm) lorsqu'elle est normalisée par rapport à un mètre carré.

1.3.1.3 Polarisation et matrice de SER

La polarisation est définie par l'orientation du vecteur champ électrique pris dans un système de référence. En radar et particulièrement pour l'estimation de la SER on utilise le système de coordonnées sphérique. La cible est centrée à l'origine du repère qui définit la référence, figure 1.17. Il convient alors de projeter la polarisation de l'onde incidente suivant les axes du système de référence.

On considère la structure d'onde plane du champ électromagnétique à grande distance, c'est-à-dire que $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$ forme un trièdre direct. L'onde incidente est alors tangente à une sphère centrée sur la cible. On introduit un angle de polarisation η_e [51], figure 1.18, pour définir l'orientation des champs incidents. Dans le cas monostatique, les directions d'incidence \vec{k}_i et de réflexion \vec{k}_r sont données par $\vec{k}_i = -\vec{k}_r = -\hat{e}_r$, où \hat{e}_r est

le vecteur unitaire de la base sphérique $(\hat{e}_r, \hat{e}_\theta, \hat{e}_\phi)$. Ainsi, les vecteurs unitaires \vec{e}_i et \vec{h}_i donnant les directions des champs \vec{E} et \vec{H} respectivement peuvent alors s'écrire :

$$\begin{aligned}\vec{e}_i &= \vec{e}_{i,H} + \vec{e}_{i,V} = \sin \eta_e \hat{e}_\phi - \cos \eta_e \hat{e}_\theta \\ \vec{h}_i &= \vec{h}_{i,H} + \vec{h}_{i,V} = \cos \eta_e \hat{e}_\phi + \sin \eta_e \hat{e}_\theta\end{aligned}\quad (1.36)$$

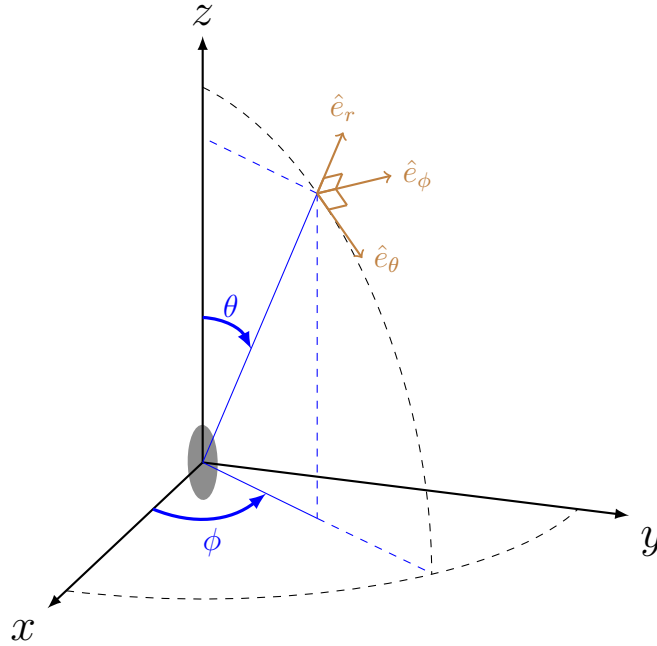


FIGURE 1.17 – Polarisation et coordonnées sphériques

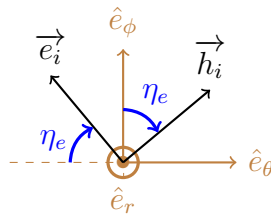


FIGURE 1.18 – Illustration de l'angle de polarisation

De la même façon qu'en émission, on peut définir les vecteurs \vec{e}_r et \vec{h}_r d'orientations des champs en réception en fonction de l'angle de polarisation en réception η_r . Ces vecteurs permettent de définir la polarisation de l'antenne de réception et d'en tenir compte dans le calcul de la SER. Ainsi, en partant de l'équation (1.35) et en considérant la polarisation en réception, on peut alors écrire la SER sous la forme :

$$\sigma = \lim_{d \rightarrow +\infty} 4\pi d^2 \left| \frac{\vec{e}_r \cdot \vec{E}_r}{E_i} \right|^2 \quad (1.37)$$

où \vec{E}_r est le vecteur champ électrique réfléchi (ou diffus) par la cible dont l'orientation dépend de la polarisation du champ incident et de la géométrie de la cible.

La matrice de la SER $[\underline{\sigma}]$ et la matrice de Sinclair ($[\underline{S}]$ ou matrice de diffusion en champ) sont définies à l'aide des angles de polarisation η_e et η_r .

$$[\underline{\sigma}] = \begin{bmatrix} \sigma_{HH} & \sigma_{HV} \\ \sigma_{VH} & \sigma_{VV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma(\eta_r = 90^\circ, \eta_e = 90^\circ) & \sigma(\eta_r = 90^\circ, \eta_e = 0^\circ) \\ \sigma(\eta_r = 0^\circ, \eta_e = 90^\circ) & \sigma(\eta_r = 0^\circ, \eta_e = 0^\circ) \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

$$[\underline{S}] = [\sqrt{\underline{\sigma}}] = \frac{1}{2\sqrt{\pi d}} \begin{bmatrix} \sqrt{\sigma_{HH}} e^{j\phi_{HH}} & \sqrt{\sigma_{HV}} e^{j\phi_{HV}} \\ \sqrt{\sigma_{VH}} e^{j\phi_{VH}} & \sqrt{\sigma_{VV}} e^{j\phi_{VV}} \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

À une fréquence donnée et pour une orientation de la cible et du radar, la matrice de Sinclair $[\underline{S}]$ contient toutes les informations relatives aux propriétés de réflexion de la cible (amplitude, polarisation, phase).

1.3.1.4 SER et régions de fréquence

Les caractéristiques de diffusion (ou réflexion) d'une cible dépendent fortement de la fréquence de l'onde incidente. Cette dépendance se traduit par différentes variations de la surface équivalente radar (SER) selon la dimension de la cible par rapport à la longueur d'onde. On distingue principalement trois régions de fréquence [52], où la SER varie différemment :

-*La région des basses fréquences* dans laquelle la principale dimension de la cible est très petite par rapport à la longueur d'onde. Dans cette région la SER varie en $1/\lambda^4$, ce qui correspond à la zone de Rayleigh.

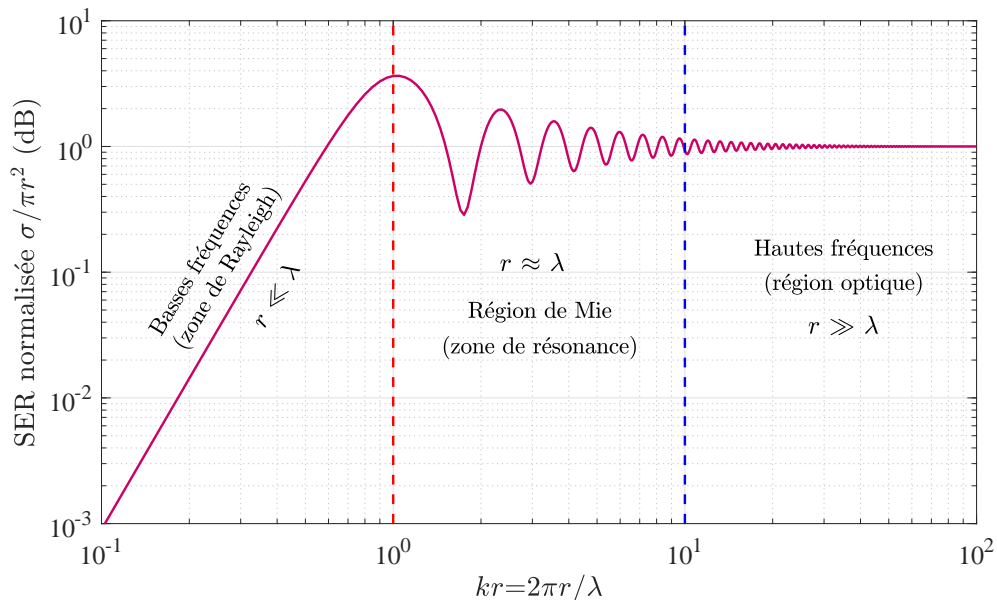


FIGURE 1.19 – Variation de la SER d'une sphère parfaitement conductrice

-*La région de résonance* : dans cette zone, les dimensions de la cible sont comparables à la longueur d'onde. La SER oscille fortement car toutes les parties de la cible contribuent à la diffusion. Cette région intermédiaire entre les basses fréquences et les hautes

fréquences est aussi appelée région de Mie.

-La région des hautes fréquences où région optique est caractérisée par des cibles très grandes par rapport à la longueur d'onde.

Ces régions sont clairement illustrées par la SER d'une sphère parfaitement conductrice. La figure 1.19 présente la variation de la SER d'une sphère parfaitement conductrice en fonction de kr où r est le rayon de la sphère.

Aux hautes fréquences, les oscillations observées dans la zone de résonance convergent progressivement vers 1, traduisant une indépendance de la SER vis-à-vis de la fréquence. Ce résultat est d'autant plus intéressant que la sphère est utilisée comme cible de calibration pour les mesures de SER.

1.3.1.5 Types de cibles : modèles de fluctuation

◇ Cibles non-fluctuantes

Une cible non fluctuante (Swerling 0) possède une surface équivalente radar (SER) qui est invariante dans toutes les directions. Comme la SER est constante, sa densité de probabilité est donnée par une distribution de Dirac.

◇ Cibles fluctuantes

Une cible est dite fluctuante lorsque sa SER n'est pas constante. La SER d'une cible varie souvent en fonction de l'orientation de la cible, mais aussi de la fréquence. Ainsi la SER peut fluctuer en amplitude (scintillation) et/ ou en phase (glint). Dans cette étude, nous nous limiterons uniquement à la fluctuation en amplitude. Le modèle de fluctuation d'une cible dépend principalement de la rapidité de fluctuation et de sa distribution statistique. Swerling [53] a développé quatre modèles de cible fluctuantes.

● Modèles de Swerling 1/2

La surface équivalente radar d'une cible fluctuante de type Swerling 1 illuminée par un faisceau d'impulsions est constante durant le temps d'un balayage, mais change d'un balayage à un autre. Autrement dit, les échos de la cible provenant d'un même balayage sont totalement corrélés, mais indépendants entre deux balayages.

Une cible sondée par un groupe d'impulsions est dite de type Swerling 2 lorsque sa surface équivalente radar varie d'une impulsion à une autre. Dans ce cas, les différents échos provenant de la cible sont décorrés. Ce type de cible présente une fluctuation plus rapide que celle du modèle Swerling 1.

Pour les deux modèles de fluctuation (Swerling 1 et 2), la densité de probabilité de la SER de la cible est décrite par une loi de Laplace [53].

$$f(\sigma) = \frac{1}{\bar{\sigma}} \exp\left(-\frac{\sigma}{\bar{\sigma}}\right) \quad (1.40)$$

où σ représente le SER de la cible et $\bar{\sigma}$ la moyenne de σ sur toutes les fluctuations de la cible.

- Modèles de Swerling 3/4

Les cibles fluctuantes sont des objets complexes qui présentent parfois plusieurs points diffuseurs ou points brillants. Les modèles de fluctuations Swerling 1 et 2 s'appliquent lorsque ces points diffuseurs sont indépendants et présentent approximativement les mêmes surfaces de diffusion. En revanche, lorsque qu'une cible possède un point diffuseur plus important que les autres, on utilise le modèle Swerling 3 ou 4 pour caractériser sa loi de fluctuation.

Lorsqu'une telle cible présente une fluctuation lente (d'un balayage à un autre), elle est qualifiée de type Swerling 3. Le modèle Swerling 4 est similaire au cas Swerling 2 (fluctuation rapide ou d'une impulsion à une autre) mais pour les cibles possédant un diffuseur prépondérant par rapport aux autres points brillants.

La densité de probabilité de la SER (σ) d'une cible de type Swerling 3 est identique à celle du modèle Swerling 4 et est décrite par la loi du khi^2 à 4 degré de liberté [53].

$$f(\sigma) = \frac{4\sigma}{\bar{\sigma}^2} \exp\left(-\frac{2\sigma}{\bar{\sigma}}\right) \quad (1.41)$$

Les modèles de fluctuations Swerling 3 et 4 peuvent aussi s'appliquer à des cibles possédant un grand diffuseur soumis à des changements d'orientation assez petits.

1.3.2 Méthodes de prédiction de la SER

La SER est une donnée critique dans le dimensionnement des systèmes radar et doit être minutieusement modélisée. Les techniques hautes fréquences permettent de prédire la SER des cibles en fonction d'un certain nombre de paramètres. Le terme "haute fréquence" se réfère non pas à la fréquence absolue de travail, mais plutôt à la longueur d'onde par rapport à la plus grande dimension de la cible. Ainsi, les méthodes hautes fréquences ne sont applicables que lorsque la plus petite dimension de la cible est au moins égale à 5 fois la longueur d'onde de fonctionnement du radar [29]. Les techniques hautes fréquences comprennent les méthodes de rayon (l'optique géométrique, la théorie géométrique de la diffraction, etc.), les méthodes basées sur les courants (l'optique physique, la théorie physique de la diffraction, etc.) et d'autres méthodes telles que les méthodes asymptotiques et incrémentielles [29], que nous n'aborderons pas dans cette étude.

1.3.2.1 Optique géométrique (OG)

L'optique géométrique a été initialement développée pour l'analyse de la propagation de la lumière aux hautes fréquences. Elle décrit la nature de la réflexion des ondes lumineuses sur les surfaces lisses, en tenant compte du changement d'angle lorsqu'un rayon lumineux passe d'un milieu à un autre (lois de Snell Descartes). En radar, l'optique géométrique est souvent utilisée pour prédire la diffusion des ondes électromagnétiques par des matériaux supposés parfaitement conducteurs [29].

Le développement de l'OG est basé sur le transport de l'énergie d'un point à un autre et s'appuie sur l'extension asymptotique des champs incidents et réfléchis des séries de Luneberg-Kline [54].

En considérant que l'énergie se déplace suivant des lignes droites, le principe de conservation de l'énergie dans un tube de rayons permet de déterminer les expressions des champs électromagnétiques en tout point du tube à partir du champ en un point de référence. Ces rayons traversent des surfaces appelées "eikonal" dont la forme dépend de la nature des ondes (sphérique, cylindrique, plane). La figure 1.20 présente un tube de rayons astigmatiques pour illustrer le principe de conservation de l'énergie.

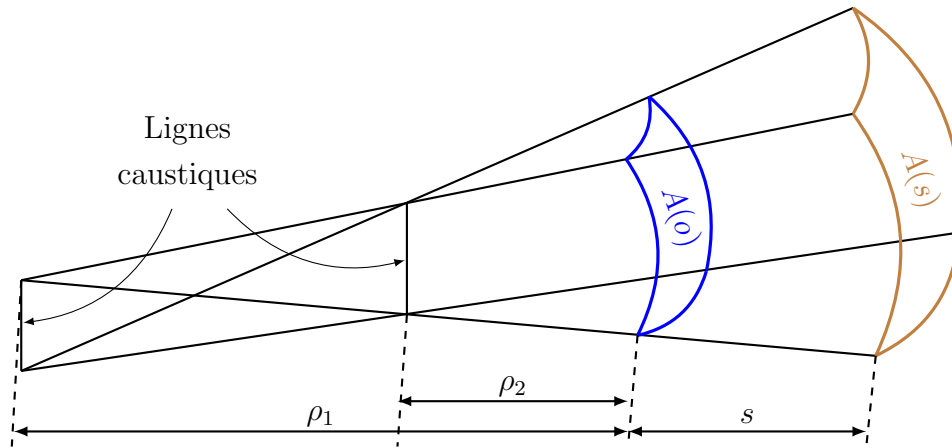


FIGURE 1.20 – Tube de rayons astigmatique

La variation de l'amplitude du champ de l'OG dans un tube de rayons déterminée par la conservation de l'énergie [29], [55] est donnée par :

$$\frac{A(s)}{A(o)} = \frac{E(s)}{E(o)} = \sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + s)(\rho_2 + s)}} \quad (1.42)$$

où s est la distance entre les sections $A(o)$ et $A(s)$ le long du tube, ρ_1 et ρ_2 représentent les rayons de courbure principaux du front d'onde au point de référence $s = 0$. Le terme en racine carrée est appelé facteur de divergence ou facteur d'atténuation spatiale. Lorsque $s = \rho_1$ ou $s = \rho_2$, l'approximation de l'OG n'est plus valide car le champ devient infini. Les points $\rho_1 = 0$ ou $\rho_2 = 0$ sont appelées points caustiques. L'expression du champ $E(s)$ réfléchi sur une surface lisse incurvée s'écrit [54], [55] :

$$E(s) = E(o) \exp(-i\phi_0) \sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + s)(\rho_2 + s)}} \exp(-iks) \quad (1.43)$$

où ϕ_0 représente la phase de référence à $s = 0$ et k est le nombre d'onde. Dans cette équation on fait abstraction à la variation du champ en $\exp(i\omega t)$. Il importe de noter que l'expression (1.43) n'est pas valide près des discontinuités de bord du fait que les composantes du champ sont transverses.

De façon plus détaillée, lorsque l'on considère une onde électromagnétique haute fréquence

incidente sur une surface lisse et parfaitement conductrice au point ($s = 0$), l'expression du champ réfléchi est donnée par :

$$\begin{bmatrix} E_r^{\parallel}(s) \\ E_r^{\perp}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R^{\parallel} & 0 \\ 0 & R^{\perp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_i^{\parallel}(o) \\ E_i^{\perp}(o) \end{bmatrix} \exp(-i\phi_0) \sqrt{\frac{\rho_1^r \rho_2^r}{(\rho_1^r + s)(\rho_2^r + s)}} \exp(-iks) \quad (1.44)$$

où $E_r^{\parallel}(s)$ et $E_i^{\parallel}(s)$ (resp. $E_r^{\perp}(s)$ et $E_i^{\perp}(s)$) sont les composantes parallèles (resp. perpendiculaires) des champs incident et réfléchi par rapport au plan d'incidence. Les termes ρ_1^r et ρ_2^r représentent les rayons de courbure principaux du front d'onde au point de référence et peuvent être différents de ceux des rayons incidents, notamment lorsque la surface de réflexion n'est pas plane [54]. Les termes R^{\parallel} et R^{\perp} sont les coefficients de réflexions de Fresnel. Ils sont déterminés à l'aide des lois de Descartes. Pour une surface parfaitement conductrice $R^{\parallel} = 1$ et $R^{\perp} = -1$.

L'optique géométrique permet de déterminer par des formules relativement simples l'expression du champ réfléchi et par la suite d'estimer la surface équivalente radar des objets. Cependant, lorsqu'un des rayons de courbure de l'objet devient "infini" (cas des plaques et des cylindres) l'optique géométrique n'est plus adaptée et on fait recours à d'autres méthodes telle que l'optique physique.

1.3.2.2 Optique physique (OP)

La méthode de l'optique physique a été proposée pour solutionner le problème de l'infinité des rayons de courbures des surfaces. Elle est basée sur l'approximation tangentielle des champs surfaciques induits, puis sur le calcul de leurs intégrales pour déterminer le champ diffus. Cette méthode s'appuie sur les équations intégrales de Stratton-Chu qui donnent les expressions des champs diffus par une surface fermée en fonctions des champs totaux sur cette surface. Lorsque la surface est ouverte, Stratton [56] a montré qu'il est nécessaire de rajouter des intégrales linéiques pour tenir compte de la discontinuité des composantes tangentielles des champs sur les bords de la surface. La conversion de ces intégrales linéiques [57] permet d'obtenir les expressions des champs diffus uniquement en fonction des intégrales de surface. En faisant l'approximation du champ lointain en espace libre, c'est-à-dire en considérant que la distance R du point d'observation est très grande comparée à la plus grande dimension de l'objet diffuseur, figure 1.21, on peut alors réécrire les intégrales de Stratton-Chu comme dans [29] sous la forme :

$$\begin{aligned} \vec{E}_s(M) &= ik\psi_0 \iint_S \vec{u}_r \wedge [(\vec{n} \wedge \vec{E}) + Z_0(\vec{n} \wedge \vec{H}) \wedge \vec{u}_r] e^{-ik\vec{R}' \cdot \vec{u}_r} dS \\ \vec{H}_s(M) &= ik\psi_0 \iint_S \vec{u}_r \wedge [(\vec{n} \wedge \vec{H}) - Y_0(\vec{n} \wedge \vec{E}) \wedge \vec{u}_r] e^{-ik\vec{R}' \cdot \vec{u}_r} dS \end{aligned} \quad (1.45)$$

où \vec{n} est la normale unitaire extérieure à la surface S , \vec{R}' est le vecteur repérant la position de la surface élémentaire dS et \vec{u}_r est un vecteur unitaire orienté dans la

direction d'observation du champ diffus. Le facteur $k = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} = 2\pi/\lambda_0$ est le nombre d'onde dans le vide, Z_0 et Y_0 sont respectivement l'impédance et l'admittance d'onde du vide et $\psi_0 = e^{ikR}/4\pi R$. Les champs électrique \vec{E}_s et magnétique \vec{H}_s sont liés par la relation : $\vec{E}_s = Y_0\vec{u}_r \wedge \vec{H}_s$.

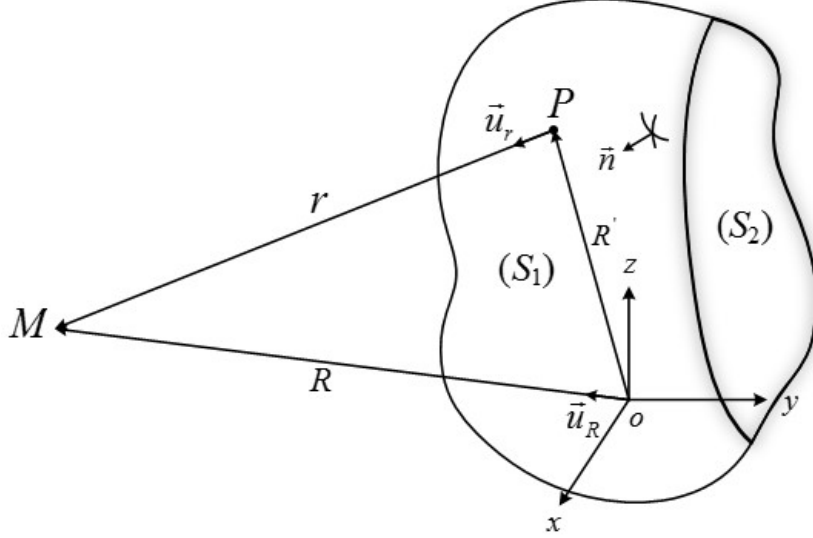


FIGURE 1.21 – Surface de diffusion en optique physique

Pour estimer les champs totaux dans les intégrales de Stratton-Chu on utilise l'approximation du plan tangent qui considère que ceux-ci sont calculés sur des surfaces grandes par rapport à la longueur d'onde. Cette approximation nécessite que les rayons de courbure de la surface illuminée soient grands par rapport à la longueur d'onde du champ incident, de sorte que l'on puisse considérer localement un phénomène de réflexion sur un plan infini tangent à la surface de l'objet. Ainsi, on réduit la surface d'intégration à la surface illuminée (S_1), le champ étant considéré nul dans la zone d'ombre de l'objet (S_2).

En considérant un objet parfaitement conducteur, le champ électrique tangentiel total est nul à la surface de l'objet, tandis que le champ magnétique tangentiel total est égal au double du champ magnétique incident :

$$\begin{aligned}\vec{n} \wedge \vec{E} &= 0 \\ \vec{n} \wedge \vec{H} &= 2\vec{n} \wedge \vec{H}'_i\end{aligned}\quad (1.46)$$

où $\vec{H}'_i = \vec{H}_i(R')$, c'est-à-dire le champ magnétique incident au point P . Le champ magnétique \vec{H}'_i s'écrit en fonction du vecteur unitaire \vec{u}_i orienté dans la direction d'incidence : $\vec{H}'_i = H_i e^{ik\vec{R}' \cdot \vec{u}_i} \vec{h}_i$. En considérant la relation entre les champs électrique et magnétique, les champs diffus par la surface d'un objet parfaitement conducteur peuvent alors s'écrire :

$$\begin{aligned}\vec{E}_s(M) &= i2k\psi_0 E_i \iint_S \vec{u}_r \wedge [(\vec{n} \wedge \vec{h}_i) \wedge \vec{u}_r] e^{-ik\vec{R}' \cdot (\vec{u}_r - \vec{u}_i)} dS \\ \vec{H}_s(M) &= ik\psi_0 H_i \iint_S \vec{u}_r \wedge (\vec{n} \wedge \vec{h}_i) e^{-ik\vec{R}' \cdot (\vec{u}_r - \vec{u}_i)} dS\end{aligned}\quad (1.47)$$

Ces expressions peuvent être utilisées pour calculer les champs diffus, puis la surface équivalente radar des objets tels qu'une plaque, un cylindre ou une sphère.

- Application à la SER d'une plaque rectangulaire

On considère une plaque lisse rectangulaire et parfaitement conductrice, de dimension a suivant Ox , b suivant Oy et centrée sur O , figure 1.22.

La SER obtenue par la méthode de l'OP dans le cas mono-statique est donnée pour les deux polarisations principales H et V par :

$$\sigma = \frac{4\pi A^2}{\lambda^2} \cos^2(\phi) \left[\frac{\sin(ka \sin \phi \cos \theta)}{ka \sin \phi \cos \theta} \right]^2 \left[\frac{\sin(kb \sin \phi \sin \theta)}{kb \sin \phi \sin \theta} \right]^2 \quad (1.48)$$

où $A = a \times b$ est la surface de la plaque. Les angles ϕ et θ repèrent le point d'observation M . Dans l'équation (1.48), les termes en $\sin(x)/x$ se traduisent par une oscillation assez rapide de la SER en fonction des angles ϕ et θ et s'annule pour $\phi = \pi/2$ du fait de la simple approximation de la méthode de l'OP. En réalité, lorsque $\phi = \pi/2$, la SER ne doit pas s'annuler, elle doit dépendre de la diffraction sur les bords de la plaque, mais ce cas n'est pas traité par l'OP.

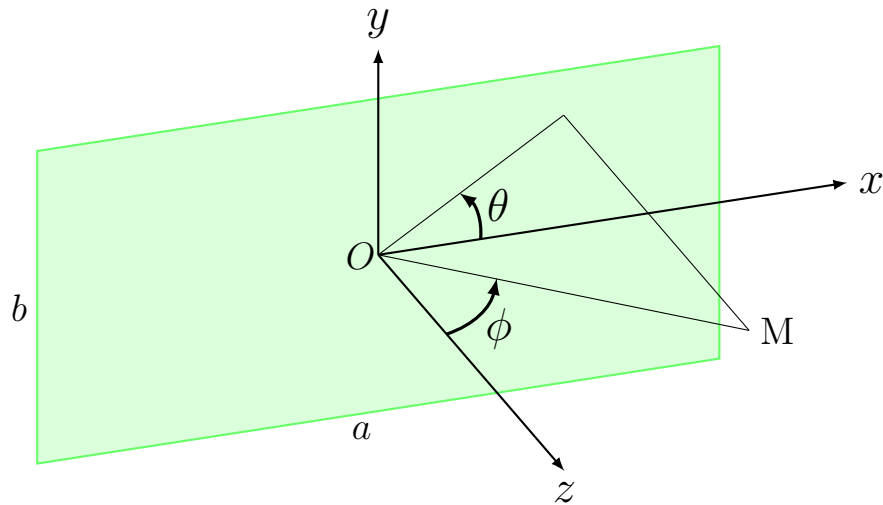


FIGURE 1.22 – Configuration du calcul de la SER d'une plaque

La figure 1.23 illustre la variation de la SER en fonction de l'angle ϕ pour différentes valeurs de θ pour une plaque carrée de côté 5λ à 60 GHz. La SER de la plaque est maximale en incidence normale et varie alors en $1/\lambda^2$.

Lorsque le point d'observation est dans le plan xOz ($\theta = 0^\circ$), le maximum du premier lobe secondaire apparaît à $\phi = 8,2^\circ$ et est à 13,3 dB en dessous de la SER en incidence normale. A $\theta = 15^\circ$, le maximum du premier lobe secondaire est de 15,5 dB inférieur à la SER en incidence normale et apparaît au même azimut que pour le cas $\theta = 0^\circ$. Lorsque ϕ passe de 15° à 30° , le premier lobe secondaire chute de 8,9 dB.

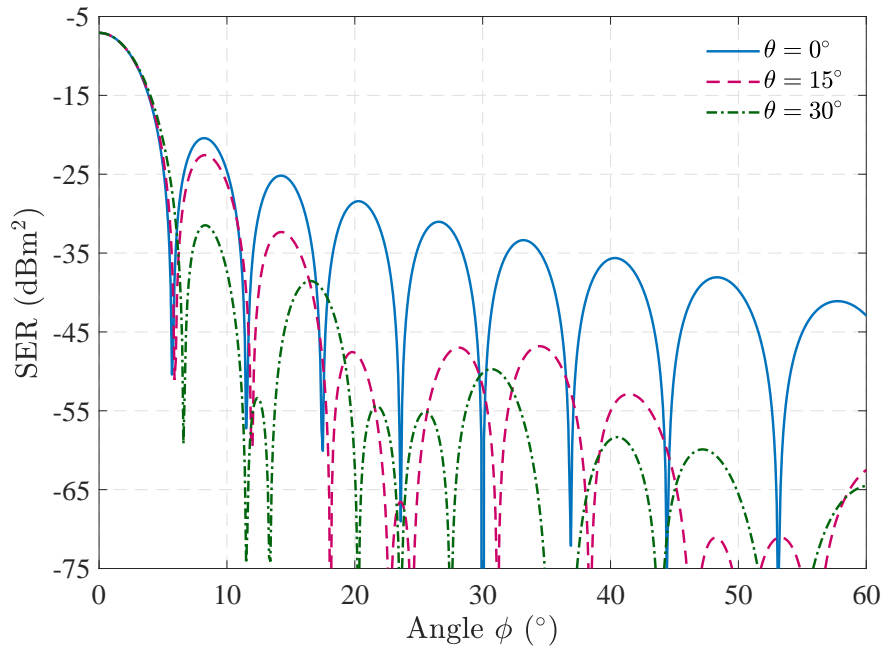


FIGURE 1.23 – SER mono-statique d’une plaque carrée en fonction de ϕ

- Application à la SER d’un cylindre droit

On considère un cylindre droit parfaitement conducteur de rayon r et de hauteur h , disposé perpendiculairement au plan xOz et centré en O , figure 1.24.

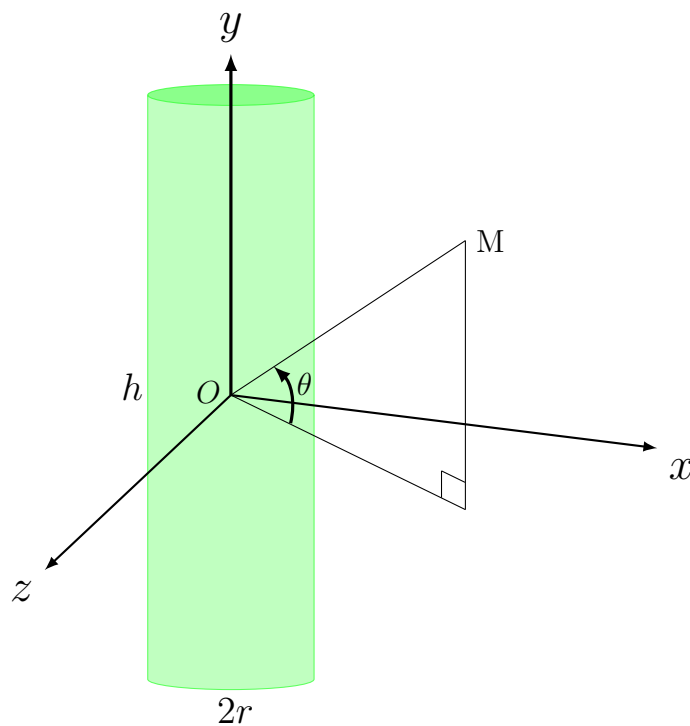


FIGURE 1.24 – Configuration du calcul de la SER d’un cylindre droit

La SER monostatique d’un cylindre droit parfaitement conducteur obtenue par la

méthode de l'OP est donnée par [47] :

$$\sigma = \frac{2\pi r h^2}{\lambda} \cos^2(\theta) \left[\frac{\sin(kh \sin \theta)}{kh \sin \theta} \right]^2 \quad (1.49)$$

où θ représente l'angle d'élévation du point d'observation M par rapport au plan xoz . Cette expression montre que la SER est maximale en incidence normale et varie alors en $1/\lambda$. Par ailleurs, elle oscille assez rapidement en fonction de l'angle d'élévation θ et s'annule pour $\theta = 90^\circ$. Dans ce cas, la surface illuminée n'est plus celle du cylindre, mais plutôt celle d'un disque équivalent à la base du cylindre.

La figure 1.25 illustre la variation de la SER pour un cylindre droit parfaitement conducteur de rayon 5λ et de hauteur $7,5\lambda$ à 60 GHz. Le premier lobe secondaire est à 10,3 dB en dessous du maximum et apparaît à $\theta = 5,4^\circ$.

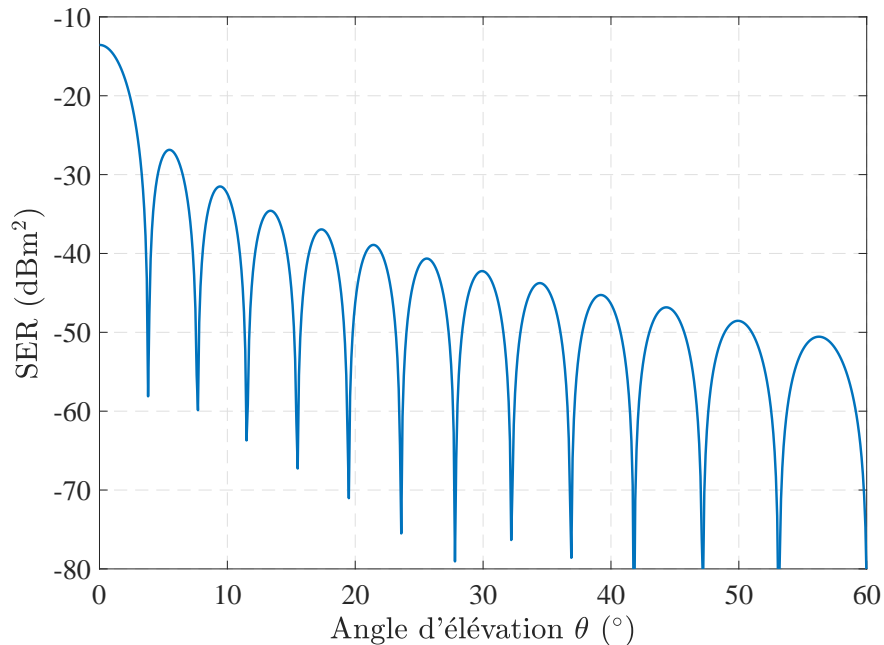


FIGURE 1.25 – SER mono-statique d'un cylindre droit en fonction de θ

L'optique physique est basée sur une discontinuité de la surface illuminée et considère que le champ est nul dans la zone d'ombre. En réalité, le champ n'est pas nul dans la zone d'ombre et il apparaît des contributions de courants parasites issus de cette zone. Cela constitue une limite de l'OP particulièrement pour les objets à surface incurvée (sphère, cylindre etc.). De ce fait, il est nécessaire d'utiliser l'approximation de la phase stationnaire pour minimiser la contribution des courants parasites et simplifier la résolution des intégrales donnant les expressions des champs diffus. En outre, l'optique physique donne également des résultats beaucoup moins précis lorsque la direction de diffusion s'éloigne de la direction spéculaire, car ne tenant pas compte des effets de bord. Pour inclure la contribution des bords et permettre le calcul du champ dans la zone non illuminée, notamment pour les incidences rasantes, il existe une méthode plus appropriée appelée théorie géométrique de la diffraction.

1.3.2.3 Théorie géométrique de la diffraction (TGD)

La théorie géométrique de la diffraction a été introduite par Keller pour pallier à la défaillance grand-angle de l'optique physique et permettre le calcul des champs dispersés loin des directions spéculaires. Elle constitue une extension de l'optique géométrique et considère en plus les rayons diffractés. Cette prise en compte de ces rayons permet d'assurer la continuité du champ électrique totale dans la zone d'ombre. Partant de la solution de Sommerfeld sur la diffraction, Keller établit une loi sur la diffraction de bord en considérant des rayons en incidences obliques sur le bord d'un écran [58] : le rayon diffracté et le rayon incident correspondant forment des angles égaux avec le bord au point de diffraction, lorsqu'ils sont dans le même milieu. Les rayons diffractés décrivent un cône plus connu sous le nom cône de Keller, figure 1.26(a). Lorsque les rayons incidents et diffractés sont dans deux milieux différents, leur relation angulaire est décrite par la loi de Snell Descartes.

Pour développer la TGD, Keller s'est basé sur trois postulats [55] :

- Les champs diffractés se propagent suivant des trajets qui contiennent les points de la surface de diffraction et satisfont le principe de Fermat [58].
- La diffraction est un phénomène local aux hautes fréquences, c'est-à-dire que le coefficient de diffraction ne dépend quasiment que des propriétés locales du champ et du voisinage du point de diffraction.
- La propagation de l'onde diffractée respecte le principe de conservation de l'énergie dans un tube de rayons. Autrement dit, l'onde diffractée satisfait les lois de l'optique géométrique.

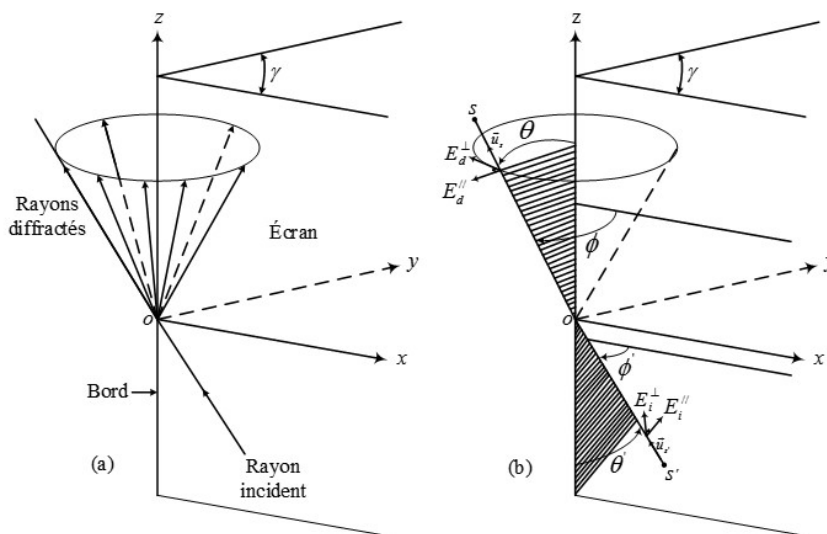


FIGURE 1.26 – (a) Cône de rayons diffractés ou cône de Keller résultant de la diffraction d'un rayon sur un bord droit. (b) Illustration des plans d'incidence et de diffraction et polarisation des champs incident et diffracté

En outre, la TGD définit trois régions d'espace selon les propriétés des champs [54]. La première région contient les champs incidents, réfléchis et diffractés. Elle est séparée de la deuxième région par la limite de la réflexion. Dans la deuxième région, on retrouve les champs incidents et diffractés. Elle s'étend de la limite de la réflexion à la limite de la zone d'ombre. La troisième région contient uniquement les champs diffractés et constitue la zone d'ombre.

Pour exprimer le champ diffracté, on considère que le rayon incident provient d'une source définie par ses coordonnées sphériques (s', θ', ϕ') et que le point d'observation est défini par ses coordonnées (s, θ, ϕ) , le point de diffraction O étant l'origine, figure 1.26(b). Le plan d'incidence est le plan contenant le bord de l'écran et le rayon incident alors que le plan de diffraction est défini par le bord et le rayon diffracté. Les angles d'incidence θ' et de diffraction θ appartiennent respectivement au plan d'incidence et de diffraction. Les angles ϕ et ϕ' sont définis à partir d'une même face de l'écran, ici le plan (Ox, Oz) . Les composantes du champ $E_i^{\parallel}(s)$ et $E_d^{\parallel}(O)$ (resp. $E_i^{\perp}(s)$ et $E_d^{\perp}(O)$) sont parallèles (resp. perpendiculaires) aux plans d'incidence et de diffraction.

Du fait de la nature locale du phénomène de diffraction en hautes fréquences, le champ diffracté est proportionnel au produit du champ incident par un coefficient de diffraction analogue au coefficient de réflexion. L'expression des champs diffractés est alors donnée par [55] :

$$\begin{bmatrix} E_d^{\parallel}(s) \\ E_d^{\perp}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -D^{\parallel} & 0 \\ 0 & -D^{\perp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_i^{\parallel}(O) \\ E_i^{\perp}(O) \end{bmatrix} \exp(-i\phi_0) A(s) \exp(-iks) \quad (1.50)$$

où ϕ_0 représente la phase de référence au point de diffraction et $A(s)$ le facteur de divergence donné par : $A(s) = \sqrt{\rho/[s(\rho + s)]}$, ρ étant une distance liée au rayon de courbure du front d'onde incident au point de diffraction O [54].

Les termes D^{\parallel} et D^{\perp} représentent les coefficients de diffraction et dépendent de la forme de la zone de diffraction. Pour un bord rectiligne (figure 1.26(a)), ces coefficients sont donnés par :

$$D^{\parallel, \perp} = \frac{\exp(-j\pi/4) \sin(\pi/n)}{n\sqrt{2\pi k} \sin(\theta')} \times \left\{ \left[\cos\left(\frac{\pi}{n}\right) - \cos\left(\frac{\phi - \phi'}{n}\right) \right]^{-1} \pm \left[\cos\left(\frac{\pi}{n}\right) - \cos\left(\frac{\phi + \phi'}{n}\right) \right]^{-1} \right\} \quad (1.51)$$

où n est lié à l'angle du bord par la relation $\gamma = (2 - n)\pi$, figure 1.26. Les coefficients D^{\parallel} et D^{\perp} sont calculés en remplaçant \pm respectivement par $+$ et $-$. Pour une incidence rasante $D^{\parallel} = 0$, dans ce cas l'expression du coefficient D^{\perp} doit être divisée par 2. Ces coefficients tels que établit en (1.51) présentent des singularités lorsque le point d'observation s s'approche des frontières (limites de la réflexion et de la zone d'ombre). Cela résulte de la discontinuité des champs incidents et réfléchis et constitue une limite de la TGD.

Pour résoudre ce problème, Kouyoumijan et Pathack [54] ont proposé la théorie uniforme de la diffraction (TUD) en développant une expression plus complète des coefficients de diffraction valables dans les différentes régions (y compris les zones frontières) et garantissant ainsi la continuité des champs. En outre, la TGD présente des résultats infinis aux caustiques. Cette limite est solutionnée par la méthode des courants équivalents [29].

- Application au calcul de la SER d'une plaque

En s'intéressant au comportement de la SER dans les régions non spéculaires et à sa dépendance en fonction de la polarisation, Ross [59] a développé l'expression de la SER d'une plaque carrée parfaitement conductrice. Il s'est basé sur la TGD pour calculer les champs diffractés sur les bords de la plaque et a exprimé les composantes horizontale et verticale de la SER :

$$\begin{aligned} \sigma_{HH} = \frac{b^2}{\pi} & \left[\cos ka \sin \phi + \frac{i \sin ka \sin \phi}{\sin \phi} \right] \\ & - \frac{4e^{i(ka+\pi/4)}}{\sqrt{2\pi}(ka)^{1/2}} \left[\frac{1}{\cos \phi} - \frac{e^{i(ka+\pi/4)}}{2\sqrt{2\pi}(ka)^{1/2}} \left(\frac{e^{-ika \sin \phi}}{1 - \sin \phi} \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{e^{+ika \sin \phi}}{1 + \sin \phi} \right) \right] \left[1 - \frac{e^{i(2ka+\pi/2)}}{2\pi(ka)} \right]^{-1} \Big|^2 \end{aligned} \quad (1.52)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{VV} = \frac{b^2}{\pi} & \left[\cos ka \sin \phi + \frac{i \sin ka \sin \phi}{\sin \phi} \right] \\ & - \frac{e^{i(ka-\pi/4)}}{\sqrt{2\pi}(ka)^{3/2}} \left[\frac{1}{\cos \phi} + \frac{e^{i(ka-\pi/4)}}{4\sqrt{2\pi}(ka)^{3/2}} \left(\frac{(1 + \sin \phi)e^{-ika \sin \phi}}{(1 - \sin \phi)^2} \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{(1 - \sin \phi)e^{+ika \sin \phi}}{(1 + \sin \phi)^2} \right) \right] \left[1 - \frac{e^{i(2ka-\pi/2)}}{8\pi(ka)^3} \right]^{-1} \Big|^2 \end{aligned} \quad (1.53)$$

Ces expressions sont calculées en considérant une plaque rectangulaire disposée dans le plan xOy et centrée à l'origine O du trièdre direct xyz , (se référer à la figure 1.22, pour $\theta = 0^\circ$). Les termes a et b désignent respectivement les dimensions de la plaque suivant Ox et suivant Oy . L'angle d'incidence ϕ est celui que fait le rayon incident avec l'axe Oz .

La figure 1.27 présente la variation de la SER suivant les polarisations HH et VV obtenue par la TGD en comparaison avec la SER obtenue par l'OP pour une plaque carrée de côté 5λ à 60 GHz en fonction de l'azimut ϕ .

Pour des angles ϕ petits, la SER obtenue par la TGD est indépendante de la polarisation et correspond assez bien à celle de l'OP. Lorsque ϕ devient grand, on observe des différences de SERs pour les deux polarisations à cause des contributions de la diffraction sur les bords de la plaque. En particulier au-delà de 30° , on constate une

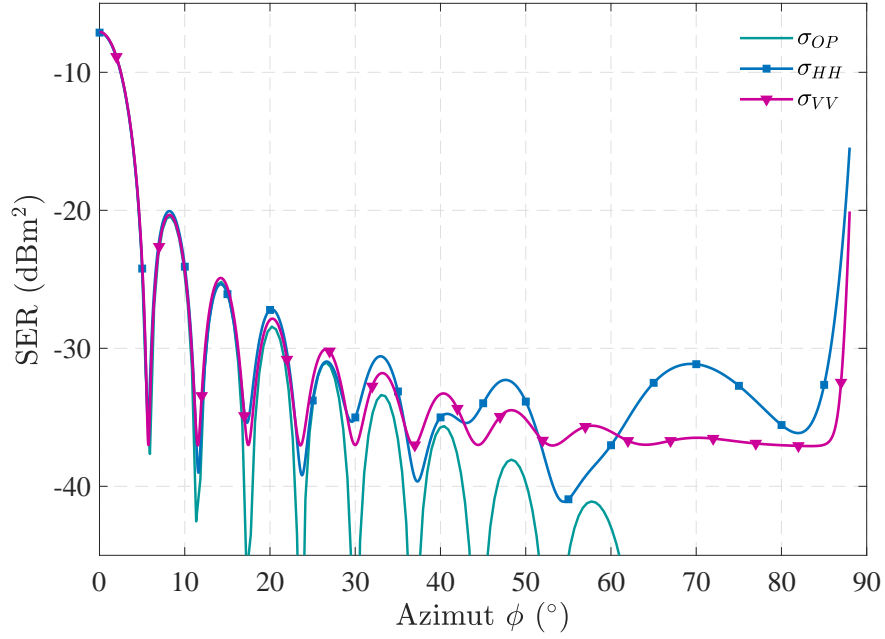


FIGURE 1.27 – SERs mono-statiques d’une plaque selon la TGD et l’OP

diminution des oscillations de la SER pour la polarisation verticale tandis qu’en polarisation horizontale la SER présente des nuls plus prononcés. Les contributions des effets de bords non prises en compte par l’OP expliquent les différences des SERs observées lorsque l’angle d’observation ϕ augmente. Lorsque l’on s’approche de l’incidence rasante, la singularité des coefficients de diffraction se traduit par une augmentation fulgurante de la SER qui devient infini à $\theta = 90^\circ$. En réalité, cela est impossible et s’explique fondamentalement par la divergence de l’expression de la SER.

1.3.2.4 Théorie Physique de la diffraction (TPD)

La théorie physique de la diffraction a été proposée par Ufimtsev [60], pour améliorer la solution de l’optique physique. Comme la TGD, la TPD tient compte du phénomène de diffraction, mais à la différence de Keller, Ufimtsev considère le champ diffus comme la somme de la contribution de l’OP et celle de la diffraction. Pour calculer le champ diffracté, il utilise la solution exacte du champ diffusé par un bord (ou arête) formé par deux faces, figure 1.28. La TPD considère ainsi que le champ diffus est créé par deux types de courants, un courant “uniforme” induit sur la surface d’une face et un autre “non-uniforme” induit sur le bord. Le champ diffracté est alors calculé par soustraction du champ obtenu par l’OP de la solution exacte du champ diffus. Les expressions du champ obtenu par la TPD sont données en tenant compte de la polarisation du champ incident E_i [29], [60] :

$$\begin{aligned}
 E_s &= E_i f \frac{e^{-i(ks+\pi/4)}}{\sqrt{2\pi ks}} \\
 H_s &= H_i g \frac{e^{-i(ks+\pi/4)}}{\sqrt{2\pi ks}}
 \end{aligned} \tag{1.54}$$

où f et g sont les coefficients de diffraction d'Ufimtsev et dépendent entre autres de l'angle d'incidence ϕ' . Le point d'observation est situé à une distance s du bord diffractant et repéré par l'angle de diffraction ϕ , défini à partir de la même face que l'angle d'incidence.

$$f, g = \begin{cases} (X \mp Y) - (X_1 \mp Y_1) & 0 \leq \phi' \leq \alpha - \pi \\ (X \mp Y) - (X_1 \mp Y_1) - (X_2 \mp Y_2) & \alpha - \pi \leq \phi' \leq \pi \\ (X \mp Y) - (X_2 \mp Y_2) & \pi \leq \phi' \leq \alpha \end{cases} \quad (1.55)$$

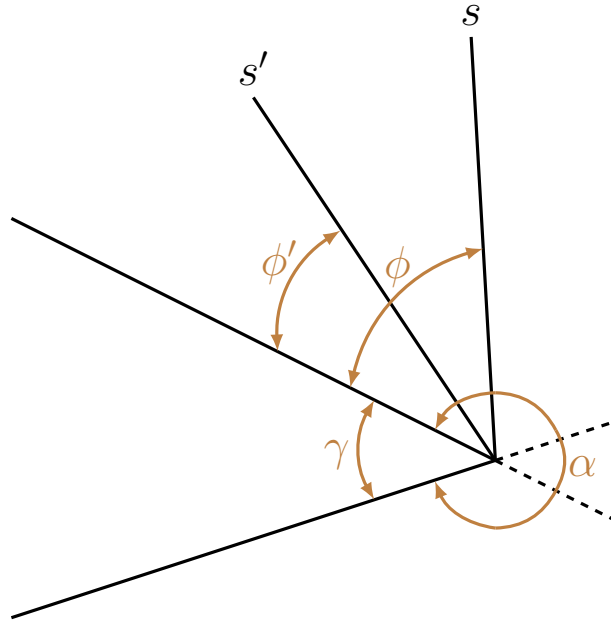


FIGURE 1.28 – Diffraction sur un bord droit formé par deux faces faisant un angle intérieur γ

Les coefficients f et g sont calculés en remplaçant \mp respectivement par $-$ et $+$. Les coefficients X_1 , X_2 , Y_1 et Y_2 sont dus aux contributions de l'optique physique :

$$\begin{aligned} X_1 &= -\frac{1}{2} \tan [(\phi - \phi')/2] \\ X_2 &= +\frac{1}{2} \tan [(\phi - \phi')/2] \\ Y_1 &= -\frac{1}{2} \tan [(\phi + \phi')/2] \\ Y_2 &= -\frac{1}{2} \tan [\alpha - (\phi + \phi')/2] \end{aligned} \quad (1.56)$$

Les coefficients X et Y correspondent aux contributions de la diffraction :

$$\begin{aligned} X &= \frac{\sin(\pi/n)}{n} \left[\cos\left(\frac{\pi}{n}\right) - \cos\left(\frac{\phi - \phi'}{n}\right) \right]^{-1} \\ Y &= \frac{\sin(\pi/n)}{n} \left[\cos\left(\frac{\pi}{n}\right) - \cos\left(\frac{\phi + \phi'}{n}\right) \right]^{-1} \end{aligned} \quad (1.57)$$

La différence entre les coefficients de diffraction en TGD et en TPD est que les coefficients de Keller contiennent intrinsèquement les contributions de surface et de bord,

tandis que les coefficients d'Ufimtsev ne contiennent que les contributions de bord. Ainsi, les singularités des coefficients en TGD aux limites de la réflexion et de la zone d'ombre sont éliminées par les contributions de l'OP.

La TPD permet d'améliorer la solution de l'optique physique en tenant compte de la diffraction. Elle permet également de résoudre le problème des singularités des coefficients de diffraction observé avec la TGD en utilisant la contribution de l'OP. Cependant, en TPD comme en TGD, la direction d'observation est limitée au cône de Keller. Pour des directions d'observation arbitraires, la méthode des courants équivalents de Michaeli et celle du coefficient de diffraction incrémentiel de Mitzner ont été proposées pour respectivement étendre la TGD et la TPD [29].

1.4 Détection radar et évaluation des performances

1.4.1 Architecture de détection et rapport signal à bruit

1.4.1.1 Architecture de détection

En partant de l'architecture d'un radar impulsif établie au chapitre 2, nous nous intéressons ici uniquement au bloc de réception. On considère alors un schéma simplifié de détection composé d'un filtre, d'un détecteur, d'un étage de comparaison (seuillage) et d'une unité de traitement et de décision, figure 1.29. Dans les architectures radar, les filtres adaptés sont généralement utilisés pour maximiser le rapport signal à bruit. Le type de détecteur dépend de la technique de détection selon les performances souhaitées. Le seuillage se fera en fonction de la technique de détection utilisée. Le traitement permettra d'estimer les paramètres de la cible.

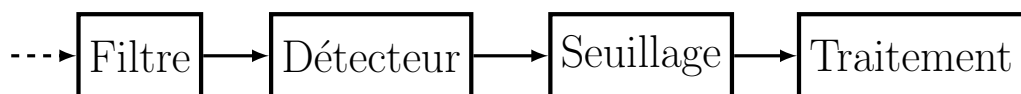


FIGURE 1.29 – Schéma de détection radar

Un des paramètres les plus importants dans ce schéma est la sensibilité du récepteur. Elle représente la puissance minimale requise à l'entrée du détecteur pour déclarer la présence d'une cible. Cette puissance est complexe du fait de sa nature statistique. En pratique, elle dépend du rapport signal à bruit en sortie du filtre.

1.4.1.2 Portée radar et rapport signal à bruit

Dans l'équation radar monostatique (établie en 1.2.3.2) on peut exprimer la portée maximale du radar pour une puissance reçue égale à la sensibilité du récepteur ou

puissance minimum détectable S_{min} :

$$d_{max} = \left[\frac{P_e G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 S_{min}} \right]^{1/4} \quad (1.58)$$

Dans cette équation, tous les paramètres, excepté la SER peuvent être plus ou moins contrôlés par le concepteur du radar. Par exemple, pour augmenter la portée, on peut recourir à une puissance transmise plus importante, ou jouer sur le gain de l'antenne, ou encore augmenter la sensibilité du récepteur. La puissance d'émission et le gain d'antenne sont limités par la normalisation selon la fréquence de fonctionnement. En réalité, l'équation (1.58) est très optimiste car ne tenant pas compte des différentes pertes dans les systèmes d'émission et de réception, mais aussi de l'environnement. En outre, pour une estimation plus réaliste de la portée des systèmes radar, la nature statistique des paramètres σ et S_{min} doit être prise en compte. Nous avons vu en 1.3.1.5 la modélisation statistique de σ selon le modèle de fluctuation de la cible. Nous allons maintenant étudier l'influence de la statistique du bruit sur le dimensionnement des systèmes radars.

En pratique, la puissance minimum détectable sera limitée par le bruit. En l'absence de sources de bruit externes, on considère uniquement le bruit thermique ou bruit blanc, qui est une composante inévitable générée par le mouvement thermique des électrons de conduction dans les parties ohmiques des étages du récepteur [32]. La puissance du bruit thermique N_{th} (en W) est donnée par :

$$N_{th} = kT\Delta f \quad (1.59)$$

où $k = 1,38 \times 10^{-23} J/K$ est la constante de Boltzmann, T la température des parties ohmiques du circuit en K et Δf la bande passante du récepteur en Hz .

Comme les récepteurs ne sont pas idéaux, ils sont caractérisés par un facteur de bruit F , qui quantifie la dégradation du rapport signal-à-bruit entre leur entrée et leur sortie :

$$F = \frac{RSB_e}{RSB_s} \quad (1.60)$$

où RSB_e et RSB_s sont respectivement les rapports signal-à-bruit en entrée et en sortie du récepteur.

La puissance totale du bruit en sortie du récepteur est donnée par le produit de son facteur de bruit F par la puissance du bruit thermique N_{th} :

$$N = kT\Delta f \cdot F \quad (1.61)$$

Pour la plupart des récepteurs, Δf représente la bande passante du filtre de fréquence intermédiaire (IF) [32]. En radar, la température T est habituellement prise à $290 K$.

La puissance minimum détectable pour un bruit d'entrée égal au bruit thermique et pour un RSB_s minimum est donnée par :

$$S_{min} = kT\Delta f \cdot F \cdot (RSB_s)_{min} \quad (1.62)$$

La portée maximale du radar peut alors s'écrire en fonction du rapport signal à bruit en sortie du récepteur.

$$d_{max} = \left[\frac{P_e G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 kT \Delta f \cdot F \cdot (RSB_s)_{min}} \right]^{1/4} \quad (1.63)$$

Le rapport signal à bruit en sortie est nécessaire pour l'estimation de la portée de détection radar. Comme le bruit est de nature aléatoire, la détection radar passe par une étude statistique.

1.4.2 Principe de la détection et théorie statistique de la décision

1.4.2.1 Processus de la détection

Un des principaux objectifs d'un radar est de détecter la présence de cibles dans un environnement donné. Très souvent, l'écho radar est noyé dans un bruit additif constitué de bruit thermique et potentiellement de fouillis (échos parasites). Du fait de la nature aléatoire du bruit et du fouillis, la détection radar relève de la théorie statistique de la décision [61]. L'objectif de cette théorie est d'établir une règle de décision qui opère sur les données reçues (échos radar) pour décider quelle hypothèse, parmi toutes les hypothèses possibles, est la plus plausible. Deux hypothèses sont à considérer : l'hypothèse H_0 de non-présence ou d'absence de cible et l'hypothèse H_1 de présence de cible. La décision est donc rendue par une des deux hypothèses possibles, on parle de détection binaire [61].

$$\begin{aligned} H_0 : y &= b \\ H_1 : y &= \zeta s + b \end{aligned} \quad (1.64)$$

Le paramètre y représente le signal complexe reçu (écho radar), b est un bruit additif et s est un signal réfléchi par une cible. Le facteur ζ représente les paramètres du signal (amplitude, phase, doppler, direction, etc.) dans l'espace.

Sous l'hypothèse H_0 , le signal reçu est supposé contenir uniquement du bruit. Sa densité de probabilité s'écrit $p(y/H_0)$. Sous l'hypothèse H_1 , on suppose que le signal reçu contient un signal utile provenant d'une cible, mais immergé dans du bruit. Dans ce cas, la densité de probabilité du signal est donnée par $p(y/H_1)$.

La procédure de détection d'une cible revient donc à déterminer quelle hypothèse est la plus vraisemblable. Selon la décision et l'hypothèse réellement vérifiée, quatre situations sont possibles :

- Décider H_1 lorsqu'une cible est présente : c'est le cas de la détection. Sa probabilité s'écrit $P_D = P(H_1/H_1)$.
- H_1 est décidée alors que H_0 est vraie : on parle de fausse alarme ou d'erreur de premier ordre, avec la probabilité $P_{FA} = P(H_1/H_0)$.
- Décider H_0 lorsqu'il n'y a pas de cible : c'est la non-détection. Dans ce cas la probabilité est donnée par $P_{nD} = P(H_0/H_0)$.
- H_0 est décidée alors que H_1 est vraie : on parle de détection manquée ou d'erreur de second ordre, avec la probabilité $P_{mD} = P(H_0/H_1)$.

Ces différents cas de figure sont résumés dans le tableau 1.4.

Tableau 1.4 – Statistique de la décision

Signal réel \ Décision	H_0	H_1
H_0	Non-détection	Fausse alarme
H_1	Détection manquée	Détection

Si pour les statisticiens le processus de détection est basé sur un test entre deux hypothèses, pour les “radaristes” il s’appuie sur un détecteur. Pour les opérateurs radar, l’objectif de la détection est de maximiser la probabilité de détection tout en minimisant la probabilité de fausse alarme. Cela revient à déterminer l’hypothèse la plus plausible tout en évitant les erreurs. En pratique, il est très difficile de s’affranchir totalement de ces erreurs lorsqu’on ne connaît pas la statistique de l’environnement autour du radar et la nature des objets à détecter. Ainsi, pour minimiser ces erreurs, on fait souvent recours à des critères de décision. Il existe plusieurs critères de décision [61], [62], dont les plus répandus sont :

- la règle de décision de Bayes,
- l’approche du Minimax,
- le critère de Neyman-Pearson.

La méthode bayésienne s’applique lorsque les probabilités à priori des hypothèses sont connues, des coûts (ou risques de Bayes) sont alors associés aux différentes décisions. Lorsqu’on ne connaît pas les probabilités à priori des hypothèses, l’approche du minimax peut être utilisée pour résoudre le problème de décision. Cependant, cette approche est basée sur les coûts associés aux décisions. En pratique, et notamment dans le contexte radar, les probabilités à priori des hypothèses sont inconnues et il est très difficile d’attribuer des coûts réalistes aux décisions prises. Dans ce cas, le critère de

Neyman-Pearson est plus approprié pour résoudre le problème de la décision, car il ne nécessite pas de connaissance des statistiques des signaux à priori ou d'attribution de coûts.

1.4.2.2 Critère de Neyman-Pearson

Le critère de Neyman-Pearson consiste à établir une règle de décision qui, pour une probabilité de fausse alarme fixée (la plus faible possible), maximise la probabilité de détection, ou de manière équivalente minimise la probabilité de manquer la détection. Il est basé sur le rapport de vraisemblance (RV) qui est une statistique suffisante dans le choix entre deux hypothèses simples [63]. Ce rapport noté Λ est défini par le rapport des densités de probabilités des hypothèses H_1 et H_0 :

$$\Lambda(y) = \frac{p(y/H_1)}{p(y/H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \eta \quad (1.65)$$

Ainsi, une cible est déclarée présente (hypothèse H_1) lorsque le rapport de vraisemblance $\Lambda(y)$ dépasse le seuil de détection η , et absente dans le cas contraire. Le choix du seuil de détection dépend de la probabilité de fausse alarme :

$$P_{FA} = \int_{\eta}^{\infty} p(y/H_0) dy \quad (1.66)$$

Lorsque le seuil de détection est déterminé pour une probabilité de fausse alarme donnée, la probabilité de détection se calcul par :

$$P_D = \int_{\eta}^{\infty} p(y/H_1) dy \quad (1.67)$$

1.4.2.3 Rapport de vraisemblance généralisé

Le rapport de vraisemblance ainsi décrit est basé sur des hypothèses simples pour lesquelles les densités de probabilités des signaux sont connues. En réalité, pour la plupart des cas pratiques, la densité de probabilité sous chaque hypothèse dépend d'un ensemble θ de paramètres d'intérêt inconnus (amplitude, retard, doppler etc.). De ce fait, sous chaque hypothèse plusieurs densités peuvent décrire le signal y . Les hypothèses ne sont pas simples, elles sont dites composées [63], ou multiples [64]. Dès lors, le rapport de vraisemblance (1.65) ne s'applique pas directement. Ainsi, pour se ramener à des hypothèses simples, une solution consiste à remplacer les paramètres inconnus par leurs estimées au sens du maximum de vraisemblance sous chacune des hypothèses dans l'expression du RV. Cela revient à associer à chaque hypothèse une densité de probabilité unique, en prenant celle qui maximise la vraisemblance des données du signal, et donc à se ramener à deux hypothèses simples. Cette approche conduit au rapport de vraisemblance généralisé (RVG) [35], [64], [65]. Le maximum de vraisemblance consiste

à rechercher l'ensemble $\hat{\theta}$ des paramètres estimés qui maximise la vraisemblance des données sous chaque hypothèse :

$$\hat{\theta}_i = \arg \max_{\theta} p(y/H_i, \theta) \quad (1.68)$$

Ainsi le rapport de vraisemblance généralisé s'écrit alors :

$$\Lambda(y, \theta) = \frac{p(y/H_1, \hat{\theta}_1)_{H_1}}{p(y/H_0, \hat{\theta}_0)_{H_0}} \underset{<}{>} \eta \quad (1.69)$$

La procédure de détection se ramène alors à un Test du Rapport de Vraisemblance Généralisé (TRVG), en anglais Generalized Likelihood Ratio Test (GLRT).

1.4.2.4 Illustration des probabilités

Tout d'abord, on suppose un bruit blanc gaussien de moyenne nulle et de variance ν . Sa fonction densité de probabilité s'écrit :

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\nu}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\nu}\right) \quad (1.70)$$

où x représente la tension du bruit.

Lorsque qu'un tel bruit passe à travers un filtre dont la largeur de bande Δf est faible par rapport à sa fréquence centrale, la densité de probabilité de son enveloppe en sortie du filtre suit la loi de Rayleigh [66], [67] :

$$p_B(y) = \frac{y}{\nu} \exp\left(-\frac{y^2}{2\nu}\right) \quad (1.71)$$

où y est l'amplitude de l'enveloppe du bruit à la sortie du filtre.

Supposons maintenant en entrée du filtre un signal sinusoïdal et du bruit. Si le signal est à enveloppe continue, on le considérera en sortie que sur une durée égale à $1/\Delta f$, et s'il est pulsé on prendra une seule impulsion. La densité de probabilité de l'enveloppe du signal en sortie du filtre est alors donnée par [66] :

$$p_S(y) = \frac{y}{\nu} \exp\left(-\frac{y^2 + a^2}{2\nu}\right) I_0\left(\frac{ya}{\nu}\right) \quad (1.72)$$

où a est l'amplitude du signal en l'absence du bruit et I_0 est la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre 0. La fonction de l'équation (1.72) est une densité de probabilité de Rice. En l'absence de signal, elle est égale à celle de Rayleigh, cas du bruit seul, équation (1.71).

La figure 1.30 illustre le processus de détection à seuil à l'aide des fonctions densités de probabilité en considérant les probabilités de fausse alarme et de détection telles que définies en (1.66) et (1.67) respectivement.

Les densités de probabilité du bruit $p(y/H_0)$ et du signal $p(y/H_1)$ sont décrites respectivement par la loi de Rayleigh et la loi de Rice, figure 1.30. Les probabilités de

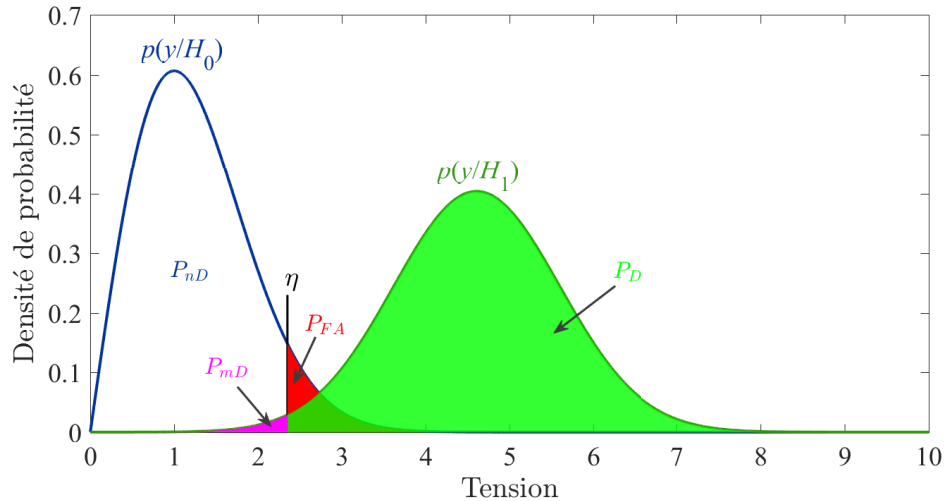


FIGURE 1.30 – Processus de détection à seuil : densités de probabilité

détection P_D , de fausse alarme P_{FA} , mais aussi celles de non-détection P_{nD} et de détection manquée P_{mD} sont déterminées par les surfaces délimitées par les courbes des densités de probabilités et le seuil de détection η .

Dans le contexte radar, la détection est basée sur un détecteur. Le fonctionnement d'un détecteur dépend du seuil de détection selon la probabilité de fausse alarme visée. Ce seuil permet de déterminer la probabilité de détection atteinte en fonction du rapport signal-à-bruit (RSB) en sortie du récepteur. Les choix du seuil et du rapport signal-à-bruit se feront à travers l'évaluation des performances de la détection.

1.4.3 Performances de la détection

Les performances de la détection sont évaluées par les probabilités de détection et de fausse alarme. L'étude de la probabilité de détection d'une cible non fluctuante par un radar impulsif a été menée en détails par Marcum [67]. Pour les cibles fluctuantes, les probabilités de détection ont été calculées par Swerling [53]. Les probabilités de fausse alarme et de détection dépendent de la nature des signaux en sortie du récepteur. Dans cette partie, les caractéristiques RF du signal sont supposées connues. En revanche, les paramètres de la cible (distance, doppler, phase, etc.) sont inconnus. On considère que le signal écho est immergé dans un bruit blanc gaussien et centré. Les performances de détection dépendent, entre autres, de la durée d'observation du signal en réception et de la technique de détection utilisée.

1.4.3.1 Durée d'observation en détection

Suivant la durée d'observation du signal en réception, on définit deux modes de détection : la détection à une observation (detection based on a single observation or single pulse) et la détection à observations multiples (detection based on multiple

observations or several pulses). On parle de détection à une observation lorsque la détection est basée sur un seul écho. Pour un signal impulsionnel, la durée d'observation est alors égale à la durée de l'impulsion τ , ou de façon équivalente à $1/\Delta f$, où Δf est la largeur du filtre en réception. Ce type de détection est peu utilisé en radar, mais il sert de référence, notamment pour l'évaluation des performances en matière de probabilités. Lorsque la détection d'une cible est basée sur plusieurs impulsions, elle est dite à observations multiples. La durée d'observation est dans ce cas définie par le nombre d'impulsions considéré et leur période de répétition. Ce type de détection permet de maximiser les performances de détection. Ces performances dépendent de la technique de détection (en matière d'intégration) utilisée.

1.4.3.2 Probabilité de fausse alarme

La probabilité de fausse alarme est l'une des statistiques fondamentales qui permet d'évaluer le niveau de fiabilité d'un système de détection. Une fois définie, elle permet de déterminer le seuil de détection requis pour atteindre les performances souhaitées. Si on considère un bruit blanc gaussien, la densité de probabilité de l'enveloppe du bruit en sortie d'un filtre de bande passante relative faible est une loi de Rayleigh. La probabilité de fausse alarme est la probabilité que l'enveloppe du bruit dépasse le seuil de détection.

Lorsque la détection est basée sur une observation, la densité de probabilité du bruit est donnée en (1.71). La probabilité de fausse alarme est alors donnée par [32] :

$$P_{FA} = \exp\left(-\frac{\eta^2}{2\nu}\right) \quad (1.73)$$

Pour une détection basée sur N observations ou tout simplement N impulsions, la densité de probabilité du bruit est donnée par [43] :

$$p_B(y) = \frac{y^{N-1}e^{-y}}{\Gamma(N)} \quad (1.74)$$

En utilisant l'une des formes normalisées de la fonction gamma incomplète γ_i , on montre que la probabilité de fausse alarme s'écrit :

$$P_{FA} = 1 - \gamma_i(N-1, \eta) \quad (1.75)$$

où $\gamma_i(a, x) = \int_0^x \frac{u^{a-1}e^{-u}}{\Gamma(a)} du$, $\Gamma(a) = (a-1)!$.

La tension de seuil η est calculée pour N échantillons de bruit et $\Gamma(a)$ est la fonction gamma.

Pour une probabilité de fausse alarme donnée, la tension de seuil peut être calculée de manière récursive par la résolution de l'équation (1.75) [68]. Le seuil de détection pour N impulsions indépendantes se détermine approximativement [43], [69] par :

$$\eta \approx N - \sqrt{N} + 2,3\sqrt{-\log_{10}(P_{FA})} \left(\sqrt{-\log_{10}(P_{FA})} + \sqrt{N} - 1 \right) \quad (1.76)$$

On peut remarquer que pour une impulsion ($N = 1$) le seuil de détection est $\eta \approx \ln(1/P_{FA})$.

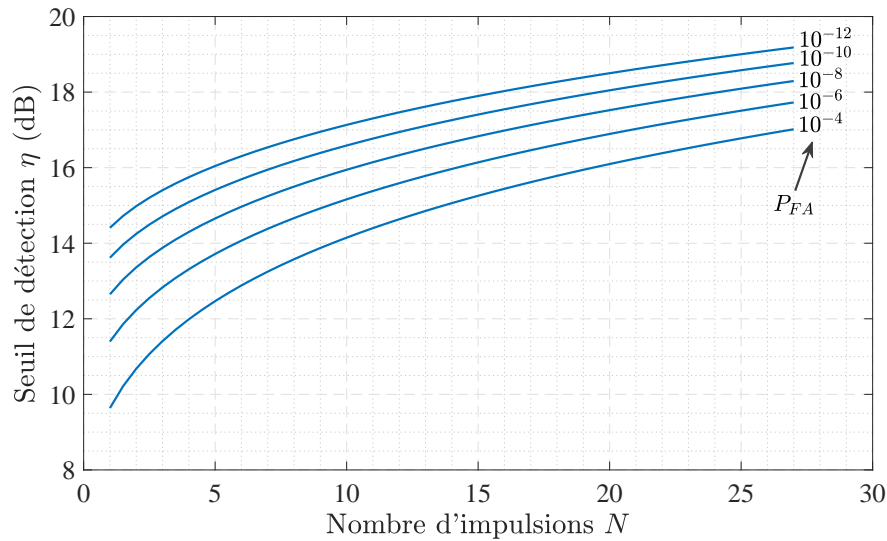


FIGURE 1.31 – Seuil de détection requis en fonction du nombre d'impulsions

La figure 1.31 présente l'évolution du seuil de détection requis en fonction du nombre d'impulsions pour quelques valeurs de P_{FA} . La connaissance de la tension de seuil pour une probabilité de fausse alarme donnée nous permet de déterminer la probabilité de détection en fonction du rapport signal-à-bruit.

1.4.3.3 Probabilité de détection

La probabilité de détection est l'un des principaux critères qui définissent les performances d'un système de détection. Elle est définie à l'aide du seuil de détection, donc en fonction de la probabilité de fausse alarme. Pour une P_{FA} donnée, la probabilité de détection permet de déterminer le rapport signal-à-bruit requis pour atteindre les performances désirées. La probabilité de détection dépend de la durée d'observation, de la technique de détection utilisée, mais aussi du modèle de fluctuation de la cible.

◇ Détection par impulsion

La détection par impulsion correspond à la détection à une observation. Pour une probabilité de fausse alarme donnée, le seuil est calculé pour une seule impulsion. Dans ce cas, la probabilité de détection est la même pour les cibles Swerling 1 et 2 d'une part et Swerling 3 et 4 d'autre part.

La densité de probabilité de l'enveloppe (signal + bruit) réfléchi par une cible non fluctuante suit une loi de Rice (1.72). Lorsque que l'on considère une seule impulsion, et en utilisant la fonction de Marcum [70], la probabilité de détection est donnée par :

$$P_D = Q_1\left(\sqrt{2RSB}, \sqrt{2\eta}\right) \quad (1.77)$$

où $Q_M(a, b) = \frac{1}{a^{M-1}} \int_b^\infty x^M \exp\left(-\frac{x^2+a^2}{2}\right) I_{M-1}(ax) dx$.

La figure 1.32 présente l'évolution de la probabilité de détection par impulsion en fonction du rapport signal-à-bruit pour quelques valeurs de probabilités de fausse alarme. Pour des probabilités de fausse alarme et de détection données, la figure 1.32 permet de déterminer le rapport signal-à-bruit requis pour la détection d'une cible non fluctuante lorsque celle-ci est basée sur une seule impulsion. En radar, pour une bonne détection, on vise généralement une probabilité de détection d'au moins 90% et une probabilité de fausse alarme d'au plus 10^{-6} .

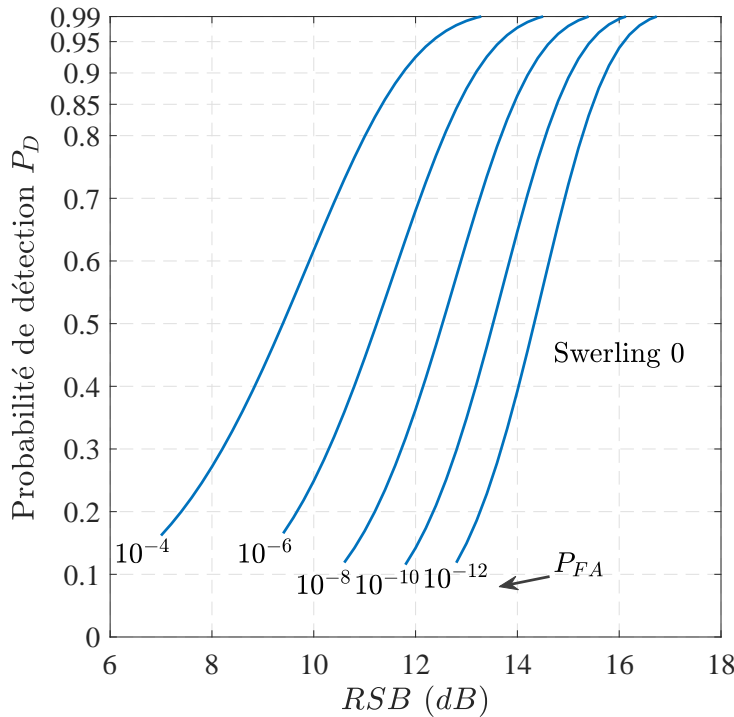


FIGURE 1.32 – Probabilité de détection d'une cible non-fluctuante en fonction du rapport signal-à-bruit RSB

Pour une cible fluctuante de type Swerling 1 ou 2, la probabilité de détection pour une impulsion est donnée par [53] :

$$P_D = \exp\left(-\frac{\eta}{1 + RSB}\right) \quad (1.78)$$

Lorsqu'une cible fluctuante est du type Swerling 3 ou 4, sa probabilité de détection en considérant une seule impulsion s'écrit [53] :

$$P_D = \left[1 + \frac{\eta}{(1 + RSB/2)(1 + 2/RSB)}\right] \exp\left(-\frac{\eta}{1 + RSB/2}\right) \quad (1.79)$$

La figure 1.33 présente une comparaison des probabilités de détection des cibles fluctuantes et non-fluctuantes pour une probabilité de fausse alarme $P_{FA} = 10^{-6}$. Il apparaît clairement que les cibles non-fluctuantes sont plus faciles à détecter avec une

observation. Le RSB requis (à $P_D = 90\%$ et $P_{FA} = 10^{-6}$) est d'environ 21,2 dB pour une cible de type Swerling 1/2, 17,3 dB pour un modèle de cible Swerling 3/4 et seulement 13,2 dB pour une cible non-fluctuante. La variation de la SER d'une impulsion à

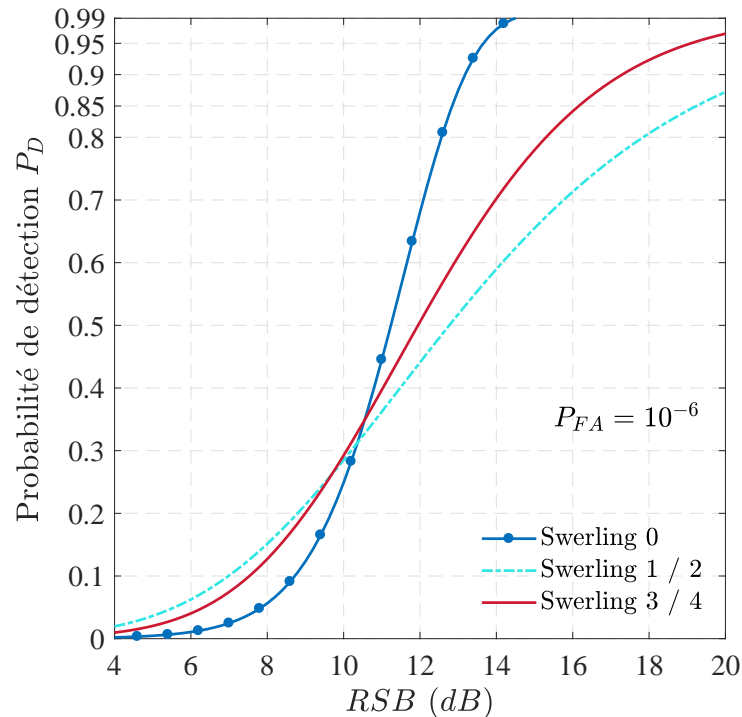


FIGURE 1.33 – Probabilité de détection par impulsion suivant le type de cible

une autre (Swerling 1), ou d'un groupe d'impulsions à un autre (Swerling 2), ou encore lorsque la cible présente plusieurs points diffuseurs en plus de ces variations (Swerling 3 et 4) explique de toute évidence la difficulté à détecter les cibles fluctuantes lorsque la détection est basée sur une seule impulsion. Cette difficulté se traduit par un RSB requis plus important que celui des cibles non-fluctuantes pour les mêmes probabilités de détection et de fausse alarme.

◇ Intégration cohérente

L'intégration est dite cohérente lorsqu'elle est basée sur une somme dans le domaine complexe, c'est-à-dire qu'elle conserve l'amplitude et la phase des signaux. Dans les récepteurs classiques ce type d'intégration est utilisé avant le détecteur d'enveloppe, on parle alors d'intégration pré-détection. Cette intégration nécessite une cohérence de phase des impulsions, donc une corrélation des différentes impulsions reçues durant la période d'intégration [39]. De ce fait, l'intégration cohérente semble plus adaptée pour les cibles de type Swerling 0, 1 et 3. Pour les cibles Swerling 2 et 4 l'intégration non-cohérente semble plus appropriée. La figure 1.34 présente le principe de fonctionnement d'une intégration cohérente.

L'intégration cohérente d'une rafale de N impulsions produit un signal de durée égale à celle d'une impulsion. Cependant, comparer à une détection par impulsion, l'intégration

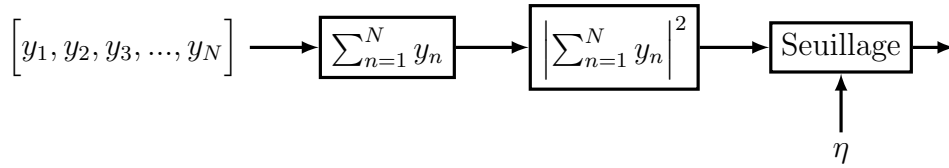


FIGURE 1.34 – Synoptique d'une intégration cohérente

cohérente permet d'améliorer le rapport signal-à-bruit à probabilités de détection et de fausse alarme égales. Pour démontrer cela, on considère en réception un signal de N impulsions. On suppose que chaque impulsion est constituée d'un signal complexe $s(t) = A \exp(j\phi)$ et d'un bruit additif de variance σ_b^2 : $y_n(t) = s(t) + b_n(t)$.

Le signal z issu de l'intégration cohérente des N impulsions s'écrit alors :

$$z(t) = \sum_{n=1}^N y_n(t) = Ns(t) + \sum_{n=1}^N b_n(t) \quad (1.80)$$

La puissance totale du bruit dans $z(t)$ est donnée par la variance de la somme de ses N composantes $b(t)$: $\sigma_{zb}^2 = N\sigma_b^2$. Ainsi, le rapport signal-à-bruit s'exprime par $(NA)^2/N\sigma_b^2$. Exprimer en fonction du rapport signal-à-bruit dans le cas d'une détection par impulsion $RSB = A^2/\sigma_b^2$, le rapport signal-à-bruit après intégration cohérente, sans considérer les pertes d'intégration, s'écrit :

$$RSB_{IC} = \frac{RSB}{N} \quad (1.81)$$

Ainsi, en intégrant de façon cohérente N impulsions, le RSB par impulsion est amélioré d'un facteur N , qui représente le gain d'intégration cohérente. Du fait de la durée du signal, le seuil de détection est le même que celui d'une détection par impulsion.

◇ Intégration non-cohérente

L'intégration non-cohérente est basée sur la sommation des enveloppes des impulsions issues d'un détecteur non-cohérent. Une détection non cohérente peut se faire de façon quadratique, linéaire ou logarithmique [71]. La détection quadratique (en anglais square law detector) est généralement utilisée en radar. La détection non-cohérente détruit l'information de phase par le fait qu'elle utilise le module au carré du signal. Cette technique d'intégration est aussi appelée intégration post-détection ou intégration vidéo, car elle est utilisée après le détecteur. Le principe d'une intégration non-cohérente est illustré à la figure 1.35.

Dans cette partie, on considère en réception un signal composé de N impulsions toutes indépendantes. Après filtrage, ce signal passe alors à travers un détecteur quadratique. Les enveloppes des différentes impulsions résultantes sont alors sommées. Cette somme est ensuite comparée à un seuil de détection pour décider de la présence ou non d'une cible.

La densité de probabilité du signal issu de la somme des N impulsions indépendantes

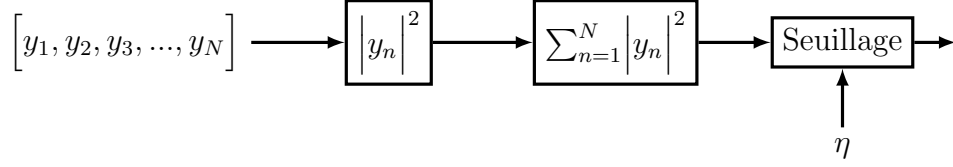


FIGURE 1.35 – Synoptique d'une intégration non-cohérente

[43], [67], est donnée par :

$$p_S(y) = \left(\frac{y}{NRSB} \right)^{\frac{N-1}{2}} e^{-y-NRSB} I_{N-1} \left(2\sqrt{NRSBy} \right) \quad (1.82)$$

où y est l'amplitude de l'enveloppe du bruit, RSB est le rapport signal-à-bruit par impulsion et I_{N-1} est la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre $N - 1$. La densité de probabilité du bruit seul (en l'absence de signal) s'obtient par développement de la fonction de Bessel I_{N-1} .

La probabilité de détection d'une cible non fluctuante obtenue par sommation de N impulsions indépendantes s'obtient par intégration de la densité de probabilité exprimée en (1.82). Elle est donnée par :

$$P_D = Q_N \left(\sqrt{2RSB}, \sqrt{2\eta} \right) \quad (1.83)$$

où η est la tension de seuil calculée pour N échantillons de bruit (1.76). Lorsqu'une cible fluctuante est du type Swerling 1, sa probabilité de détection sur une somme de N impulsions [53] est donnée par :

$$P_D = 1 - \gamma_i [N - 1, \eta] + \left(1 + \frac{1}{NRSB} \right)^{N-1} \times \gamma_i \left[N - 1, \frac{\eta}{1 + 1/NRSB} \right] \exp \left(-\frac{\eta}{1 + NRSB} \right) \quad (1.84)$$

L'expression de la probabilité de détection sur une somme de N impulsions indépendantes provenant d'une cible de modèle de fluctuation Swerling 2 [53], est :

$$P_D = 1 - \gamma_i \left[N, \frac{\eta}{1 + RSB} \right] \quad (1.85)$$

Pour une cible de type Swerling 3, la probabilité de détection sur N impulsions est donnée par :

$$P_D = \left(1 + \frac{2}{NRSB} \right)^{N-2} \times \left[1 + \frac{\eta}{1 + NRSB/2} - \frac{N-2}{NRSB/2} \right] \exp \left(-\frac{\eta}{1 + NRSB/2} \right) \quad (1.86)$$

Cette expression est approximative pour $N > 2$, mais pour des applications de type

radar elle est suffisamment précise [53], [61].

L'expression exacte de la probabilité de détection d'une cible de type Swerling 4 sur une somme de N impulsions est [61] :

$$P_D = 1 - \left(1 + \frac{RSB}{2}\right)^{-N} \sum_{k=0}^N \left(\frac{RSB}{2}\right)^k C_N^k \cdot \gamma_i \left[N + k, \frac{\eta}{1 + RSB/2}\right] \quad (1.87)$$

où $C_n^k = n! / [k!(n - k)!]$.

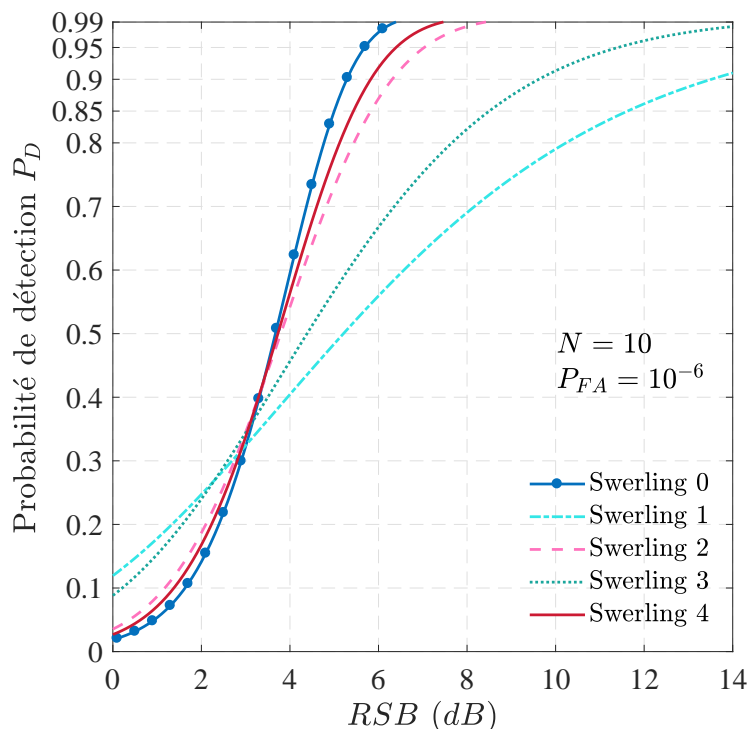


FIGURE 1.36 – Probabilité de détection obtenue par intégration non-cohérente

Les probabilités de détection des cibles fluctuantes et non-fluctuantes obtenues par intégration non cohérente sont illustrées à la figure 1.36 pour une probabilité de fausse alarme $P_{FA} = 10^{-6}$. L'intégration non-cohérente de 10 impulsions permet de réduire le RSB requis de 7,9 dB pour une cible non-fluctuante, 7,6 dB pour une cible de type Swerling 1, 14,8 dB pour un modèle Swerling 2 et de 7,6 dB et 11,4 dB pour des cibles Swerling 3 et 4 respectivement par rapport à une détection basée sur une observation figure 1.33, et cela pour des probabilités $P_D = 90\%$ et $P_{FA} = 10^{-6}$.

◇ Intégration binaire - Détection cumulative

Comme pour l'intégration non-cohérente, l'intégration binaire est basée sur un train de N impulsions. Cependant, à la différence d'une intégration non-cohérente où l'on somme les enveloppes des impulsions, en intégration binaire, on compte le nombre d'impulsions dont l'enveloppe dépasse un premier seuil de détection [41], [61]. Une

cible est alors déclarée présente lorsque ce nombre est au moins égale à un second seuil de détection. Cette technique est aussi appelée détection à double seuil (double threshold detection). La détection est tentée au premier seuillage sur chacune des N impulsions reçues. La sortie de ce seuillage est alors une suite de N bits (0 ou 1), d'où le nom d'intégration binaire. La décision de détection est prise par comparaison de la somme des N bits avec le second seuil. Ainsi, Les performances d'une intégration binaire dépendent des deux seuils de détection. La figure 1.37 présente le principe de fonctionnement d'une intégration binaire.

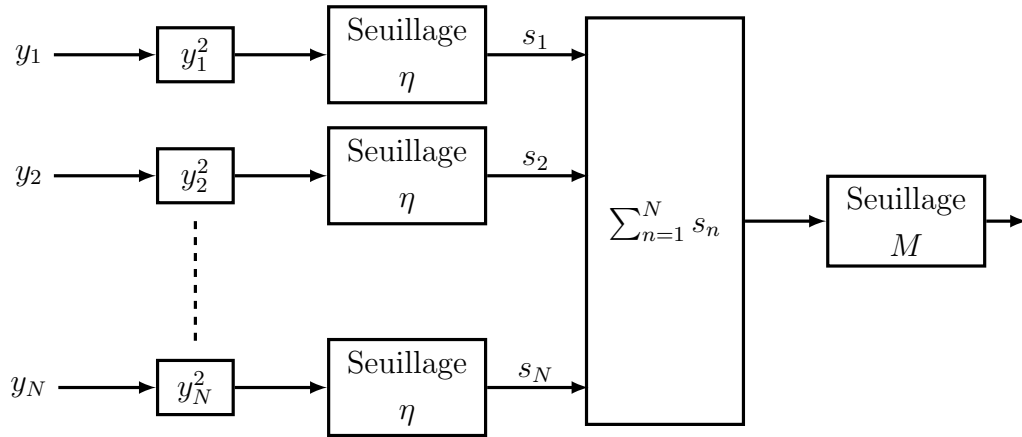


FIGURE 1.37 – Synoptique d'une intégration binaire

Pour les cibles statiques et non-fluctuantes, la détection binaire semble peu pertinente car les échos des cibles sont fortement corrélés. Dans ce cas, lorsque la cible est détectée pour une impulsion, elle le sera pour toutes les autres. Pour autant, elle peut avoir un intérêt, par exemple augmenter la fiabilité de la détection par la redondance. En revanche, pour les cibles fluctuantes, cette technique s'avère prometteuse. Avec cette méthode, la probabilité de détection globale est augmentée puisque la détection de la cible se fait à plusieurs tentatives. La probabilité que K impulsions dépassent un seuil de détection fixe parmi N impulsions indépendantes, régies par la même densité de probabilité est donnée par la loi binomiale :

$$P(K) = C_N^K p^K (1-p)^{N-K} \quad (1.88)$$

où p est la probabilité du succès.

La probabilité de détection totale en intégration binaire correspond à la probabilité que K , le nombre d'impulsions dépassant le premier seuil, soit supérieur ou égale à M , le second seuil de détection :

$$P_D = \sum_{K=M}^N \frac{N!}{K!(N-K)!} P_d^K (1-P_d)^{N-K} \quad (1.89)$$

où P_d est la probabilité de détection par impulsion qui dépend du premier seuil de détection.

La probabilité de fausse alarme s'obtient par la même relation ci-avant en remplaçant P_D par P_{FA} et P_d par P_{fa} , la probabilité de fausse alarme par impulsion. Comme $P_{fa} \ll 1$, la probabilité de fausse alarme totale peut s'écrire [41] :

$$P_{FA} \approx \frac{N!}{M!(N-M)!} P_{fa}^M \quad (1.90)$$

En pratique, les probabilités de détection et de fausse alarme telles que décrites par les relations (1.89) et (1.90) ne correspondent pas aux seuils de détection optimaux (η et M). Il existe des méthodes d'optimisation de ces seuils [61] qui permettent de déterminer la probabilité de fausse alarme par impulsion adéquate et la valeur de M pour maximiser les performances de détection. L'intégration binaire est facile à implémenter comparée à une intégration cohérente ou non-cohérente, mais ses pertes sont plus élevées, ou à l'inverse son gain d'intégration est moins important [41].

La détection cumulative, tout comme l'intégration binaire est une technique de détection basée sur une série d'impulsions. Avec la détection cumulative, une cible est déclarée présente lorsqu'au moins une des impulsions reçues dépasse le seuil de détection [39]. La détection cumulative est un cas particulier d'une intégration binaire, avec $M = 1$ (donc un seul seuillage).

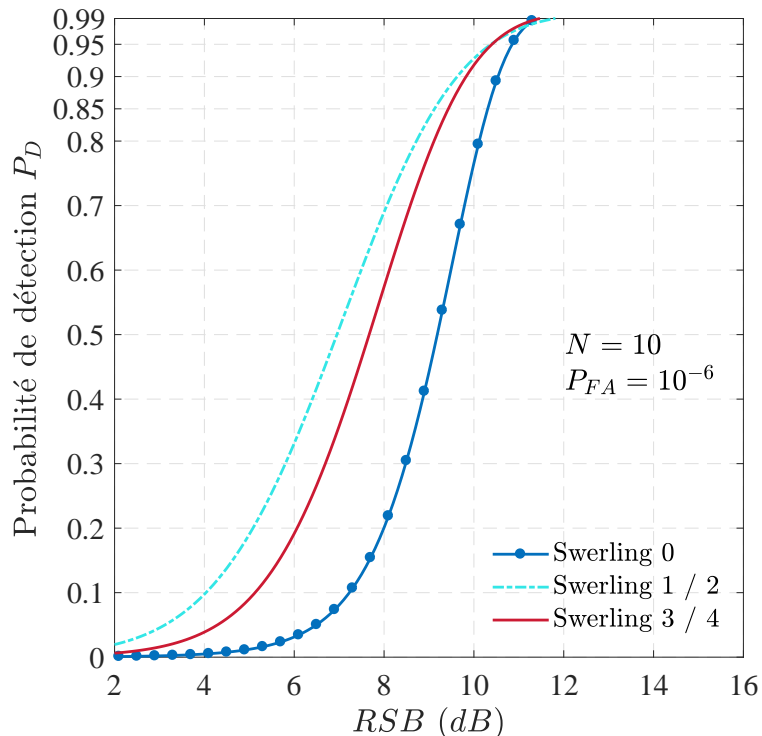


FIGURE 1.38 – Probabilité de détection cumulative en fonction du RSB

La probabilité de fausse alarme globale P_{FA} d'une détection cumulative sur un groupe de N impulsions ayant chacune une même probabilité de fausse alarme P_{fa} , est donnée

par :

$$P_{FA} \approx NP_{fa} \quad (1.91)$$

La probabilité de détection cumulative P_D résultante de la détection de N impulsions indépendantes de même probabilité de détection P_d , s'écrit :

$$P_D = 1 - (1 - P_d)^N \quad (1.92)$$

La figure 1.38 présente les probabilités de détection obtenues par détection cumulative sur 10 impulsions pour les différents modèles de cible pour $P_{FA} = 10^{-6}$. L'amélioration des performances en détection cumulative est sans surprise plus importante pour les cibles fluctuantes, car leurs échos sont décorrélés. En pratique, à l'échelle d'un balayage, les performances sont meilleures pour les cibles de type Swerling 2 et 4.

◇ Comparaison des différentes méthodes de détection

Les performances des différentes méthodes dépendent du modèle de la cible considérée. Chacune de ces méthodes présente des avantages et des inconvénients tant au niveau implémentation qu'en matière d'efficacité. Ainsi, le choix de la méthode appropriée se fera selon les performances visées, donc en fonction des cibles à détecter et suivant le niveau de complexité toléré en matière de mise en œuvre.

Les figures 1.39 à 1.41 illustrent les performances des différentes méthodes de détection abordées dans cette partie pour les différents types de cibles. Ces résultats sont obtenus pour une probabilité de fausse alarme de 10^{-6} avec $N = 10$ impulsions, sauf dans le cas de la détection par impulsion pour lequel $N = 1$ et qui nous sert de référence.

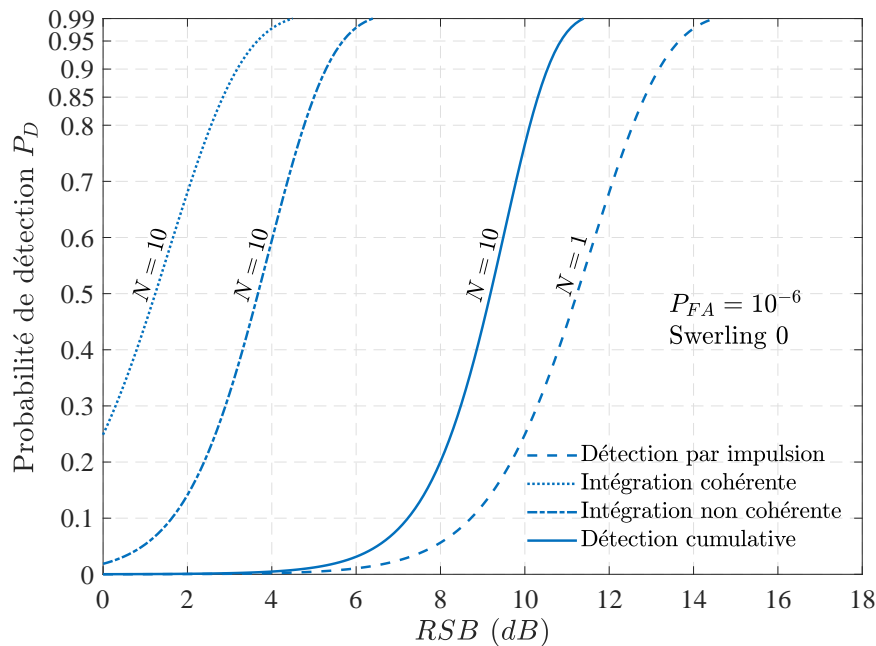


FIGURE 1.39 – Comparaison des probabilités de détection : Swerling 0

L'intégration cohérente est souvent privilégiée pour les cibles Swerling 0, 1 et 3 pour son gain d'intégration égale au nombre d'impulsions considérées. Cependant, par rapport à son implémentation, cette technique se révèle relativement complexe à cause de sa nécessité à conserver la phase des signaux.

L'intégration non-cohérente est certes simple à implémenter, mais elle est moins efficace en matière de gain comparée à l'intégration cohérente, particulièrement pour les cibles de type Swerling 0, 1 et 3. En revanche, elle est assez performante lorsque les cibles présentent des fluctuations plus rapides (Swerling 2 et 4). Par ailleurs, ce type d'intégration permet de simplifier la topologie du récepteur et par conséquent réduire sa taille et sa consommation.

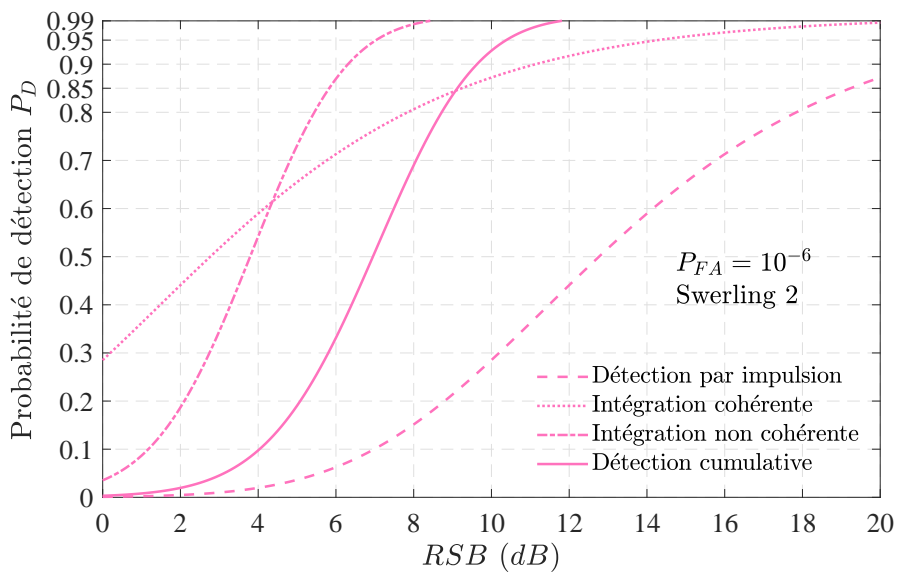
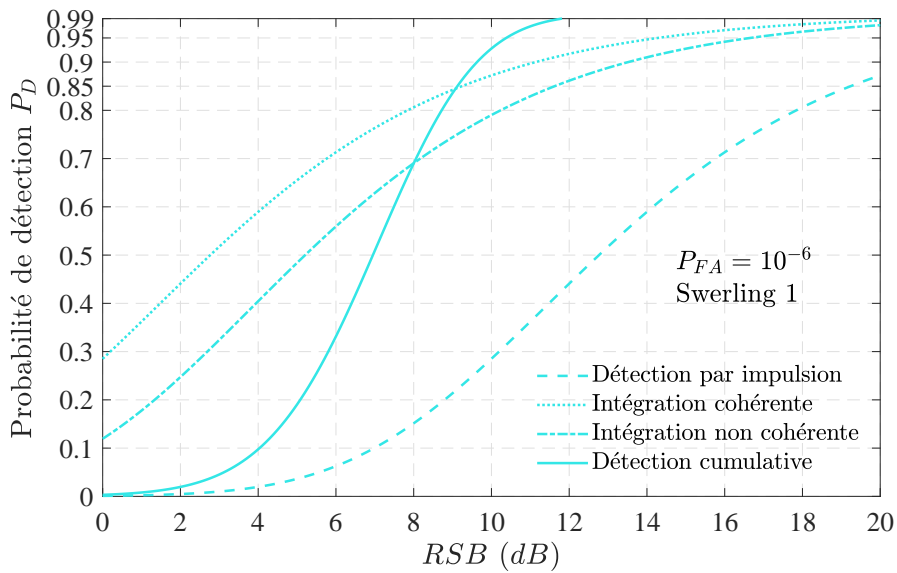


FIGURE 1.40 – Probabilités de détection : Swerling 1 (en haut) et Swerling 2 (en bas)

La détection cumulative est simple dans sa mise en œuvre car basée sur des tentatives de détection sur toutes les impulsions considérées. Elle peut ainsi permettre une détection plus fiable par la redondance des décisions. En revanche, elle semble plus exposée aux fausses alarmes, car une seule détection est suffisante pour valider la décision. Toutefois, elle est plus appropriée pour les cibles fluctuantes.

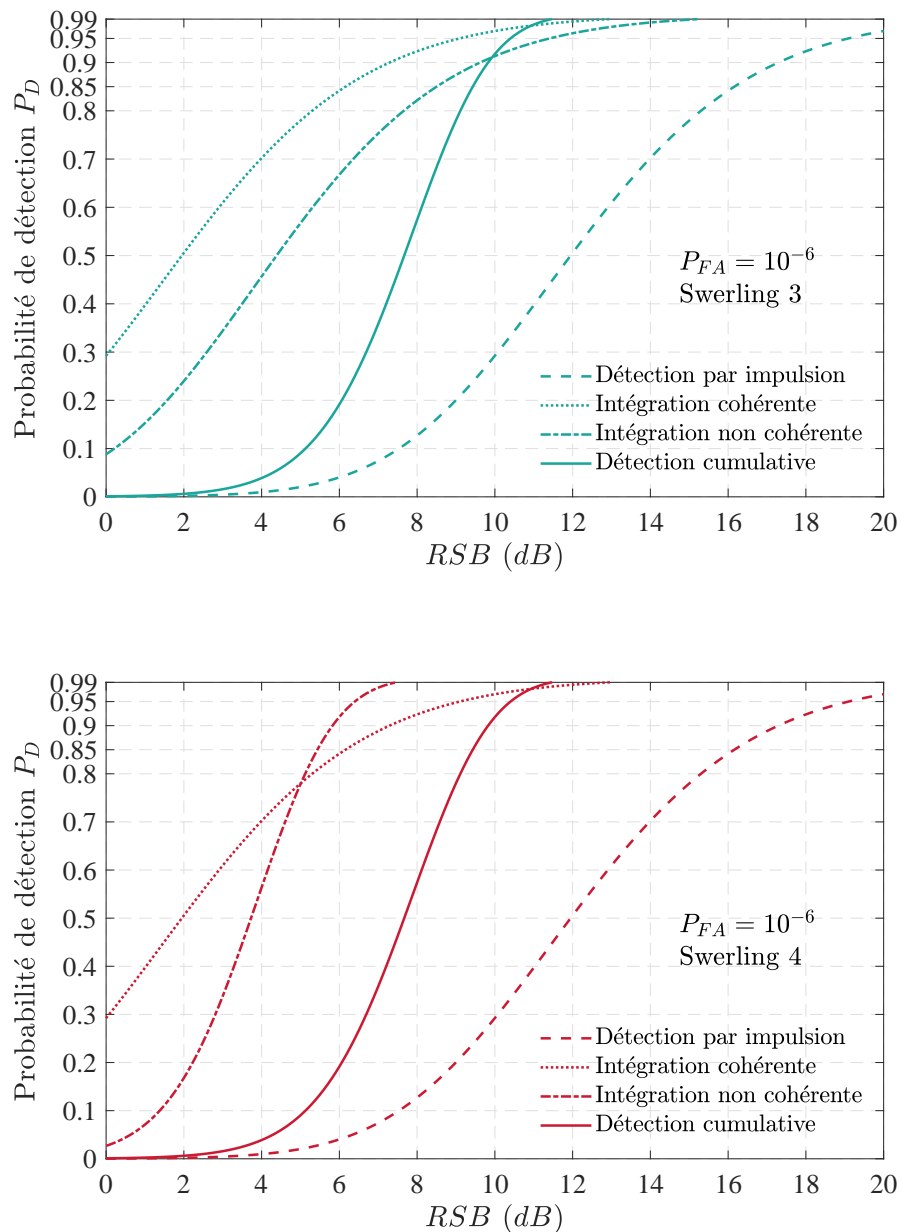


FIGURE 1.41 – Probabilités de détection : Swerling 3 (en haut) et Swerling 4 (en bas)

Les performances de détection sont évaluées à l'aide des courbes de probabilité de détection en fonction du RSB et de la probabilité de fausse alarme. Chaque point de fonctionnement de ces courbes correspond à un seuil de détection et un RSB requis qui permettent de dimensionner le système de détection.

1.5 Synthèse

Ce chapitre a porté sur les bandes millimétriques, l'état de l'art des principaux types de radar, les méthodes théoriques de prédiction de la SER et l'évaluation des performances de détection en matière de probabilité.

Les caractéristiques de propagation nous ont permis de relever les facteurs critiques au déploiement des systèmes dans certaines parties des bandes et de mieux cibler les applications en fonction des fréquences. Ainsi, les fréquences autour de 60 GHz, 118 GHz ou encore 182 GHz seraient plus propices aux applications "indoor" et à courte portée. L'étude de la normalisation a été indispensable pour comprendre les normes et les spécifications techniques qui régissent l'utilisation des fréquences. Ces deux études ont abouti à l'identification des opportunités des bandes, notamment autour de 60 GHz pour mieux définir l'application visée.

L'état de l'art des systèmes radars nous a conduit à la mise en évidence de leurs principes de fonctionnement et de leurs formes d'onde. La comparaison des principaux types de radar nous a permis de distinguer les radars impulsionnels de par leur simplicité de mise en œuvre entre autres. L'étude des grandeurs caractéristiques, particulièrement l'équation radar a permis de distinguer les paramètres essentiels dont dépendent les performances des systèmes radars. Cette équation est indispensable pour le dimensionnement des systèmes basés sur le principe du radar.

La surface équivalente radar d'un objet est un paramètre complexe et souvent difficile à déterminer. Les méthodes de prédiction hautes fréquences nous ont permis de comprendre l'estimation théorique de la SER de certains objets (sphère, cylindre et plaque). La connaissance de la SER nous a aidé à mieux cerner le dimensionnement des systèmes radar.

L'étude des performances de la détection nous a permis de définir les probabilités de détection et de fausse alarme dans un contexte radar ou tout simplement de détection. Ces probabilités permettent de déterminer le rapport signal-à-bruit nécessaire pour atteindre les objectifs de détection visés. La connaissance de ce rapport signal-à-bruit permet de compléter le dimensionnement des systèmes radar.

En somme, ce chapitre a permis de comprendre le fonctionnement des systèmes radar et les principaux paramètres pour leur dimensionnement. Le chapitre suivant portera sur la validation de l'estimation de la surface équivalente radar des objets.

Chapitre 2

Simulations et mesures de SER

L'équation radar vue au chapitre précédent montre que le dimensionnement des systèmes de détection radar passe par une bonne connaissance de la surface équivalente radar (SER) des objets. Les méthodes théoriques d'estimation de la SER ont été abordées en 1.3.2. Ces méthodes permettent certes d'estimer la SER d'objets simples, mais elles présentent tout de même des limites du fait des approximations utilisées pour simplifier les calculs. De ce fait, il paraît alors nécessaire d'utiliser d'autres moyens pour valider ces méthodes théoriques ou tout simplement estimer la SER des objets en tenant compte de toute la complexité de cette grandeur. Dans ce chapitre, nous proposons de prédire la SER par simulation et par mesure.

La première partie de ce chapitre présente les simulations de la SER avec le logiciel de simulation électromagnétique HFSS (high frequency structure simulator). Elle présente les différentes étapes de la simulation allant de la définition des géométries à l'extraction des résultats par post-traitement. Les résultats de simulation obtenus sont comparés avec les méthodes théoriques, optique physique pour le cylindre et théorie géométrique de la diffraction pour la plaque.

La seconde partie porte sur la mise en œuvre expérimentale des mesures de SER. Elle présente la procédure de la mesure à travers sa configuration, son paramétrage et ses différentes étapes. Le développement du banc de mesure est également présenté et sa validation est faite par des mesures de cibles sphériques. Enfin, les mesures des cibles canoniques sont effectuées et leurs résultats sont comparés à ceux de la simulation électromagnétique sur HFSS.

2.1 Simulations de SER

Outres les méthodes de prédiction hautes fréquences vues en 1.3.2, nous avons utilisé la simulation pour estimer la SER des objets. Pour cela, nous utilisons un outil de simulation électromagnétique, HFSS (high frequency structure simulator) qui permet de simuler le champ électromagnétique en 3D. HFSS est basé sur la méthode des éléments finis et permet d'analyser le comportement électromagnétique d'une structure sous différents modes d'excitation. Il permet de déterminer le champ électromagnétique autour de la cible et de calculer directement sa SER monostatique ou bistatique pour les différentes polarisations par une opération de post-traitement.

2.1.1 Procédure de la simulation

Dans la procédure de simulation de la SER sous HFSS [72], nous pouvons distinguer trois étapes principales.

— Définition des géométries

Deux géométries sont à définir pour la simulation d'une SER sous HFSS : la cible avec un matériau parfaitement conducteur et une boîte à air entourant la cible dont les parois doivent être distancées de celles de la cible d'au moins $\lambda/4$. Les faces de la boîte sont de type PML (perfect matched layer) pour définir les conditions aux limites. La figure 2.1 illustre la définition des géométries pour une simulation de SER avec HFSS.

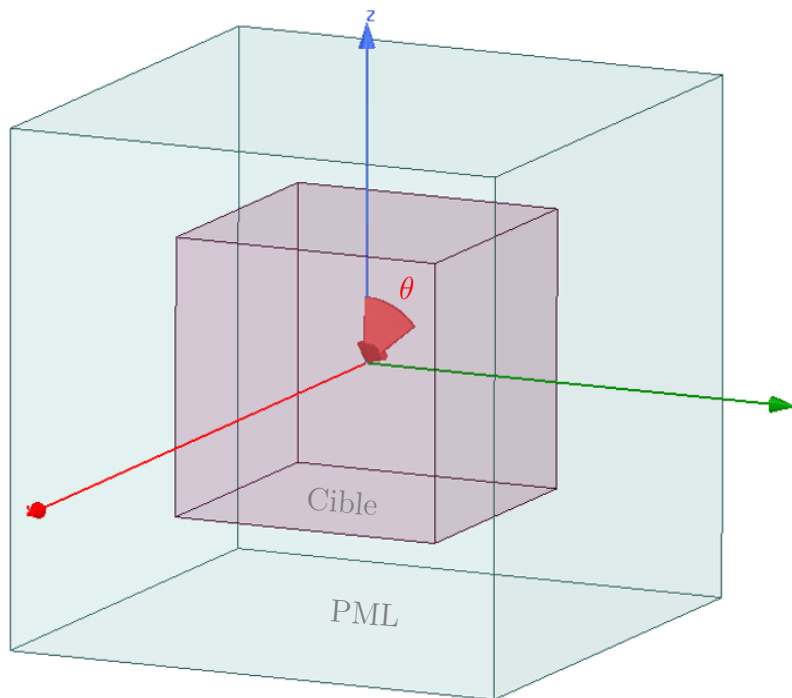


FIGURE 2.1 – Configuration d'une simulation de SER avec HFSS

— Spécification des paramètres

Les paramètres essentiels lors de la simulation de la SER sont l'excitation, le maillage et les critères de convergence. L'excitation permet de définir l'état de polarisation de l'onde incidente et le balayage angulaire (θ), figure 2.1. Le choix du maillage est lié à la taille de la cible par rapport à la longueur d'onde. Les critères de convergence sont définis par le nombre de simulations et l'écart maximum toléré entre deux simulations. Le temps de simulation et la précision des résultats dépendent du maillage et des critères de convergence.

— Post-traitement

Pour extraire la SER, il est nécessaire de définir une sphère de rayon "infini" afin de respecter la condition en champ lointain pour calculer notamment le champ réfléchi par la cible. L'angle de réflexion est alors défini par les coordonnées choisies sur cette sphère en fonction de la configuration de la cible. L'extraction de la SER monostatique se fera en faisant correspondre les angles d'incidence et de réflexion.

2.1.2 Résultats et comparaisons

— SER monostatique d'une plaque

La configuration de la simulation est donnée à la figure 2.2 pour une plaque carrée parfaitement conductrice de côté 5λ à 60 GHz. Pour les deux polarisations HH et VV, la figure 2.3 présente les résultats de simulation en comparaison avec les résultats de la théorie géométrique de la diffraction (TGD).

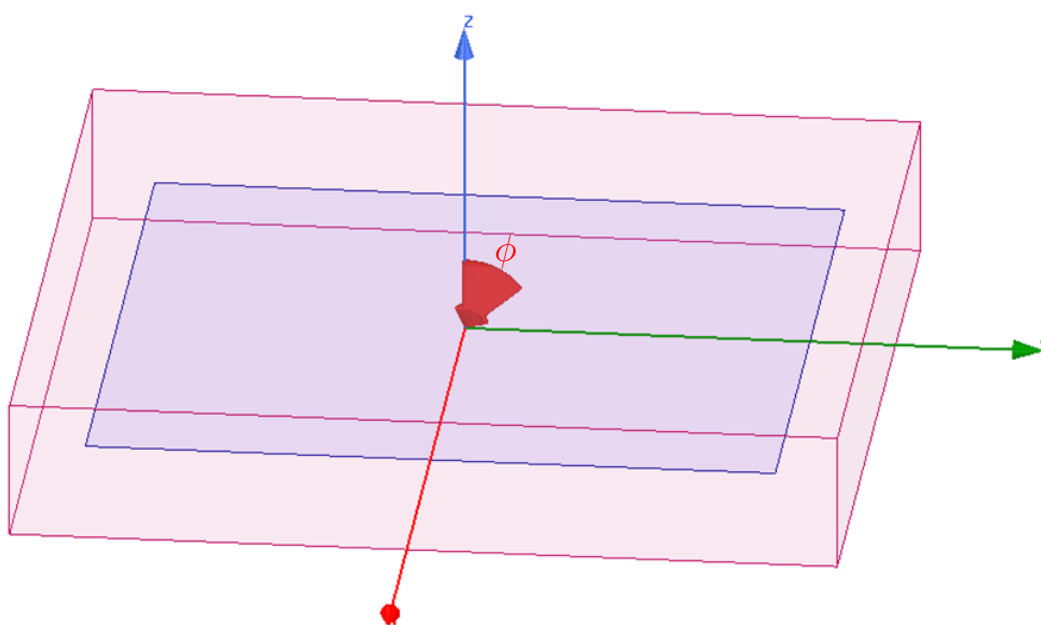


FIGURE 2.2 – Configuration de la simulation d'une plaque avec HFSS

Globalement, les SERs théoriques et simulées présentent des variations similaires pour les deux polarisations HH et VV. Les petites différences pour les grands angles d'incidence peuvent s'expliquer par la précision du maillage pour la simulation, mais aussi par la singularité des coefficients de diffraction dans le modèle de la TGD.

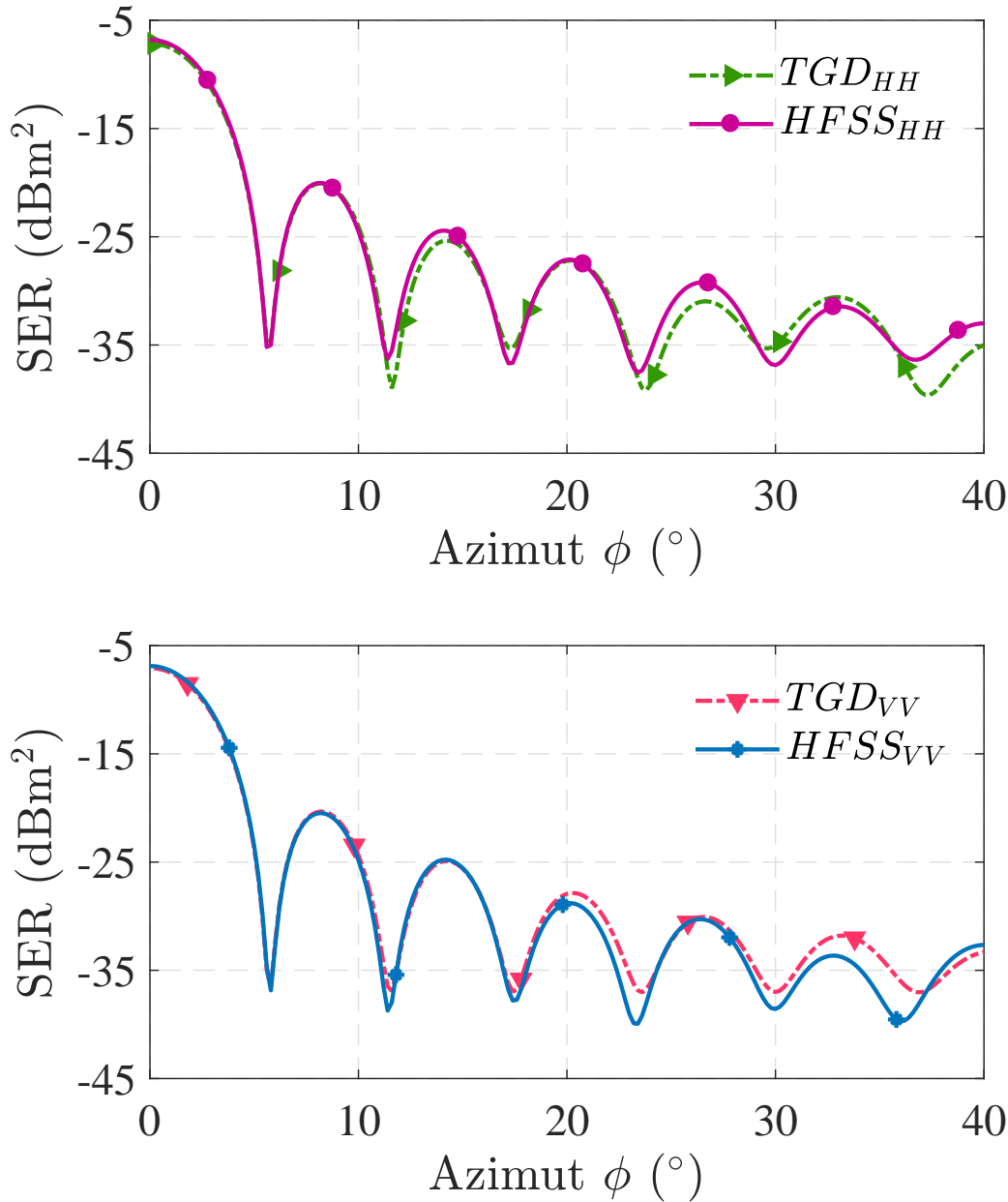
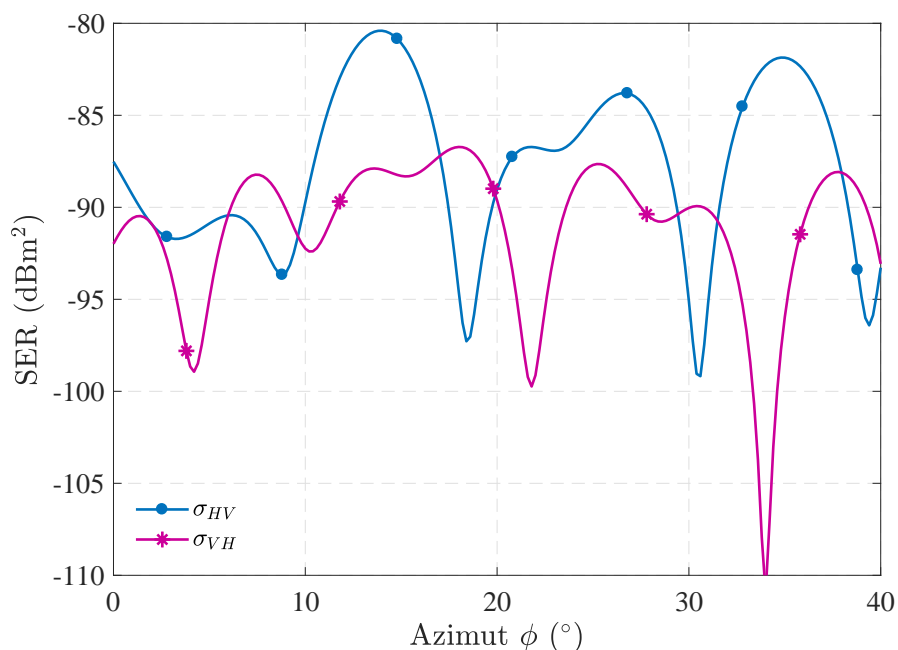


FIGURE 2.3 – SERs mono-statiques d'une plaque $5\lambda \times 5\lambda$ à 60 GHz

La figure 2.4 présente les SERs des polarisations croisées HV et VH de la même plaque que précédemment. Ces SERs présentent de très faibles valeurs par rapport aux polarisations principales HH et VV. Elles ne permettront donc pas d'améliorer la détection des plaques dans la configuration de la figure 2.2.

FIGURE 2.4 – SERs mono-statiques HV et VH d'une plaque $5\lambda \times 5\lambda$ à 60 GHz

— SER monostatique d'un cylindre

La figure 2.5 présente la configuration de la simulation pour un cylindre droit parfaitement conducteur de rayon $2,5\lambda$ et de hauteur $7,5\lambda$ à 60 GHz. Les résultats de simulation pour les deux polarisations HH et VV sont données à la figure 2.6 en comparaison avec celui de l'optique physique (OP).

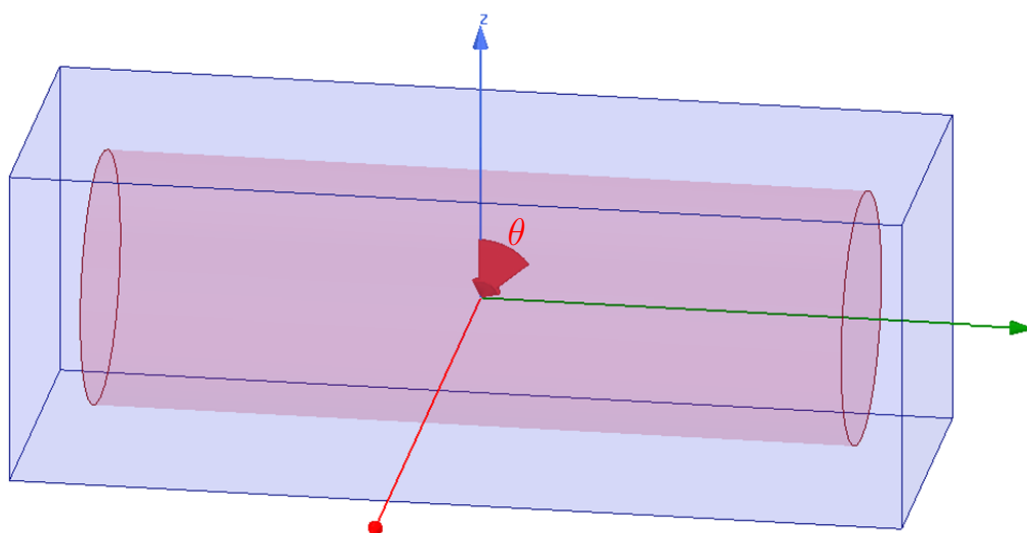


FIGURE 2.5 – Configuration de la simulation d'un cylindre avec HFSS

Les SERs théoriques et simulées présentent les mêmes variations pour de faibles angles (jusqu'à environ 11°). Lorsque θ devient grand, les SERs divergent du fait de la diffraction sur les bords du cylindre, non prise en compte dans le modèle de l'OP. On

remarquera que pour les grands angles d'incidence, les minima de la SER sont moins prononcés pour la polarisation verticale, c'est-à-dire lorsque le champ électrique est parallèle à l'axe du cylindre. Cela s'explique par le fait que le cylindre est plus favorable à la réflexion des ondes suivant sa hauteur ($7,5\lambda$) que suivant sa base (5λ de diamètre).

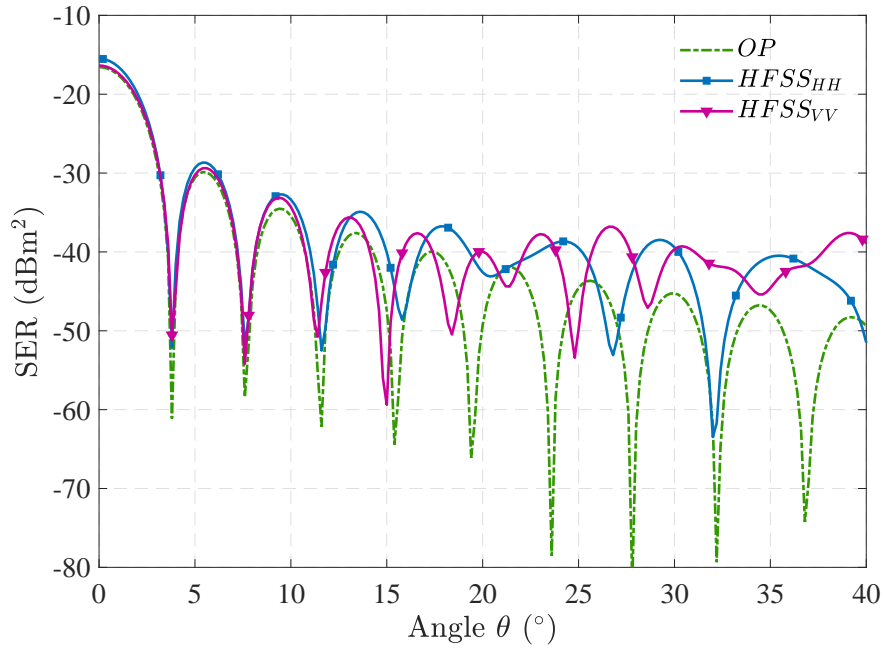


FIGURE 2.6 – SERs mono-statiques d'un cylindre ($2,5\lambda;5\lambda$) à 60 GHz

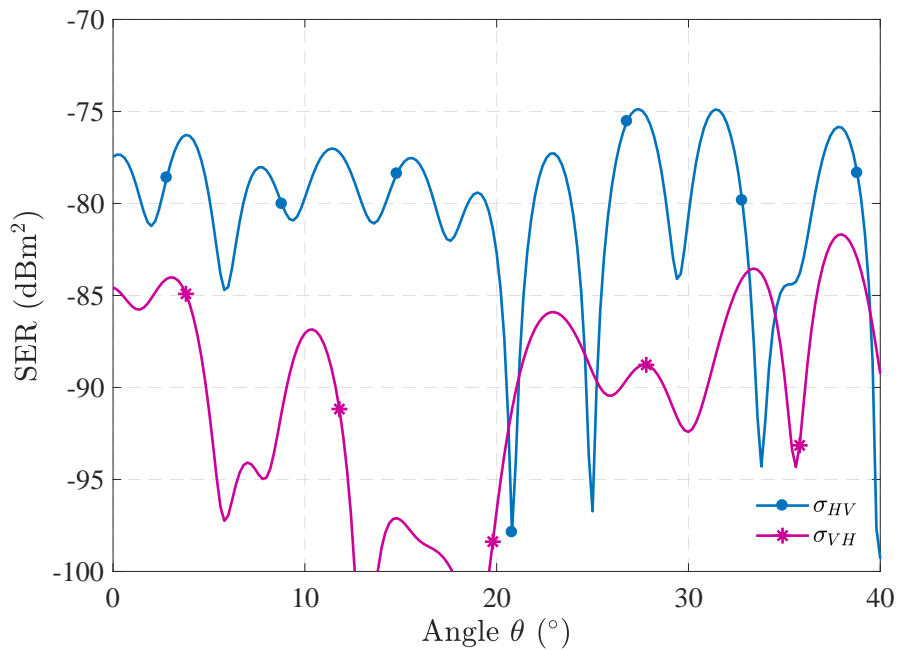


FIGURE 2.7 – SERs mono-statiques HV et VH d'un cylindre ($2,5\lambda;5\lambda$) à 60 GHz

Les SERs des polarisations croisées HV et VH du cylindre sont présentées sur la figure 2.7. Comme pour la plaque, ces SERs restent très faibles par rapport à celles des polarisations principales et leurs contributions ne seront pas d'une grande importance dans l'amélioration de la détection des cylindres disposés comme dans la figure 2.5.

2.2 Mesures de SER

Il existe différentes approches de mesure de la surface équivalente radar [73] dont l'approche impulsionnelle (avec ou sans modulation) et le balayage fréquentiel. Les méthodes impulsionnelles ont l'avantage entre autres d'être plus représentatives du principe de mesure de la SER. Mais, leurs inconvénients majeurs est la complexité du système de mesure, nécessitant une bonne maîtrise du timing, une conversion de fréquence en réception et une bonne dynamique de l'oscilloscope pour l'affichage des échos. En revanche, les méthodes à balayage fréquentiel ont l'avantage d'une simplicité du banc de mesure et d'une facilité de mise en œuvre. En réalisant les mesures en chambre anéchoïque avec une moyenne sur plusieurs mesures, cette méthode peut atteindre de bonnes précisions. La méthode du balayage fréquentiel [74], [75], [76] nécessite uniquement un analyseur de réseau vectoriel (en anglais vector network analyser, VNA) pour la mesure de la SER. Suivant la topologie du banc de mesure, on peut distinguer la configuration monostatique avec une seule antenne pour l'émission/réception et la configuration bi-statique ou quasi-monostatique avec deux antennes [77]. Dans la première configuration, la mesure se fait sans cible de calibration, mais elle nécessite une bonne connaissance des paramètres de l'équation radar tels que le gain de l'antenne et la distance de la cible. A l'inverse, dans la deuxième configuration une cible de calibration de SER connue est nécessaire pour déterminer la SER de la cible sous test. Dans la suite, nous utiliserons la méthode du balayage fréquentiel dans une configuration quasi-monostatique pour mesurer la SER des objets. Pour des raisons matériels, les mesures seront menées autour de 15 GHz au lieu de 60 GHz, le principe étant le même quelque soit la bande de fréquences.

2.2.1 Procédure de la mesure

2.2.1.1 Configuration de la mesure

La configuration de la mesure est de type quasi-monostatique, c'est-à-dire avec deux antennes co-localisées pour l'émission (Tx) et la réception (Rx). La mesure se fera alors par exploitation du paramètre S_{21} à partir d'un VNA. Les deux antennes seront positionnées les plus proches possibles en tenant compte du couplage, mais aussi en minimisant l'erreur angulaire, c'est-à-dire de manière à ce qu'elles voient la cible de la même façon. Le positionnement de la cible doit tenir compte de la dynamique du VNA, tout en minimisant l'erreur angulaire (φ), car plus elle sera éloignée des antennes, moins grande sera cette erreur. La configuration de la mesure est décrite sur la figure

2.8 [77]. Une fois la configuration fixée, les paramètres doivent être minutieusement choisis.

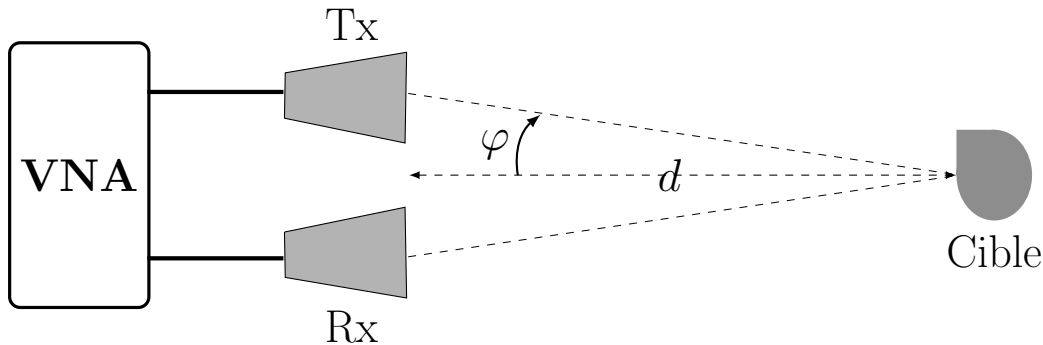


FIGURE 2.8 – Configuration de mesure quasi-monostatique

2.2.1.2 Paramètres de la mesure

Parmi les paramètres essentiels à la mesure de la SER, nous pouvons en distinguer un certain nombre dont le choix est crucial pour minimiser les erreurs de mesure.

— Paramètres du VNA

Les paramètres du VNA sont définis à la calibration et comprennent essentiellement la puissance P émise par un port, la bande de fréquences BW , le nombre de points N et la bande passante du filtre de la fréquence intermédiaire (IF bandwidth, IF_{BW}). Le choix de la puissance tient compte de la longueur des câbles et de la distance de la cible. On peut augmenter la puissance P pour améliorer le rapport signal-à-bruit lorsque cela est nécessaire. La bande de fréquences est choisie selon le but de la mesure et les dimensions des cibles à mesurer. Elle définit la résolution en distance $\delta d = c/2BW$. Le nombre de points fixe la résolution fréquentielle selon la bande de fréquences, $\delta f = BW/(N - 1)$. La valeur de l' IF_{BW} définit le temps de la mesure. L' IF_{BW} permet de réduire le niveau de bruit (si sa valeur est faible) et améliore donc la précision du résultat. En pratique, du fait des fluctuations liées au bruit, on utilise souvent une moyenne sur un ensemble de mesures. Cela nous amène donc à un compromis entre le temps de mesure et la valeur de l' IF_{BW} .

— Paramètres de mesure

Les paramètres de mesure comprennent la taille de la cible et sa distance par rapport aux antennes. La taille de la cible est définie par rapport à la longueur d'onde, donc à la bande de fréquences. Selon la résolution en distance, la taille de la cible va plus ou moins impacter la précision de la mesure. La distance d de la cible doit respecter la condition en champ lointain $d \geq 2a^2/\lambda$ [73], où a est la plus grande dimension de la cible (pour une sphère, son diamètre). Cette condition est fondamentale pour la précision de la mesure car le comportement du champ électromagnétique dépend de la distance d .

2.2.1.3 Etapes de la mesure et du traitement

La mesure comprend principalement trois étapes :

- la mesure de l’environnement seul (M_O) qui sert de référence aux autres mesures afin d’éliminer les réflexions non désirables.
- la mesure de la cible de calibration (M_R) qui représente la cible de référence de SER supposée connue.
- la mesure de la cible (M_C) dont on cherche à connaître la SER.

Généralement, la cible de calibration est une sphère qui fonctionne dans la région optique pour la bande de fréquences choisie, c’est-à-dire que son rayon doit satisfaire $kr \geq 10$ (voir figure 1.19).

La procédure du traitement des mesures est décrite sur la figure 2.9 [75]. La première étape est celle de l’extraction des mesures de la cible de calibration et de la cible à mesurer par élimination de l’effet de l’environnement (“background substraction”). Cela se fait par simple soustraction des mesures, soit dans le domaine fréquentiel, soit en temporel. Dans le domaine temporel, la soustraction permet de réduire le niveau de bruit de 30 dB [74]. Dans une configuration où la cible est en rotation, la soustraction en fréquentielle est privilégiée. Elle permet alors de réduire l’effet du positionneur de 20 dB [74]. La conversion des mesures de fréquence en temps nécessite un fenêtrage fréquentiel (“windowing”) pour améliorer la dynamique de la réponse impulsionnelle. Une fenêtre de Kaiser-Bessel est généralement utilisée [78] car elle offre une meilleure résolution en amplitude. Ces soustractions (temporelles ou fréquentielles) permettent d’éliminer directement le couplage des antennes et certaines réflexions issues des parois de l’environnement de mesure.

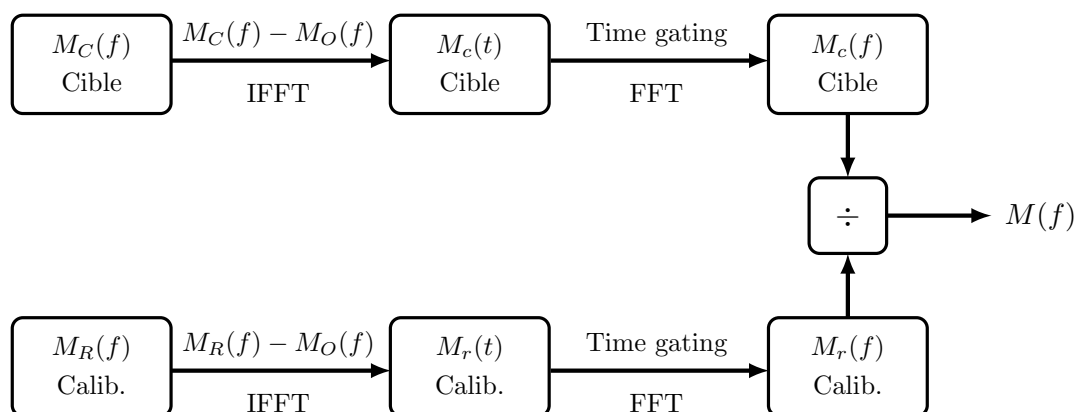


FIGURE 2.9 – Synoptique des étapes du traitement des mesures

En pratique, malgré le “background substraction”, il existera toujours des réflexions, notamment celles issues des interactions de la cible avec l’environnement de mesure.

Pour supprimer ces dernières ou du moins les minimiser, il convient d'effectuer un fenêtrage temporel ("time gating") autour de la position de la cible [79], [80]. Cette deuxième étape permet d'améliorer la réponse fréquentielle en ce sens qu'elle apparaîtra comme si la cible était mesurée seule. Toutefois, la largeur de la fenêtre doit être choisie avec précaution car, plus elle sera étroite, moins les résultats seront précis [76].

La troisième étape du traitement correspond au calcul du rapport M de la mesure de la cible par celle de la cible de calibration. Elle est suivie de l'extraction de la SER à mesurer par :

$$\sigma_c(f) [dBm] = M(f) [dB] + \sigma_r(f) [dBm]$$

La SER de la cible σ_c est ainsi obtenue en fonction de la fréquence lorsque la valeur théorique de la cible de calibration σ_r est connue. Un des avantages de cette méthode de mesure est le fait qu'elle peut se faire sans la connaissance des caractéristiques de la chaîne d'émission-réception et particulièrement des antennes. En revanche, elle nécessite une connaissance parfaite de la SER de la cible de calibration dont les erreurs peuvent fortement affecter la mesure. D'où l'intérêt d'utiliser une sphère comme cible de calibration car elle possède une SER indépendante de l'angle d'incidence et quasi-indépendante de la fréquence ($\sigma \approx \pi r^2$) dans la région optique, soit lorsque la condition $r \geq 1,6\lambda$ est vérifiée.

2.2.2 Mise en œuvre expérimentale

2.2.2.1 Validation du banc de mesure

Nous avons effectué les mesures en chambre anéchoïque et l'environnement de mesure est présenté sur la figure 2.10. Les paramètres de mesure sont donnés dans le tableau 2.1.

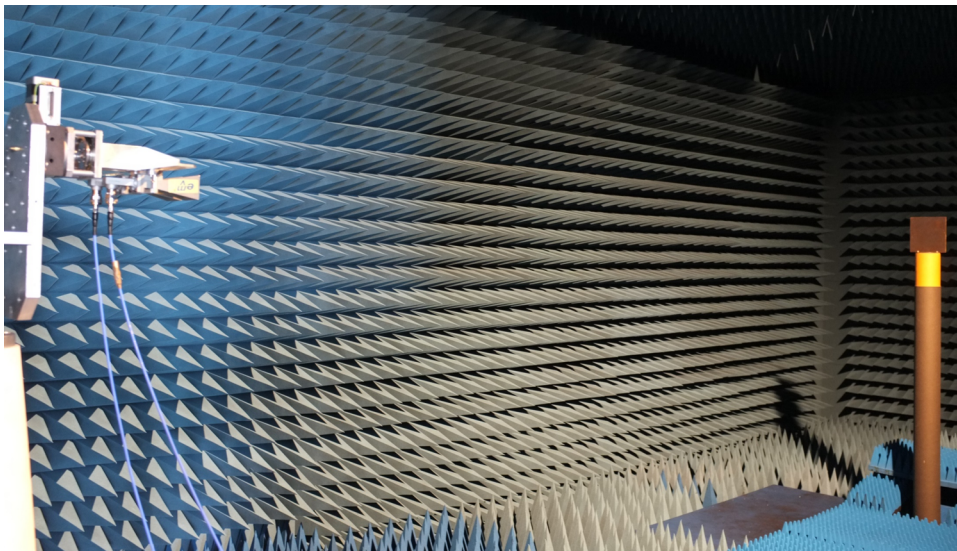


FIGURE 2.10 – Configuration de la mesure en chambre anéchoïque

Tableau 2.1 – Paramètres de la mesure de SER

Paramètres	Description/ Valeur
VNA	Agilent E8361C
Fréquence	13-17 GHz
Puissance	0 dBm
Nombre de points	32001
IF_{BW}	3 kHz
Calibration	2-ports SOLT
Antennes	ETS Model 3160-08

La réponse impulsionnelle de l'environnement seul (chambre anéchoïque à vide) en présence uniquement du positionneur de la cible est présentée sur la figure 2.11. On

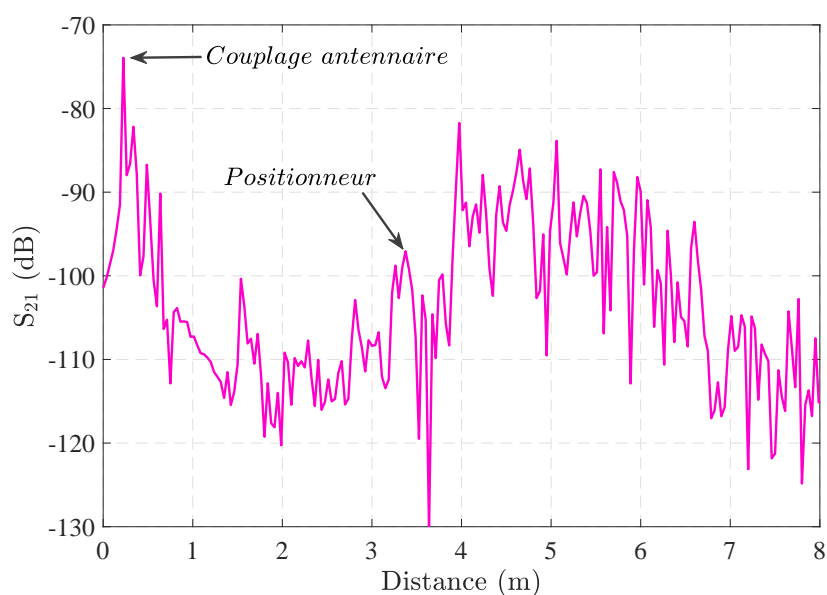


FIGURE 2.11 – Réponse impulsionnelle de la chambre à vide

peut y remarquer le couplage des antennes d'environ -74 dB, l'écho du positionneur de la cible à 3,4 m et différents échos issus des multi-trajets qui proviennent des parois de la chambre. L'écho de la paroi de la chambre provenant du trajet direct est situé à 5,7 m des antennes.

La figure 2.12 présente les mesures de la cible de calibration (sphère de rayon 7,5 cm) et de la cible mesurée (sphère de rayon 3 cm) après suppression de l'effet de l'environnement de mesure. On peut y constater la suppression du couplage antennaire et de la

plupart des multi-trajets grâce à la soustraction de la mesure de la chambre à vide.

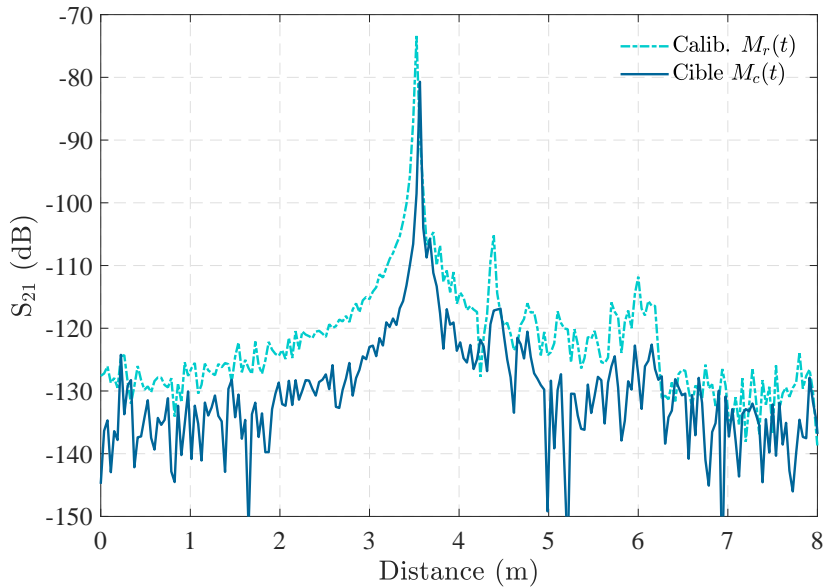


FIGURE 2.12 – Réponses impulsionnelles des mesures de cibles

◇ Positionnement de la cible

Dans une mesure de SER, le choix du positionneur est crucial pour la précision des mesures. En pratique, on cherche à ce que le positionneur soit le moins réfléchissant possible. En réalité, il est difficile de trouver un matériau totalement transparent aux ondes, notamment lorsque la fréquence devient élevée. De ce fait, selon la taille de la cible, l'écho du positionneur va plus ou moins impacter celui de la cible et fausser la mesure.

Pour choisir le positionneur, nous avons testé différentes configurations, figure 2.13. Ces configurations sont utilisées dans le but d'effectuer ultérieurement des mesures en dynamique. Dans la config.1, la cible est positionnée directement sur les absorbants. Pour la config.2, un polystyrène est utilisé pour positionner la cible au-dessus des absorbants. Dans la config.3, un polystyrène est utilisé pour positionner la cible sur un moteur derrière les absorbants. La config.4 utilise un tube carré de polystyrène pour positionner la cible, l'ensemble étant fixé au-dessus d'un moteur.

Les mesures de la SER pour les différentes configurations sont données dans la figure 2.14. Ces résultats montrent l'importance du positionneur de la cible dans la précision des mesures de la SER.

La config.3 est plus défavorable avec un écart moyen supérieur à 1,3 dB par rapport à la valeur théorique. En effet, dans cette configuration, il apparaît des multi-trajets probablement issus des rebonds de l'écho de la cible sur les absorbants. Ces multi-trajets modifient l'écho de la cible et faussent ainsi sa mesure. Ils sont difficilement isolables car étant très proches de l'écho direct.

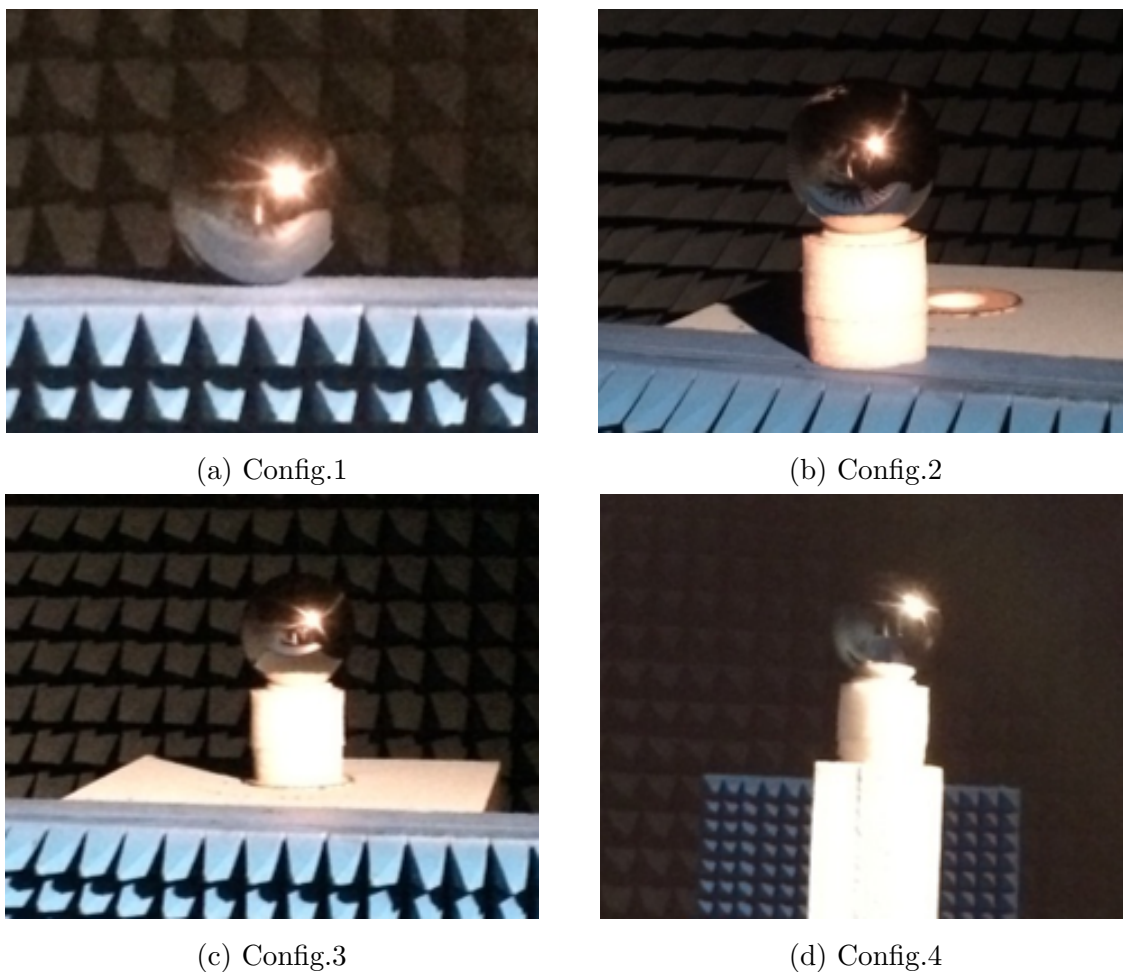


FIGURE 2.13 – Configurations du positionneur

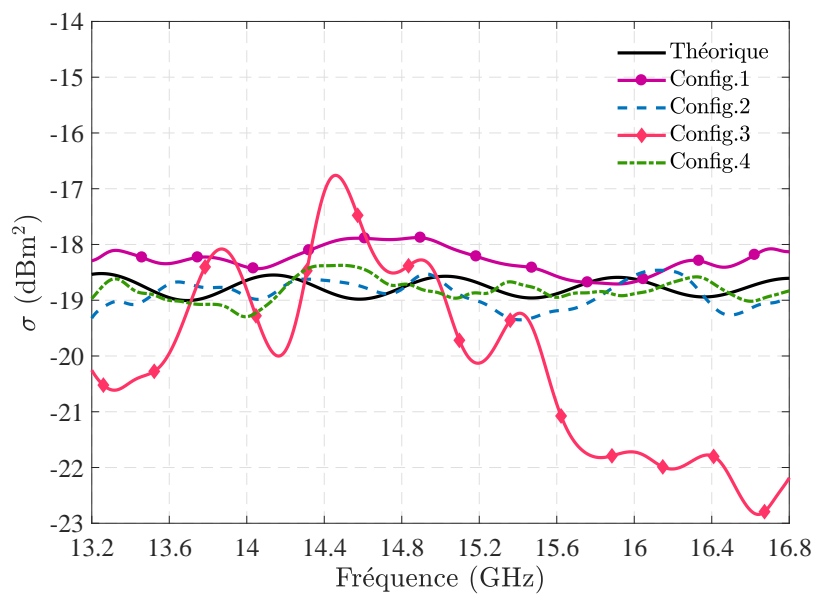


FIGURE 2.14 – Comparaison des SERs mesurées pour les différentes configurations

Les configs.1 et 2 présentent des écarts moyens de 0,5 dB et 0,13 dB respectivement par rapport à la théorie. Elles peuvent être envisageables, mais uniquement pour des mesures en statique. La config.4 donne les meilleurs résultats avec un écart moyen inférieur à 0,1 dB par rapport à la SER théorique. En outre, cette configuration permet d'effectuer des mesures lorsque la cible est en rotation.

◇ Effet du fenêtrage

Le fenêtrage temporel est indispensable pour la précision des résultats, car il permet notamment d'isoler l'écho de la cible des multi-trajets qui ne peuvent être supprimés par le "background subtraction". Pour mieux distinguer son effet, la figure 2.15 présente les SERs théorique et mesurées (sans et avec fenêtrage). Elle montre clairement la précision de la mesure obtenue avec le fenêtrage. Sans ce dernier, la mesure de la SER est faussée par les différents multi-trajets résultants entre autres de l'interaction de la cible avec l'environnement de mesure.

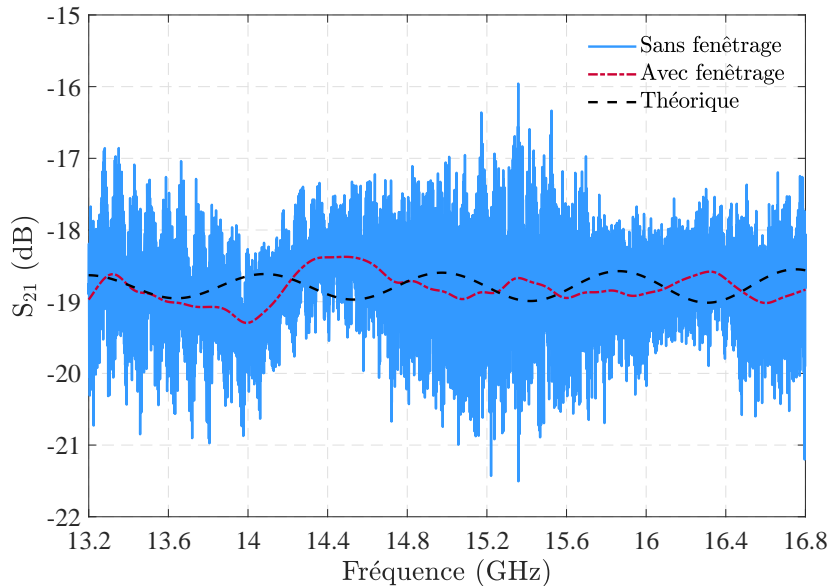


FIGURE 2.15 – Comparaison des SERs théorique, sans et avec fenêtrage

◇ Moyennage des mesures

La méthode de mesure utilisée ne tient pas compte des fluctuations liées au bruit. En pratique, cela se traduit par des erreurs sur la mesure. Pour atténuer les effets de ces fluctuations, nous avons fait recours à un moyennage. Cependant, pour minimiser le temps de l'expérimentation, il convient de déterminer le nombre de mesure nécessaire pour une précision acceptable. La figure 2.16 présente les résultats obtenus pour une moyenne de 20, 30 et 50 mesures avec une $IF_{BW} = 3$ kHz.

Il apparaît clairement que plus le moyennage est important, meilleur est la précision des résultats. Cependant, une moyenne de 30 mesures semble suffisante car au-delà, le gain en précision devient dérisoire par rapport au temps passé dans l'expérimentation.

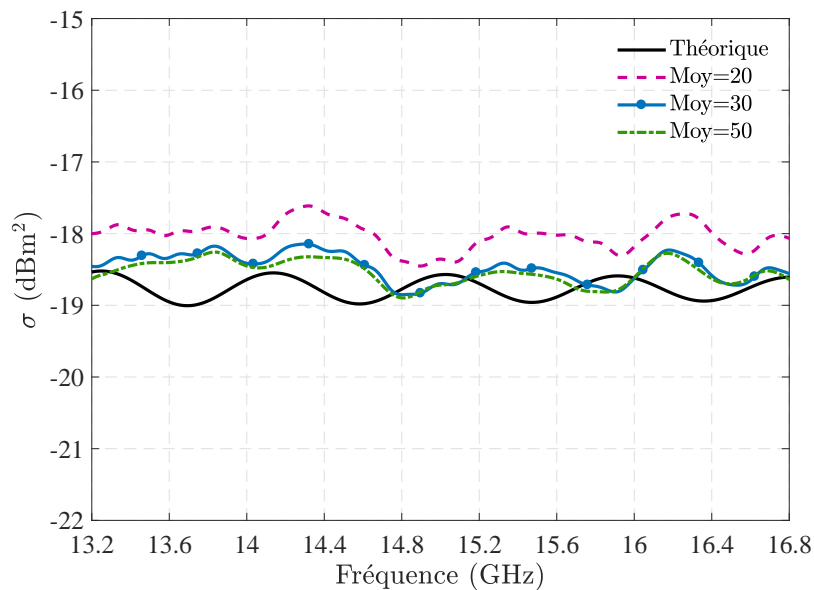
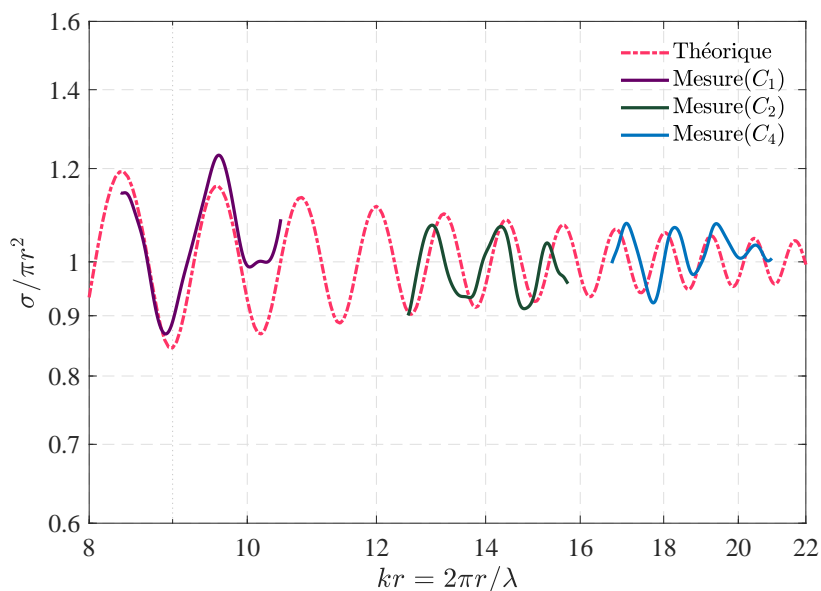


FIGURE 2.16 – Comparaison des SERs pour différentes moyennes

◇ Mesures de validation

Pour valider la procédure et le banc de mesure, nous avons déterminé la SER de cibles sphériques dont les rayons r vont de 3 cm à 6,5 cm. La figure 2.17 présente les SERs mesurées pour les cibles C_1 ($r = 3$ cm), C_2 ($r = 4,5$ cm) et C_4 ($r = 6$ cm) dans la bande 13-17 GHz.


 FIGURE 2.17 – SERs mesurées des cibles C_1 , C_2 et C_4

Le tableau 2.2 présente, pour les différentes sphères, les écarts moyens (Δ_{moy}) et maximum (Δ_{max}) de la SER mesurée par rapport à la théorie dans la bande 13,5-16,5 GHz.

Ces résultats montrent que les mesures sont assez conformes à la théorie et permettent ainsi de valider la procédure, le banc et le traitement des mesures.

Tableau 2.2 – Ecart des mesures par rapport à la SER théorique

Cible	C ₁	C ₂	C ₃	C ₄	C ₅
Rayon (cm)	3	4,5	5	6	6,5
Δ_{moy} (dB)	0,2	< 0,1	0,4	< 0,1	< 0,2
Δ_{max} (dB)	0,6	0,5	0,6	0,4	0,6

2.2.2.2 Mesure de la SER

Dans cette partie, nous cherchons à valider par mesure la SER de cibles canoniques plaque et cylindre. La procédure de la mesure et sa mise en œuvre sont les mêmes que précédemment. La mesure est faite dans un premier temps en incidence normale, puis dans un second temps en fonction de l'angle d'incidence. Les cibles mesurées sont en laiton pour les plaques et en cuivre pour les cylindres.

La figure 2.18 présente la mesure de la SER d'une plaque carrée de côté 12 cm en incidence normale dans la bande 13,5-16,5 GHz. Par rapport à la simulation avec HFSS, on observe un écart maximum d'environ 0,5 dB et un écart moyen inférieur à 0,1 dB.

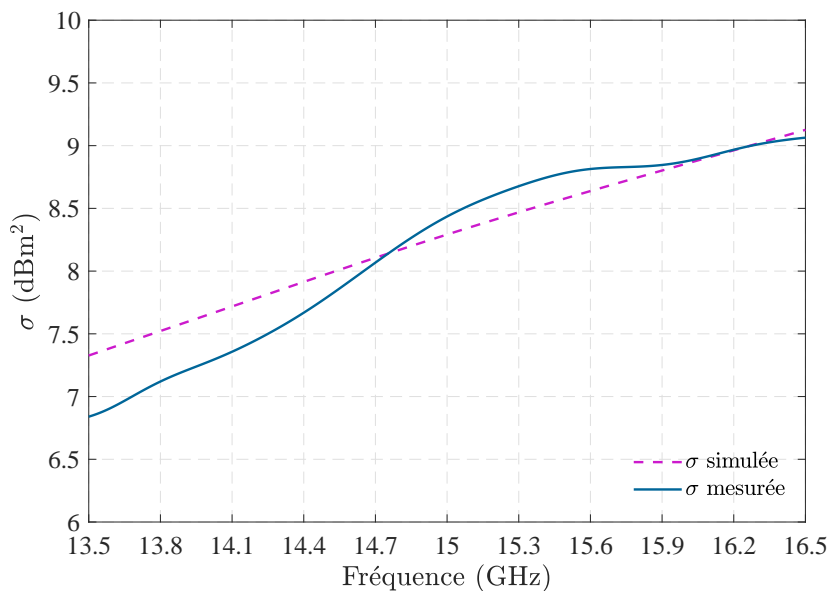


FIGURE 2.18 – SER d'une plaque 12 x 12 cm² pour $\phi = 0^\circ$

Les mesures en fonction de l'angle d'incidence sont effectuées pour une rotation de la cible dans le plan azimutal. Pour chaque angle d'incidence (ϕ pour la plaque et θ pour

le cylindre), la SER est obtenue en moyennant la mesure sur la bande 13,5-16,5 GHz. La figure 2.19 présente les résultats de mesure en comparaison avec la SER simulée à 15 GHz pour une plaque carrée de 12 cm de côté. Cependant, pour une comparaison plus judicieuse, nous avons moyenné la SER simulée sur quelques fréquences uniformément réparties dans la bande considérée (pour un temps de simulation raisonnable), figure 2.20.

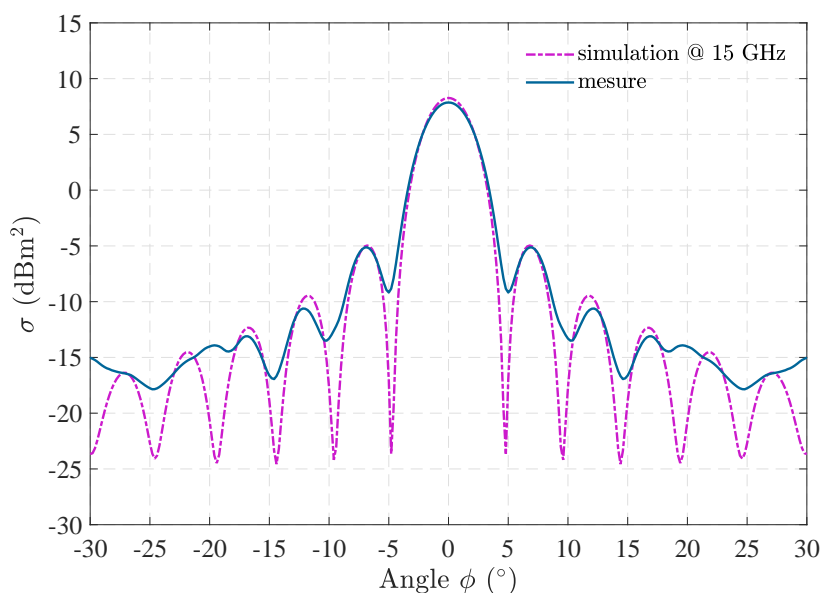


FIGURE 2.19 – SERs d’une plaque 12 x 12 cm² en fonction de ϕ

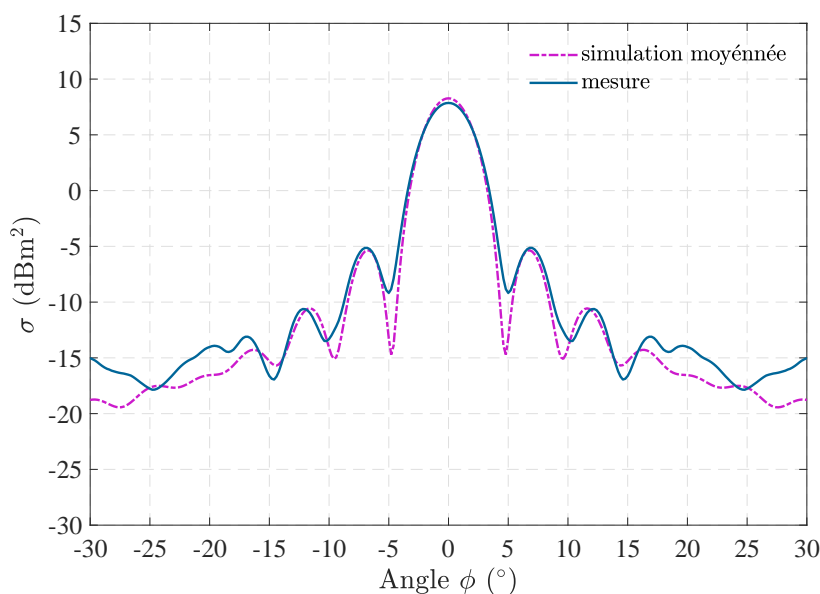


FIGURE 2.20 – SERs moyennées d’une plaque 12 x 12 cm² en fonction de ϕ

La figure 2.21 présente les résultats de mesure d’un cylindre de rayon 2,7 cm et de hauteur 21,6 cm en comparaison avec la simulation. D’autres résultats sont présentés en annexe A.3 pour d’autres dimensions de plaques et de cylindres.

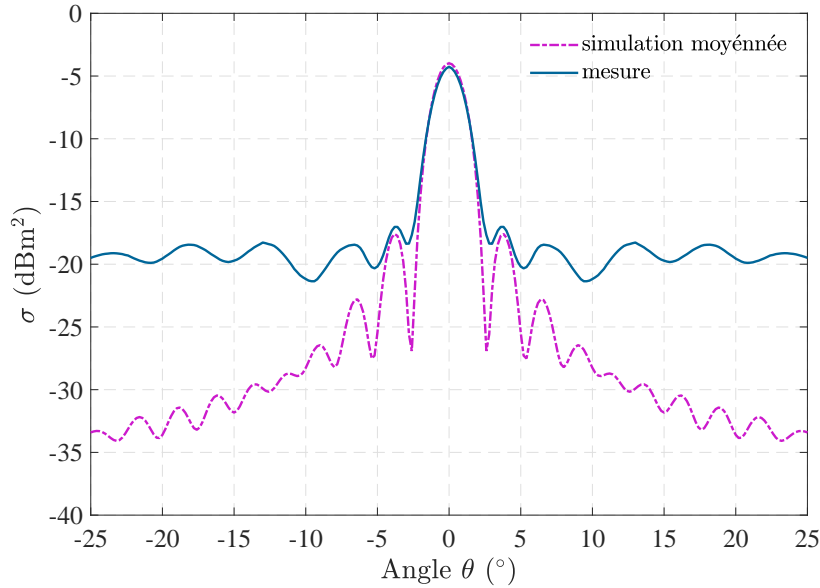


FIGURE 2.21 – SERs moyennées d’un cylindre (2,7 cm ; 21,6 cm) en fonction de θ

Au vue de ces figures, on remarque que les SERs simulées et mesurées présentent globalement les mêmes variations pour des angles d’incidence $\phi \leq 18^\circ$ pour la plaque, figure 2.19 et $\theta \leq 5^\circ$ pour le cylindre, figure 2.21. Pour des angles $\phi > 20^\circ / \theta > 5^\circ$, les écarts augmentent entre la mesure et la simulation. Cela peut s’expliquer par une dynamique insuffisante du VNA qui se traduit par une perturbation de la mesure par le bruit ou simplement par les multi-trajets qui deviennent prépondérants par rapport au trajet direct pour de grands angles d’incidence. Par ailleurs, les minima de la SER mesurée sont moins prononcés que ceux de la simulation (même pour de faibles incidences) du fait du moyennage des mesures, mais aussi de la distance de la cible mesurée par rapport aux antennes. En effet, si la distance théorique du champ lointain est $d \geq 2a^2/\lambda$ (avec a la plus grande dimension de la cible), en mesure pour mieux observer les minima de la SER, la cible doit être positionnée à $d \geq 4a^2/\lambda$. Pour des raisons matériels, nous n’avons pas pu en tenir compte et les cibles ont été positionnées à $d \approx 3,6$ m des antennes.

De ces mesures, nous pouvons constater qu’en moyennant sur une certaine bande de fréquences, les minima de la SER (pour une plaque ou un cylindre) sont moins prononcés. Or, pour une distance donnée, ces minima peuvent limiter la détection de la cible en fonction de l’angle d’incidence (nous y reviendrons dans le chapitre 3). Donc, l’utilisation de signaux ultra-large bande pourrait améliorer la détection d’objets canoniques. Cependant, de tels signaux nécessiteraient une forte puissance transmise (donc une consommation importante) pour détecter de petits objets à quelques mètres seulement. Ainsi, pour une meilleure efficacité en matière de puissance transmise, il serait alors plus approprié d’utiliser des signaux multi-bande et d’opérer une combinaison de leurs SERs pour atténuer les minima. Dans ce cas, pour estimer la SER dans les différentes bandes, nous proposons une méthode de mesure multi-bande.

2.2.2.3 Mesure de SER multi-bande

Dans une optique d'estimation de la SER dans plusieurs bandes de fréquences et en se rapprochant d'une technique impulsionnelle, nous proposons une méthode qui permet de remonter à la SER dans chaque bande à partir d'une seule mesure ultra-large bande. L'idée est de sub-diviser la mesure fréquentielle de la SER en plusieurs sous-bandes, chacune représentant une impulsion, figure 2.22. La SER dans chaque sous-bande peut alors être retrouvée par sélection de la mesure à sa fréquence centrale ou en moyennant la mesure sur toute la sous-bande. La deuxième solution étant plus représentative de la réalité typique d'une mesure impulsionnelle.

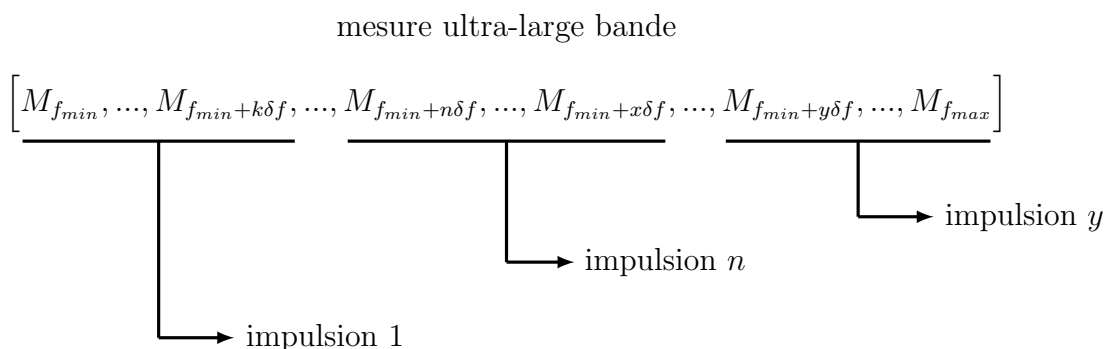


FIGURE 2.22 – Principe de la mesure multi-bande

La figure 2.23 présente les SERs bi-bande mesurées pour deux impulsions de largeur spectrale 1 GHz chacune et centrées autour des fréquences 14 GHz et 16 GHz respectivement.

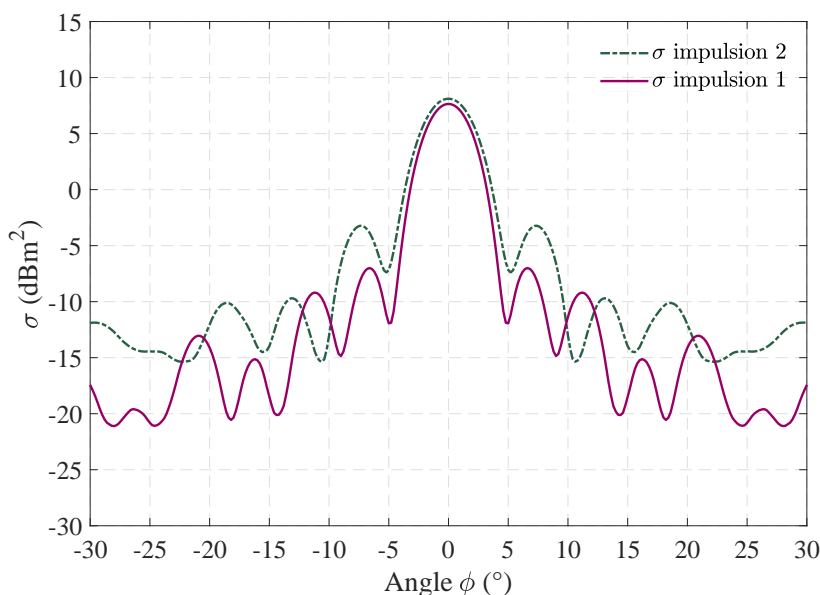


FIGURE 2.23 – SER bi-bande d'une plaque 12 x 12 cm² en fonction de ϕ

Pour illustrer les apports de la mesure multi-bande, nous comparons la mesure de la

SER ultra-large bande 13,5-16,5 GHz (σ_{ULB}) à celle obtenue par recombinaison de type “selection combining”² des mesures bi-bande, figure 2.24.

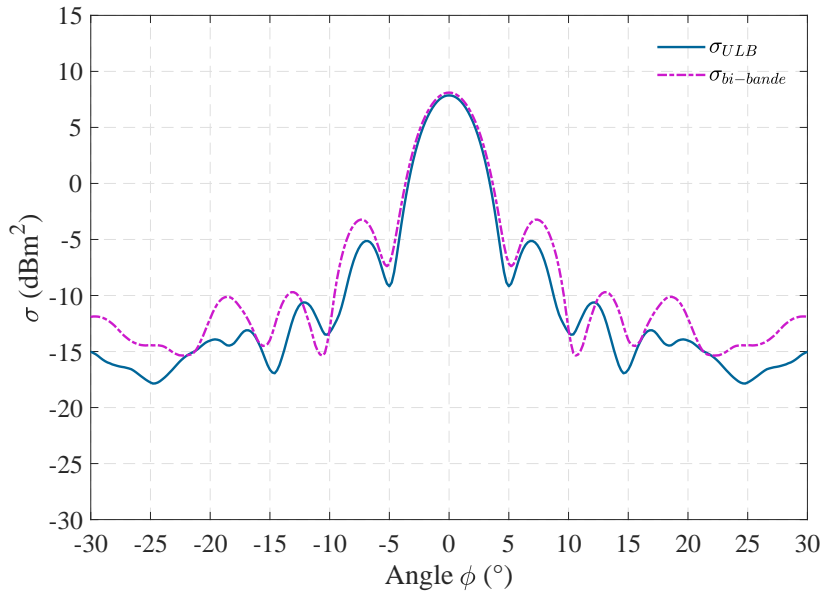


FIGURE 2.24 – SERs ULB et bi-bande d’une plaque 12 x 12 cm²

Il apparait clairement que la recombinaison des SERs bi-bande permet d’atténuer les minima de la SER, observés sur la mesure avec l’une des impulsions à la figure 2.23. Par rapport à la mesure ULB, la SER bi-bande permet de rehausser ces minima pour certains angles d’incidence. Pour optimiser l’apport du bi-bande, les fréquences des impulsions doivent être minutieusement choisies en fonction des dimensions des objets (voir chapitre 3). Cependant, l’un des principaux avantages du multi-bande par rapport à l’ultra-large bande est la maximisation de l’énergie transmise. Cela permet d’améliorer les performances du système en matière de portée.

2.3 Conclusion du chapitre

Ce chapitre a porté sur les méthodes d’estimation de la SER par simulation et par mesure. Les simulations de SER ont été effectuées avec le logiciel de simulation électromagnétique HFSS. Les mesures ont été réalisées par la méthode du balayage fréquentiel au moyen d’un analyseur de réseau vectoriel (VNA).

La procédure de la simulation avec HFSS a été détaillée à travers la configuration des géométries, la définition des paramètres et le post-traitement. Les résultats obtenus ont été comparés avec ceux des méthodes théoriques optique physique pour le cylindre et théorie géométrique de la diffraction pour la plaque. Ces comparaisons ont montré une bonne correspondance des simulations avec la théorie pour de petits angles d’incidence.

2. sélection du maximum pour chaque angle ϕ

Cela nous a permis de valider les méthodes théoriques pour des incidences proches de la normale. Cependant, lorsque l'angle d'incidence devient grand, la simulation est plus appropriée pour estimer la SER des objets.

Nous avons développé un banc de mesure en chambre anéchoïque dans la bande 13-17 GHz. La procédure de la mesure a été détaillée à travers sa configuration, ses paramètres importants, ses étapes et le post-traitement. Nous avons dans un premier temps validé ce banc par des mesures de cibles sphériques. Dans un deuxième temps, nous avons mené des mesures de SER de cibles canoniques plaques et cylindres. Les résultats obtenus ont été comparés à la simulation avec HFSS et sont conformes aux attentes pour les faibles angles d'incidence notamment. Enfin, nous avons proposé une méthode de mesure bi-bande dans l'optique d'un système multi-bande pour limiter les minima de la SER observés.

Chapitre 3

Détection Multi-bande : principe de détection et architecture

Les variations de la SER monostatique en fonction de l'angle d'observation pour les cibles de type plaque et cylindre ont été étudiées au chapitre 2. Ces variations montrent que pour un rapport signal à bruit donné, la détection de la cible est très vite limitée par l'angle d'observation. Cela constitue une limite sur la continuité de la détection en fonction de l'angle et plus généralement la couverture de détection. Dans cette partie, l'objectif est de proposer une approche de détection simple permettant de pallier cette limitation et d'améliorer le pouvoir de détection sur une plage angulaire plus large. Nous avons vu en section 1.4.3.3 que les techniques d'intégration du signal permettent d'améliorer la probabilité de détection (resp., de réduire le RSB requis) pour un RSB fixe (resp., pour une probabilité de détection donnée). Dans ce chapitre, l'utilisation des techniques d'intégration sera mise en œuvre. Enfin, une architecture associée à l'approche de détection sera proposée avec un dimensionnement et les spécifications des éléments clés.

3.1 Méthode de détection proposée

3.1.1 Dépendance fréquentielle de la SER

Pour remédier aux limitations de la détection causées par les fluctuations angulaires de la SER, il est important de tenir compte de l'influence des différents paramètres sur la SER. Parmi les paramètres dont dépend la SER, on distingue l'angle et la fréquence dont les choix peuvent être contrôlés par le concepteur du système de détection. Avec la dépendance fréquentielle de la SER, nous disposons d'un degré de liberté pouvant éventuellement nous permettre d'améliorer la détection des cibles. On étudie alors la variation de la SER en fonction de la fréquence en utilisant les résultats de l'optique physique. La figure 3.1 présente les variations des SERs monostatiques en incidence normale d'une plaque carrée de côté 2 cm et d'un cylindre droit de rayon 1 cm et de hauteur 6 cm.

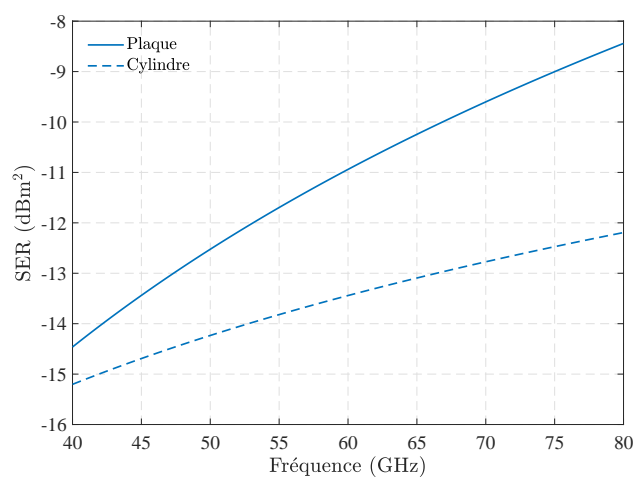


FIGURE 3.1 – Variation fréquentielle de la SER en incidence normale

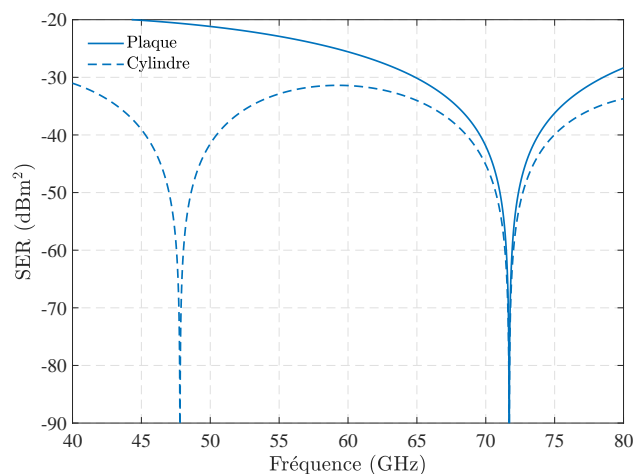


FIGURE 3.2 – Variation fréquentielle de la SER pour une incidence de 6°

Ces variations montrent que pour deux fréquences suffisamment espacées, la différence des SERs est telle qu'en les recombinaison, on réussit à détecter une cible qu'il n'est pas possible de détecter avec une seule de ces fréquences. La différence des SERs est plus accentuée lorsque l'on s'éloigne de l'incidence normale, figure 3.2, où $\theta = 6^\circ$ pour le cylindre et $\phi = 6^\circ$ pour la plaque. Par ailleurs, cette différence varie en fonction de la géométrie et de la taille des cibles puisque la SER en dépend.

3.1.2 Principe de la détection

Le contexte de la détection est celui du radar monostatique, figure 3.3 avec une cible cylindrique ($r ; h$) de rayon r et de hauteur h . Le système de détection est schématisé par un émetteur-récepteur (TX-RX) utilisant une même antenne ou deux antennes co-localisées. L'angle d'incidence (ou d'observation) est repéré par l'orientation de la cible par rapport à l'axe de l'antenne et correspond à l'angle d'élévation θ .

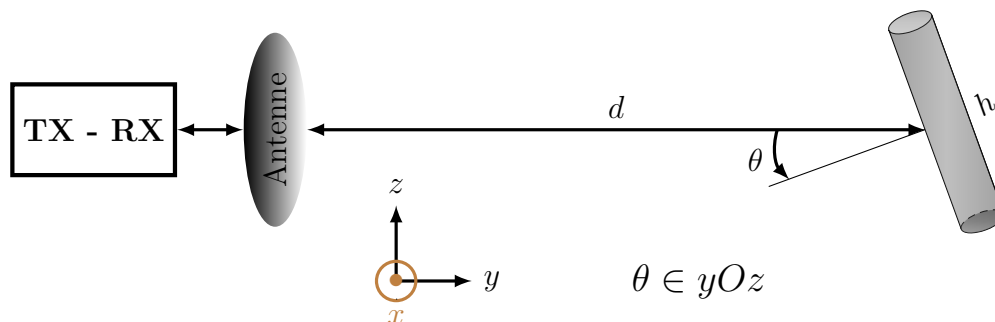


FIGURE 3.3 – Scénario de détection : angle d'orientation de la cible

Pour améliorer la détection des cibles, notamment la détection continue sur une plage de θ , nous proposons d'exploiter la diversité de fréquence à l'image des radars à diversité de fréquence [81], [82]. Le principe consiste à utiliser deux ou plusieurs fréquences et de faire une recombinaison judicieuse des SERs de la cible à ces fréquences. Pour illustrer le principe, nous considérons uniquement deux fréquences et une recombinaison de type “selection combining”, figures 3.4 et 3.5. Pour détecter une cible, nous considérons une SER requise (σ_r) correspondant à la SER minimale permettant à une distance donnée d'avoir en réception un rapport signal-à-bruit (RSB) au moins égal au RSB requis (RSB_r). Les SERs sont calculées (pour les mêmes cibles que dans la section 3.1.1) aux fréquences $f_1 = 57$ GHz et $f_2 = 61$ GHz choisies dans la bande 57-66 GHz. La SER requise σ_r est estimée pour une PIRE de 27 dBm, une chaîne de réception de 18,5 dB de gain et d'environ 3 dB de facteur de bruit, en supposant une détection cumulative.

Les variations de la SER à f_1 montrent que lorsque la cible est située à 1,2 m, sa détection est très vite limitée par son orientation, en l'occurrence pour $\theta < 2,5^\circ$ pour le cylindre et $\phi < 7,4^\circ$ pour la plaque, il en est de même pour la SER à f_2 . Cependant, en opérant une “selection combining” des SERs aux deux fréquences $\sigma(f_1, f_2)$, la détection

de la cible à 2 m est assurée pour ses différentes positions angulaires jusqu'à $\theta > 7^\circ$ pour le cylindre et $\phi > 30^\circ$ pour la plaque. Cette combinaison des SERs permet d'améliorer la continuité de détection de la cible comparée à la détection mono-fréquence.

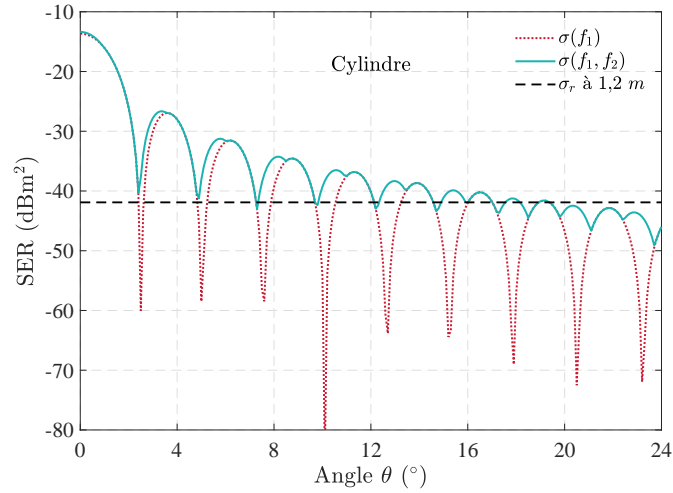


FIGURE 3.4 – SERs monostatiques d'un cylindre en fonction de l'angle θ

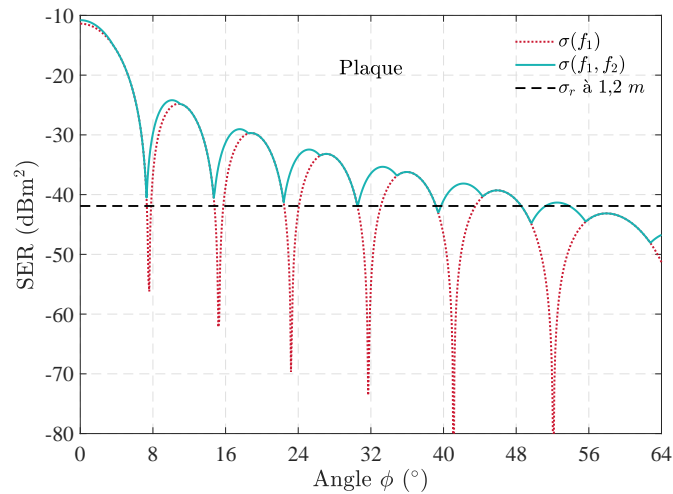


FIGURE 3.5 – SERs monostatiques d'une plaque en fonction de l'angle ϕ

D'un point de vue pratique, le principe de détection consiste à émettre deux impulsions centrées aux fréquences f_1 et f_2 et à recombinaison leurs échos reçus autour des mêmes fréquences. Cela suppose que les impulsions soient transmises en même temps ou qu'elles soient décalées d'un temps suffisamment petit pour que l'on puisse considérer que leurs échos proviennent d'une même position de la cible. Ce décalage des impulsions à l'émission n'est pertinent que lorsque la cible est en mouvement.

Plus généralement, la technique de détection proposée est basée sur la transmission simultanée ou successive d'impulsions sur plusieurs fréquences via une même antenne. Les impulsions émises sont de même largeur et de même d'amplitude. En réception, une recombinaison des signaux reçus sur les différentes bandes est effectuée pour améliorer les

performances recherchées. La recombinaison des signaux est opérée après leur détection dans chaque bande de fréquences, c'est du "video combining". Pour améliorer davantage les performances du système, les techniques d'intégration peuvent être utilisées pour la recombinaison. Lorsqu'en émission les impulsions sont transmises de manière successive, une remise en phase s'impose avant toute recombinaison [81].

3.1.3 Choix des bandes de fréquences

Le choix des bandes de fréquences dépend de la forme et de la taille des cibles à détecter et tient compte de la normalisation des bandes autour de 60 GHz. En considérant des cibles cylindriques, les fréquences optimales ont été calculées en se basant sur l'amélioration de l'angle maximale de détection continue à une distance donnée et ce pour différentes tailles de cible.

Dans un premier temps, il s'agit de fixer une première fréquence à $f_1 = 57,8$ GHz (en considérant une impulsion occupant 57-58,6 GHz, soit une résolution en distance de l'ordre de 10 cm) et de déterminer la deuxième fréquence f_2 optimale pour améliorer de manière importante (au moins de 50%) l'angle de détection continue de la cible. Pour une cible cylindrique ($r = 1$ cm ; $h = 6$ cm), la distance minimale de détection visée est de 1,2 m. Cette distance est fixée par une étude préliminaire du dimensionnement du système. La recombinaison des signaux est de type "selection combining". La figure 3.6 illustre l'évolution de l'angle maximale de détection continue en fonction de la deuxième fréquence.

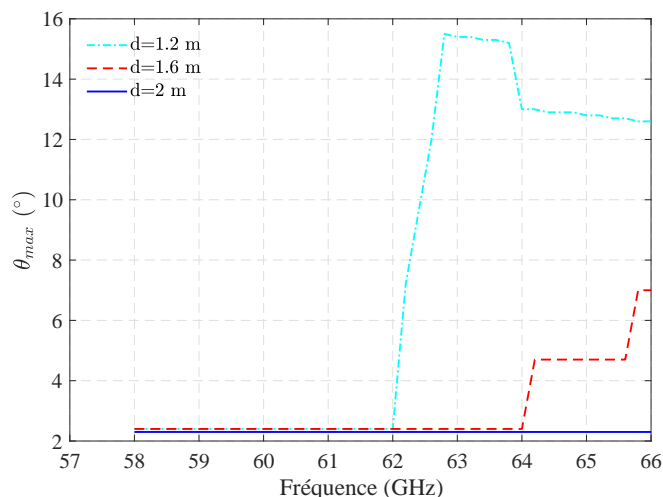


FIGURE 3.6 – Angle de détection continue en fonction de f_2

Le même principe a été utilisé pour différentes hauteurs de cylindre (jusqu'à $h = 10$ cm). Ainsi, en tenant compte de la disponibilité du spectre, une fréquence raisonnable $f_2 = 62,8$ GHz est choisie pour la seconde bande. Cette deuxième fréquence permettra d'assurer une continuité de la détection lorsque la SER de la cible à la fréquence f_1 est insuffisante pour produire en réception un rapport signal-à-bruit au moins égal au

rapport signal-à-bruit requis (RSB_r).

Dans un second temps, pour mieux bénéficier de la diversité de fréquence, nous choisissons d'étendre les bandes au nombre de quatre. Les autres fréquences sont choisies de façon à garantir un découpage équilibré de la bande 57-66 GHz tout en améliorant les performances en matière de continuité et de distance de détection. Pour cela, elles doivent être suffisamment espacées de manière à ce que les échos des cibles aux différentes fréquences soient indépendantes. En effet, sans cette indépendance des échos, la recombinaison est sans intérêt. Compte tenu de ces différentes considérations, les deux autres fréquences sont choisies à 60,2 GHz et 65,2 GHz. Les figures 3.7 et 3.8 illustrent

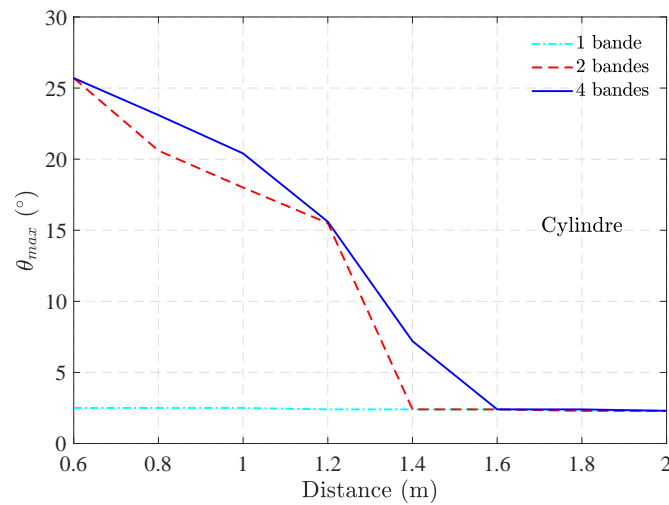


FIGURE 3.7 – Angle θ_{max} en fonction de la distance : cas d'un cylindre

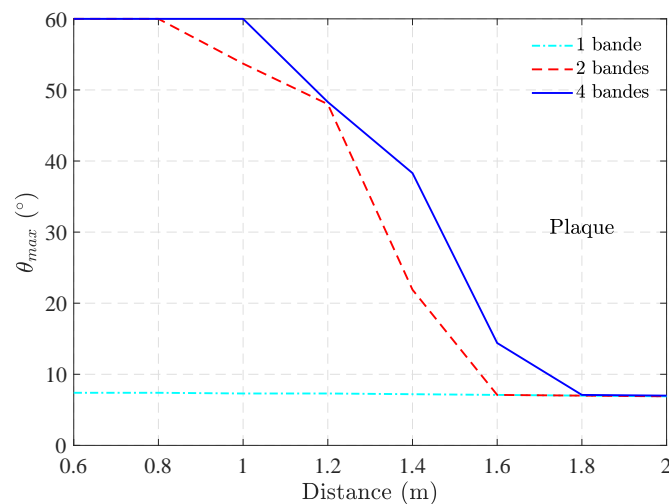


FIGURE 3.8 – Angle θ_{max} en fonction de la distance : cas d'une plaque

l'amélioration de l'angle maximal de détection continue en fonction de la distance avec 2 et 4 bandes de fréquences dans le cas d'une détection cumulative pour un cylindre

($r = 1$ cm ; $h = 6$ cm) et une plaque carrée de côté 2 cm respectivement. Les dimensions des cibles sont choisies par rapport à la longueur d'onde à 60 GHz (≈ 5 mm) et tiennent compte à la fois du dimensionnement et de l'objectif de détecter des objets dont la plus grande dimension est inférieure à 10 cm.

3.1.4 Dépendance de la SER en polarisation

Outre la fréquence, la polarisation est l'une des principales caractéristiques de l'onde dont dépend la surface équivalente radar. Selon l'orientation de la cible, la SER dépend plus ou moins fortement de la polarisation de l'onde incidente. Pour maximiser le pouvoir de détection et optimiser la couverture de détection de notre système, nous étudions l'effet de la polarisation sur les performances lorsque la cible est en rotation dans le plan xOz , autour de l'axe Oy , figure 3.3. Nous considérons alors un angle α entre l'axe Oz du repère et l'axe (A) du cylindre, Figure 3.9.

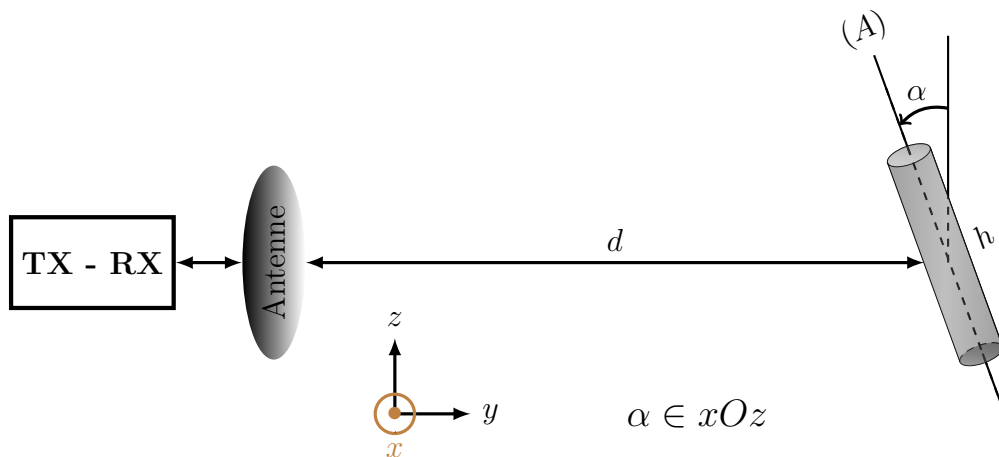


FIGURE 3.9 – Scénario de détection : angle de rotation de la cible

La dépendance de la SER en polarisation est non seulement liée à l'angle de rotation α , mais aussi au type de cible et à ses dimensions. Cependant, pour illustrer le problème et sans perte de généralité, nous considérons uniquement un cylindre de rayon 1 cm et de hauteur 6 cm. La figure 3.10 présente les variations de la SER obtenues par recombinaison des SERs dans les différentes bandes de fréquences pour différentes combinaisons de polarisations lorsque l'angle de rotation de la cible vaut $\alpha = 20^\circ$. Ces résultats sont basés sur les simulations de la SER avec HFSS avec le même dimensionnement qu'en 3.1.2 et en utilisant la détection cumulative. En tenant compte de la SER requise σ_r pour détecter la cible à 1,2 m, les variations de la SER montrent que l'amélioration de l'angle de détection continue en fonction de la distance (ou de manière équivalente l'amélioration de la distance de détection continue pour un angle minimal de détection) dépend de la combinaison des polarisations des différentes bandes. Par ailleurs, on note une nette amélioration de l'angle de détection jusqu'à environ 20° quelque soit la polarisation des bandes.

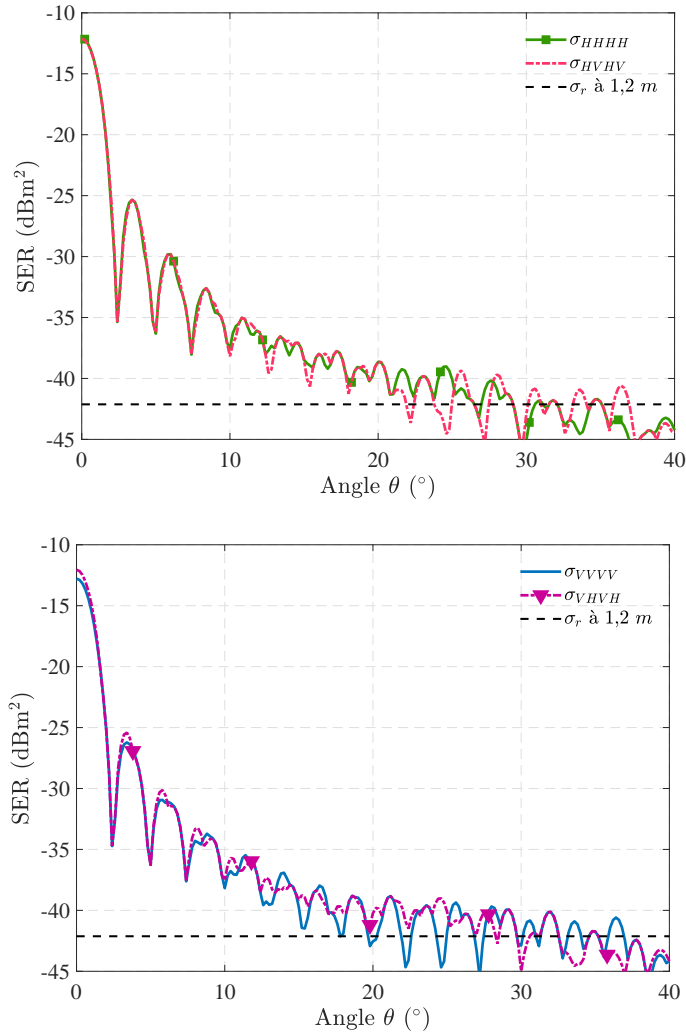


FIGURE 3.10 – Angle θ_{max} selon la polarisation des bandes pour $\alpha = 20^\circ$: cas du cylindre ($r = 1$ cm ; $h = 6$ cm)

Pour choisir la polarisation des différentes bandes permettant d'améliorer au mieux la détection des cibles, nous avons évalué l'angle θ_{max} pour une distance de détection continue de 1,2 m selon l'angle de rotation α pour les cibles cylindriques C_1 ($r = 1$ cm ; $h = 6$ cm) et C_2 ($r = 1$ cm ; $h = 10$ cm), tableau 3.1. Ce tableau montre que la combinaison de polarisation optimale est fonction de l'orientation α de la cible, mais aussi de ses dimensions. Globalement, la combinaison VHVH (f_1 V, f_2 H, f_3 V, f_4 H) est plus appropriée pour maximiser l'angle de détection continue. Ce choix a été conforté par l'étude sur d'autres tailles de cible ($r = 0,5$ cm ; $h \in [3,5 - 8]$ cm) et ($r = 1,3$ cm ; $h \in [3,9 - 6,5]$ cm) non présentée ici.

On remarquera qu'au-delà d'une certaine distance, ni la diversité de fréquence, ni la combinaison des polarisations ne permettent d'améliorer l'angle de détection continue à cause de la variation de la SER en sinus cardinal. En effet, lorsque la distance augmente, la SER requise σ_r devient grande au point que seul le lobe principal de la SER permet de détecter la cible. On observe le même phénomène avec une plaque.

Tableau 3.1 – Angle θ_{max} selon la polarisation des bandes pour $d = 1, 2$ m

Cible	HHHH	HVHV	VHVH	VVVV	Orientation
Cylindre C_1 θ_{max} ($^\circ$)	17,8	20,6	22,6	18,4	$\alpha = 0^\circ$
	26,4	21,8	28,2	17,8	$\alpha = 20^\circ$
	24,2	24,4	24,2	24,4	$\alpha = 40^\circ$
Cylindre C_2 θ_{max} ($^\circ$)	18,4	18,4	23,2	21,8	$\alpha = 0^\circ$
	21	22,8	21	26,4	$\alpha = 20^\circ$
	22,2	22,2	20,2	22,2	$\alpha = 40^\circ$

3.2 Système de détection associée

3.2.1 Technique de détection

Au chapitre 1, nous avons présenté des techniques d'intégration pouvant être utilisées pour améliorer les performances de détection. Au vu de la facilité de mise en œuvre, de la simplicité d'implémentation et du gain obtenu sur le rapport signal-à-bruit requis, l'intégration non-cohérente semble plus appropriée pour la détection, notamment des cibles de type Swerling 0, 2 et 4.

Habituellement, l'intégration est faite sur un groupe de N impulsions supposées provenir d'une même cible, sur une même bande de fréquences. Bien souvent, on utilise alors une antenne rotative (en azimut et/ou en élévation) pour balayer une certaine région de l'espace et le groupe d'impulsion est constitué des différents échos reçus à chaque balayage de l'antenne. Dans ce cas, la cible est supposée ne pas changer de case angulaire durant un balayage. Ce type d'antenne est généralement utilisé pour les radars longue portée (par exemple en bande X³) et est peu intégrable. Il est également possible d'utiliser des antennes à balayage électronique plus intégrable pour des applications de courte portée en milieu "indoor". Cette approche permet certes d'améliorer la détection en garantissant une bonne couverture radar, mais elle nécessite sans doute une implémentation plus complexe et une consommation relativement élevée.

Nous pouvons envisager d'utiliser un système multi-fréquences ou multi-bande qui permet d'obtenir un groupe de N impulsions provenant de M bandes de fréquences où K impulsions sont reçues dans chaque bande ($N = KM$). Lorsque les fréquences sont choisies de façon suffisamment espacées, les impulsions reçues dans les différentes bandes de fréquences sont différentes. L'intégration peut alors s'effectuer de façon simultanée sur les N impulsions des M bandes de fréquences [83], ou uniquement sur M impulsions. Dans le cas particulier des cibles non fluctuantes, l'utilisation d'un système multi-bande offre un degré de liberté supplémentaire pour améliorer la détection, car la SER dépend de la fréquence. Ainsi, en utilisant une intégration des impulsions sur les M bandes de fréquences, on peut réduire le rapport signal-à-bruit requis tout en garantissant des

3. bande de 8 à 12 GHz

probabilités de détection et de fausse alarme suffisantes.

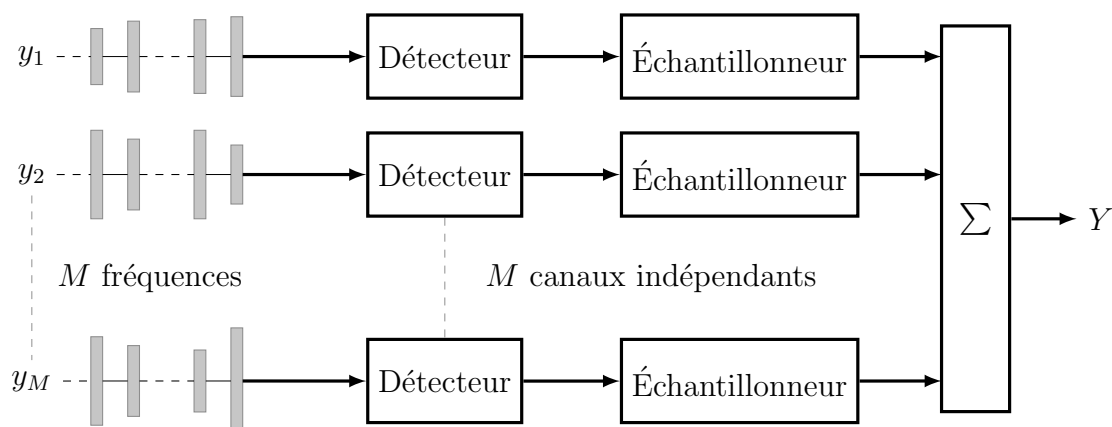


FIGURE 3.11 – Principe de détection multi-bande

Le principe de détection s'appuie sur la technique proposée par Vannicola [84], adaptée au contexte de l'étude. Pour éviter toute confusion, notamment lorsque plusieurs cibles sont présentes, les échos seront traités en parallèles dans les différentes bandes. La technique de détection consiste alors à traiter à chaque instant un seul écho simultanément dans chaque bande. La figure 3.11 illustre le principe de détection multi-bande comportant M bandes de fréquences. Les impulsions reçues dans chaque bande sont détectées à l'aide d'un détecteur d'enveloppe de type quadratique. Un échantillonneur ("sampler") d'impulsions est utilisé pour sélectionner une seule impulsion à la fois dans chaque bande. Les enveloppes des impulsions sélectionnées sont ensuite additionnées à l'image d'une intégration non-cohérente. Le signal Y issu de cette somme est ensuite comparé à un seuil de détection (défini par la probabilité de fausse alarme) pour la décision finale. En résumé, le principe de détection multi-bande proposé est une intégration non-cohérente d'un groupe de M impulsions indépendantes toutes issues de fréquences différentes.

3.2.2 Architectures de détection

Le système de détection que nous proposons est basé sur l'architecture multi-bande impulsionnelle [85], adaptée à une approche de détection.

Nous considérons ainsi deux antennes co-localisées, une pour l'émission et une pour la réception, figure 3.12. Les impulsions sont produites par un générateur large bande, puis sélectionnées à l'aide d'un banc de filtres de largeur identique (1,6 GHz). Une fois filtrées, ces impulsions sont amplifiées à l'aide d'un amplificateur de puissance (AP ou en anglais *power amplifier*, PA) avant d'être transmises simultanément par une même antenne ultra large bande (ULB ou en anglais *ultra-wideband*, UWB). En réception, les signaux sont récupérés par une même antenne ULB. Ces signaux sont ensuite rehaussés par un amplificateur faible bruit (AFB ou en anglais *low-noise amplifier*, LNA) sur chaque voie. Un banc de filtres identique à celui de l'émission est utilisé

pour récupérer les impulsions dans les différentes bandes. La technique de détection multi-bande décrite en 3.2.1 est ensuite utilisée pour la détection.

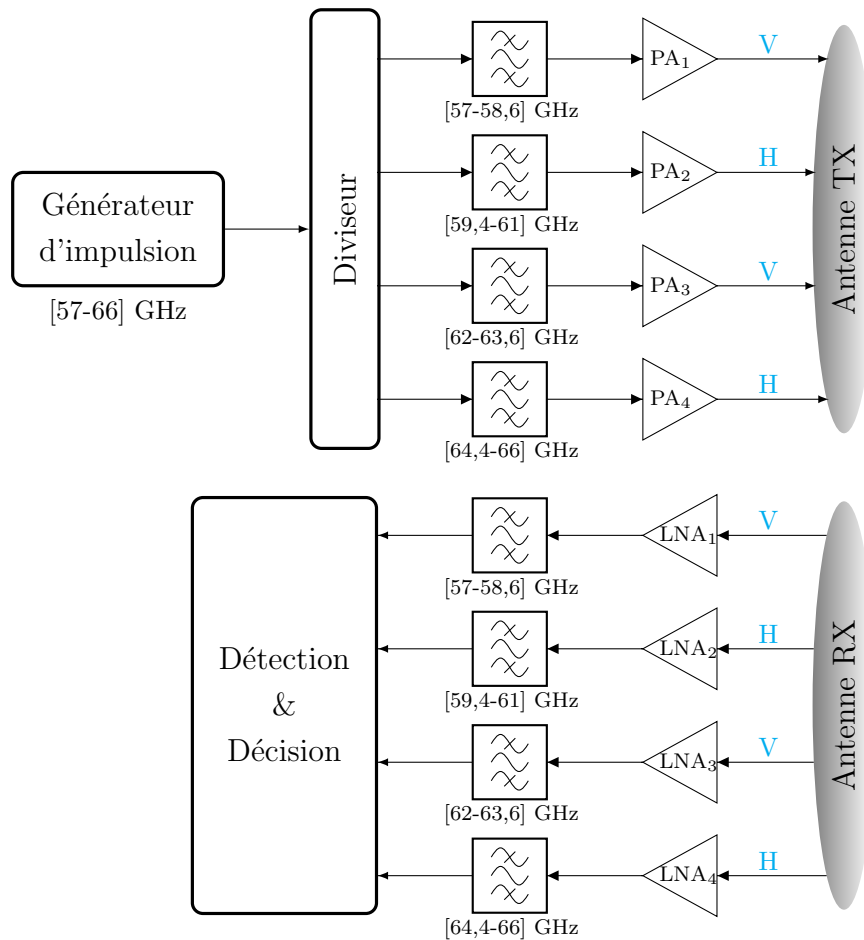


FIGURE 3.12 – Architecture de détection multi-bande à structures simples

En outre, pour bénéficier des améliorations de l'angle de détection continue apportées par la diversité de polarisation, nous utilisons les polarisations VHVH pour les bandes autour des fréquences $f_1 = 57,8$ GHz, $f_2 = 60,2$ GHz, $f_3 = 62,8$ GHz et $f_4 = 65,2$ GHz respectivement. En réception, la même polarisation est utilisée pour les mêmes bandes car, comme nous l'avons vu au chapitre 2, les polarisations croisées sont d'une moindre importance dans l'amélioration de la détection comparées aux polarisations principales. Bien que la conception de l'antenne ne fasse pas partie de cette étude, nous envisageons une antenne patch à quatre accès couvrant l'ensemble de la bande 57-66 GHz. Avec cette architecture, le traitement en réception se fait de façon assez simple sans conversion de fréquence.

Dans l'architecture présentée à la figure 3.12, le diviseur de puissance engendre des pertes importantes (6 dB). La compensation de ces pertes nécessite des contraintes importantes en matière de gain et donc de consommation pour les différents amplificateurs de puissance. Pour relâcher ces contraintes, une solution est alors de combiner l'étage

de division avec une amplification. Dans cette optique, l'utilisation d'amplificateurs à structure différentielle [86], [87] apparaît comme une solution intéressante. En outre, pour gagner en simplicité au niveau architecture, il est envisageable de remplacer les PAs par des amplificateurs de puissance à structure différentielle DSPA (*Differential Structure Power Amplifier*), figure 3.13. Les bancs de filtres sont identiques à ceux de l'architecture à structures simples. Les amplificateurs à structures différentielles sont basés sur la réjection du mode pair (ou mode commun). Cela est assuré par l'utilisation d'éléments passifs (capacité et/ ou inductance) dans le plan de symétrie de l'amplificateur [86], [88]. Lorsque le mode pair est correctement réjecté, les signaux en sorties du DSPA sont amplifiés de la même façon (ou du moins avec un minimum d'écart) dans les fréquences souhaitées mais déphasés de 180° .

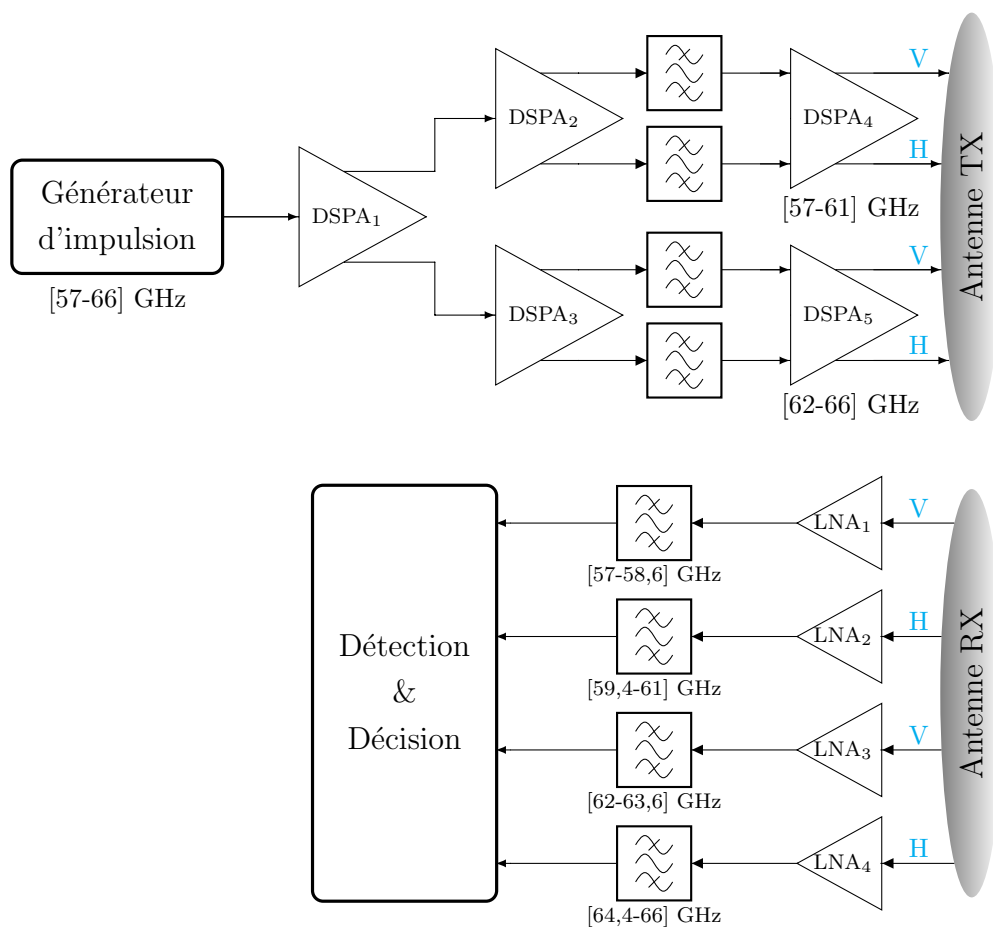


FIGURE 3.13 – Architecture de détection multi-bande proposée

Par ailleurs, l'utilisation des éléments passifs (inductances, capacités, résistances) pour la réjection du mode pair engendre à priori un bruit supplémentaire comparativement à un amplificateur simple. Les premiers tests de simulations (non présentés ici) montrent une augmentation significative du facteur bruit. C'est pour cette raison que les LNAs simples sont utilisés dans l'architecture de la figure 3.13. L'utilisation des DSPAs en émission permet de relâcher les contraintes de gain et d'assurer une amplification progressive des signaux transmis.

3.2.3 Dimensionnement du système et spécifications des LNAs

Dans cette étude, nous nous intéressons au dimensionnement du récepteur et notamment aux amplificateurs faible bruit. Pour cela, nous nous fixons comme objectif de détecter une cible cylindrique de rayon 0,6 cm et de hauteur 5,4 cm (pour se rapprocher des dimensions de certaines munitions, par exemple la cartouche 12,7 x 99 mm OTAN⁴) à une distance d'au moins 2 m en incidence normale. En partant de l'expression (1.63) de la distance de détection établie en 1.4, l'objectif est alors de déterminer dans un premier temps le facteur de bruit F de l'étage de réception permettant d'assurer la portée de détection visée. Puis dans un second temps, nous déterminerons le gain, le facteur de bruit et l'ensemble (sauf les non-linéarités) des spécifications du LNA.

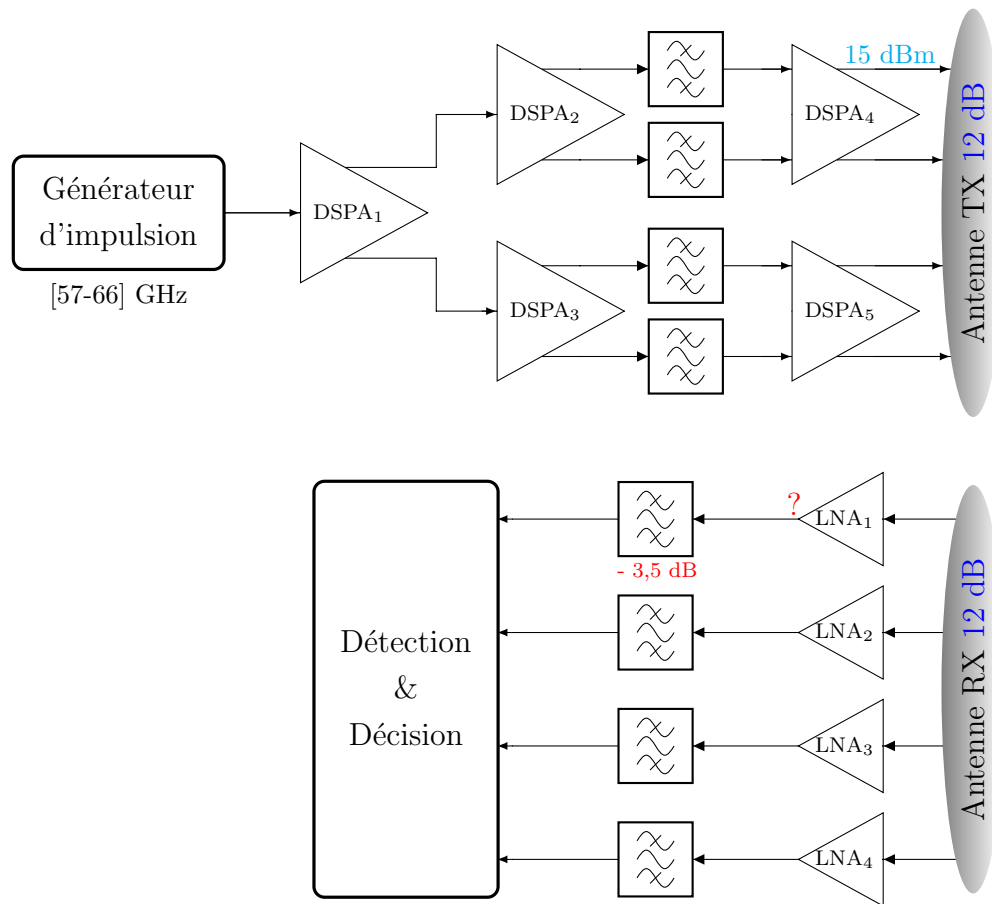


FIGURE 3.14 – Dimensionnement du système de détection

Pour caractériser l'étage de réception, nous avons établi un dimensionnement du système en émission/réception, figure 3.14. Pour cela, la puissance en sortie de chaque DSPA est fixée à 15 dBm et le gain des antennes à 12 dBi (4 patchs de 6 dBi chacun). Les filtres ont été réalisés en [85] avec des pertes d'insertion de 3,5 dB. En mono-bande, le rapport signal-à-bruit requis, (RSB_r) pour assurer la détection d'une cible non fluc-

4. Organisation du Traité de l'Atlantique Nord

tuante avec une probabilité de détection $P_D = 90\%$ et une probabilité de fausse alarme de $P_{FA} = 10^{-6}$ est de 13,2 dB. Pour une intégration non-cohérente de 4 impulsions, le RSB_r est seulement de 8,3 dB pour atteindre les mêmes performances en matière de probabilités P_D et P_{FA} .

Le tableau 3.2 résume les caractéristiques requises des LNAs selon la distance de détection pour la cible choisie dans le cas d'une intégration non-cohérente. Avant de définir les spécifications définitives du LNA, il convient de présenter un état de l'art de ceux-ci en bandes millimétriques, tableau 3.3.

Tableau 3.2 – Caractéristiques des LNAs

Paramètres	NF_{LNA} (dB)	G_{LNA} (dB)
$d = 2,0$ m	4,6	10,8
$d = 2,2$ m	2,9	12,5

Tableau 3.3 – État de l'art des LNAs pour la bande 60 GHz

Réf. Année	Techno.	Topologie	Fréq. (GHz)	G (dB)	NF (dB)	S_{12} (dB)	$I/O P_{1dB}$ (dBm)	IIP_3 (dBm)	P_{DC} (mW)
[89] 2008	90 nm CMOS	3E SC	58	15	4,4	-25	-18 / -4	-	4
[90] 2011	65 nm CMOS	4E SC	68	17,5	<4,3	<-40	- / -	-9,8	24
[91] 2012	65 nm CMOS	3E SC ⁺	60	23	4	-40	-26 / -3,5	-	8
[92] 2012	100 nm GaAs mHEMT	4E SC	60-90	19	2,5	<-40	- / -	-	56
[93] 2013	65 nm LP CMOS	3E SC	61	22	5,5	-	- / -	-10,7	26
[94] 2014	50 nm GaAs mHEMT	3E SC	60-90	27	<2,6	-	- / 0	-	45
[95] 2015	90 nm CMOS	2E SC Cascode	58-77	11,2	4,8	<-29	-18,7 / -	-7,4	10
[96] 2016	130 nm SiGe BiCMOS	3E SC	57-66	20,5	4,3	-43,3	-17,8 / -	-11,1	9,8
[97] 2016	40 nm CMOS	2E Cascode	60	12,5	3,8	-	- / -	-15	20,4
[98] 2017	65 nm CMOS	2E Cascode	60	20,2	5,2	-	-25 / -	-	28

⁺ “transformateur source commune (SC) et contre réaction capacitive”

Cet état de l'art montre que les performances des LNAs sont fortement dépendantes de la technologie utilisée. Néanmoins, on peut, avec les technologies actuelles, réaliser

autour de 60 GHz des LNAs qui satisfont les caractéristiques établies au tableau 3.2. Compte tenu des caractéristiques de l'étage de réception permettant d'atteindre les performances système visées et de l'état de l'art des LNAs, nous avons établi les spécifications du LNA, tableau 3.4. Celles-ci concernent chaque LNA de l'architecture multi-bande proposée.

Pour déterminer la caractéristique du LNA prépondérante sur les performances du système, nous avons étudié l'influence du gain et du facteur de bruit sur la distance de détection. De cette étude (voir annexe B), il ressort que l'influence du gain du LNA est moindre comparée à celle de son facteur de bruit. En effet, une variation de 50% du facteur de bruit entraîne une variation de 18% de la distance de détection, tandis qu'une variation de 50% du gain influence de moins de 1% la portée du système. Donc le facteur de bruit du LNA est prépondérant vis-à-vis de son gain dans le dimensionnement du système. Cette donnée est d'autant plus importante qu'elle peut être déterminante dans le choix de la technologie pour la conception des LNAs.

Tableau 3.4 – Spécifications techniques des LNAs

Paramètres	Valeurs
Bande de fréquence BW	$\geq 1,6$ GHz
Gain en puissance G	$\geq 12,5$ dB
Facteur de bruit NF	< 3 dB
Coefficients de réflexion S_{11} & S_{22}	< -10 dB
Isolation entrée-sortie S_{12}	< -30 dB
Consommation P_{DC}	< 20 mW

3.3 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons proposé une méthode de détection pour améliorer le pouvoir de détection des systèmes. Le principe de la méthode est basé sur une détection multi-bande pour améliorer l'angle maximal de détection continue selon la distance. Le choix des bandes est basé sur la diversité de fréquence et est fonction des dimensions de cibles visées. La diversité de polarisation a été utilisée pour optimiser les performances dans un cas plus complexe en fonction de l'orientation de la cible. À cette méthode, nous avons associé une technique de détection et une architecture impulsionnelle multi-bande pour compléter l'analyse système. La technique de

détection utilise l'intégration non-cohérente d'impulsions indépendantes et provenant de différentes bandes de fréquences. L'architecture proposée comporte des amplificateurs de puissances à structure différentielle et des amplificateurs faible bruit à structure simple et permet un traitement simple en réception sans conversion de fréquence. Nous avons établi le dimensionnement du système de détection et les spécifications des amplificateurs faible bruit permettant de détecter une cible cylindrique à une distance d'au-moins 2,2 m en incidence normale. Dans la suite, nous nous intéresserons aux technologies et à la conception des amplificateurs faible bruit pour ensuite évaluer les performances globales du système.

Chapitre 4

Conception des circuits et performances du système

Au chapitre précédent, nous avons proposé une méthode de détection multi-bande utilisant une diversité de polarisation et permettant d'améliorer l'angle de détection continue de cibles canoniques. Nous avons également proposé une technique en matière de traitement des impulsions et une architecture associée au principe de détection. Le dimensionnement du système nous a permis de distinguer les LNAs comme étant des éléments critiques de l'architecture. Avec les objectifs de détection visés et un état de l'art, nous avons pu établir les spécifications des LNAs pour satisfaire les performances souhaitées. Dans ce chapitre, nous allons concevoir les différents LNAs de l'architecture.

Pour cela, un travail préliminaire de choix de la technologie a été réalisé et est présenté dans la première partie. Il détaille les caractéristiques des technologies dont nous disposons, présente leur comparaison et justifie le choix de la technologie utilisée.

La deuxième partie de ce chapitre présente la conception détaillée des LNAs de l'architecture et leurs caractéristiques obtenues. Une optimisation d'un des LNAs a été faite pour la fabrication.

La dernière partie de ce chapitre présente dans un premier temps une simulation système de l'architecture de détection proposée. Les différentes étapes de la chaîne de réception y sont notamment illustrées. Dans un second temps, les performances du système de détection sont évaluées à partir des simulations électromagnétiques de la SER vues au chapitre 3, mais aussi des caractéristiques des LNAs conçus et de la simulation système. Ces performances sont évaluées en comparaison avec celles d'un système mono-bande classique.

4.1 Etude des technologies

4.1.1 Technologies RF et microondes

Les technologies RF et microondes sont caractérisées par un facteur de mérite défini à partir des paramètres appelés grandeurs caractéristiques essentielles. Ces grandeurs sont habituellement utilisées pour évaluer les performances et/ou comparer les technologies. Elles renseignent sur la fréquence de travail optimale, mais aussi sur les performances en matière de gain et de bruit, pouvant être atteintes. Parmi ces grandeurs, on distingue principalement la fréquence de transition et la fréquence maximale d'oscillation.

La fréquence de transition f_T ou fréquence de coupure est définie pour un gain en courant unitaire, c'est-à-dire $H_{21,dB} = 0$ dB, où H_{21} est donné par :

$$H_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}} \quad (4.1)$$

La fréquence maximale d'oscillation f_{max} est définie lorsque le gain transductique unilatéral G_{TU} est égal à 1, $G_{TU,dB} = 0$ dB. Le gain transductique s'écrit :

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - \Gamma_S S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_L \Gamma_{OUT}|^2} \quad (4.2)$$

En pratique, pour garantir une réserve de gain, la fréquence maximale de fonctionnement est souvent définie à $f_T/5$.

Selon l'application visée on peut s'intéresser au facteur de bruit minimum F_{min} (en dB, qui renseigne sur les performances en bruit de la technologie) ou à la densité de puissance en sortie qui fournit des informations sur les capacités en matière de puissance. La densité de puissance est exprimée en W/mm de grille pour un transistor à effet de champ et en $W/surface$ d'émetteur pour un transistor bipolaire [86].

Les grandeurs caractéristiques sont déterminées à partir du schéma équivalent suivant le type de transistor utilisé.

4.1.1.1 Types de transistor

On distingue principalement deux grandes familles de transistor qui sont le transistor bipolaire et le transistor à effet de champ (TEC).

◇ Transistor bipolaire

Le transistor bipolaire à homojonction (en anglais bipolar junction transistor, BJT) est constitué de deux jonctions pn entre ses accès base (B), émetteur (E) et collecteur (C). L'une des jonctions est établie entre l'émetteur et la base, tandis que l'autre est située entre la base et le collecteur. On peut alors distinguer deux types de BJT : npn

et *pn*. Dans cette étude, nous nous limiterons au transistor de type *npn*, figure 4.1. Dans le transistor *npn* l'émetteur et le collecteur sont dopés *n* et la base est dopée *p*. Dans un régime de fonctionnement normal, la jonction B-E est polarisée en direct, ce qui permet d'abaisser la barrière de potentiel base - émetteur, favorisant le passage des électrons de l'émetteur vers la base. La base étant mince et faiblement dopée *p*, une bonne partie des électrons arrive à la jonction B-C polarisée en inverse. Grâce au champ électrique présent dans cette jonction, les électrons parviennent au collecteur, faisant ainsi apparaître le courant I_C .

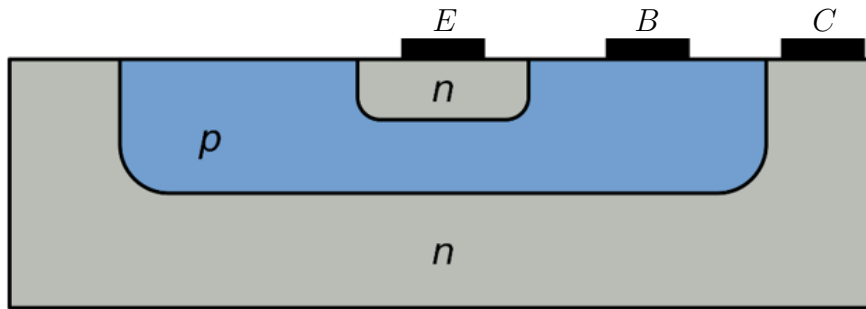


FIGURE 4.1 – Structure du transistor bipolaire à homo-jonction

Le modèle électrique en hautes fréquences du transistor BJT est donné par le schéma de Giacolletto [99], figure 4.2.

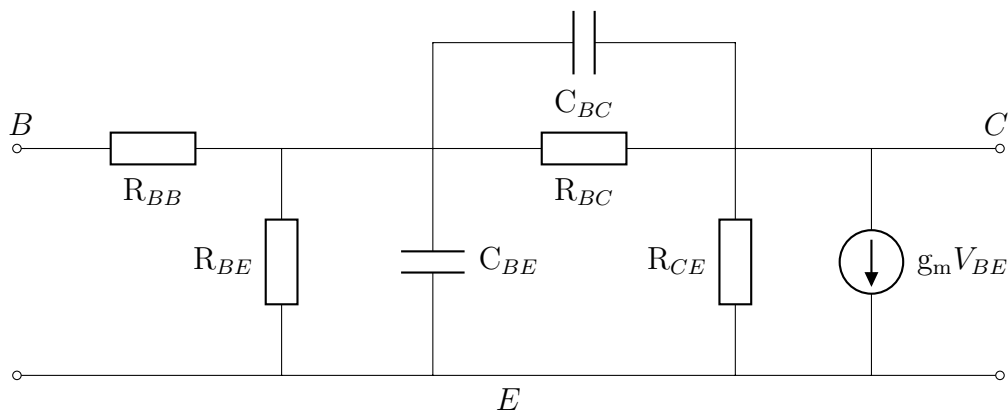


FIGURE 4.2 – Circuit équivalent petit signal du transistor BJT

R_{BB} représente la résistance de connexion de la base liée à la résistivité du silicium entre le contact de base et les jonctions. Les résistances des connexions du collecteur et de l'émetteur sont négligées dans le modèle, car leur influence est moindre sur le calcul du bruit.

R_{BE} , R_{BC} et R_{CE} représentent les résistances respectives base-émetteur, base-collecteur et collecteur-émetteur.

C_{BE} est la capacité base-émetteur et comprend la capacité de diffusion de la jonction base-émetteur et la capacité de charge de la base.

C_{BC} représente la capacité de transition de la jonction base-collecteur.

g_m est la transconductance du transistor défini par : $g_m = \partial I_C / \partial V_{BE} |_{V_{CE} = Cte}$.

Le BJT présente des limitations notamment en matière de fréquence d'oscillation. Pour pallier ces limitations, le transistor bipolaire à hétérojonction (TBH) [100] a été développé. Le TBH utilise une hétérostructure grand gap-petit gap comme jonction émetteur-base. L'idée est alors d'abaisser la barrière de potentiel vue par les électrons au niveau de l'hétérojonction émetteur-base. Ce qui permet d'améliorer l'efficacité d'injection des électrons de l'émetteur vers la base. Selon les types de matériaux utilisés, les TBH peuvent atteindre des fréquences plus élevées, mais aussi permettre des avancées importantes en matière de gain et de facteur de bruit.

◇ Transistor à effet de champ (TEC)

Le transistor à effet de champ à jonction (en anglais junction field effect transistor, JFET) est constitué de trois électrodes : grille (G), drain (D) et source (S), et d'un canal fait d'un semi-conducteur, situé sous la grille. Dans un transistor à effet de champ, le courant est créé uniquement par le déplacement des porteurs majoritaires, c'est un composant unipolaire. L'application d'un champ électrique sur la grille permet de contrôler le passage du courant dans le canal. Le canal peut être de type n ou p . Il existe des TECs à enrichissement pour lesquels le canal est non conducteur en l'absence de polarisation et des TECs à appauvrissement (ou déplétion) caractérisés par un canal conducteur en l'absence de polarisation.

Les transistors MOSFET (metal oxide semi-conductor field effect transistor) sont similaires au JFET à la différence que la grille (métallique) est électriquement isolée du canal (semiconducteur) par une couche de diélectrique (oxyde) généralement du SiO_2 . Ce type de transistor est souvent privilégié pour les applications des circuits intégrés numériques notamment pour sa "faible consommation" et ses petites dimensions.

Le MESFET (metal semi-conductor field effect transistor) est constitué d'un semi-conducteur de type n sur lequel sont réalisés les contacts ohmiques de drain et de source aux deux extrémités, figure 4.3. La jonction grille-canal est faite d'une barrière métal/ semi-conducteur de type Schottky.

La figure 4.4 présente le schéma électrique hautes fréquences du MESFET [86].

R_G représente la résistance de connexion de la grille et R_S celle de la source. La résistance de connexion du drain est négligée dans le modèle car elle n'a pas d'influence directe sur le facteur de bruit, comme le montre la relation de Fukui [101].

R_{GS} représente la résistance du canal et le caractère distribué de la capacité de grille et R_{DS} est la résistance de sortie.

C_{GS} : capacité grille-source et C_{GD} : capacité grille-drain, représentent la variation en fonction du temps de la charge emmagasinée dans la zone de charge d'espace sous la grille.

C_{DS} est la capacité drain-source représentant l'effet capacitif entre les deux régions du

canal sous les contacts ohmiques de drain et de source.

g_m est la transconductance du transistor qui traduit la variation du courant de drain en fonction de la polarisation de grille : $g_m = \partial I_D / \partial V_{GS} |_{V_{DS}=Cte}$.

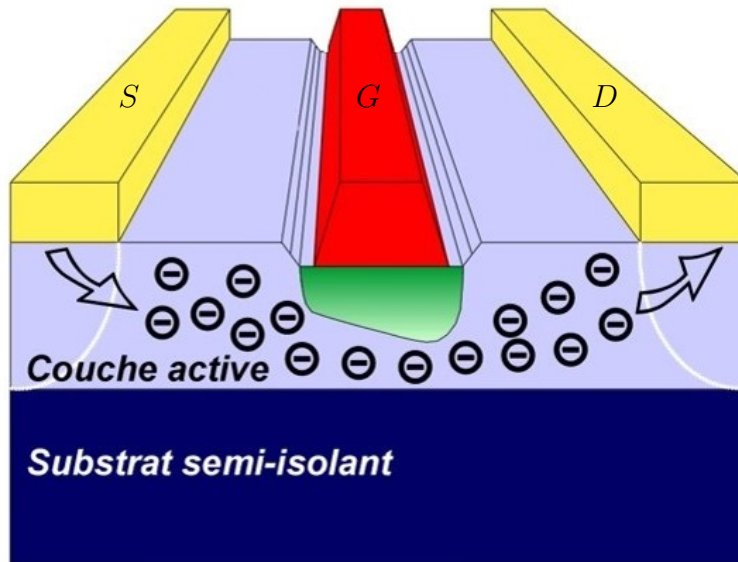


FIGURE 4.3 – Structure du transistor MESFET

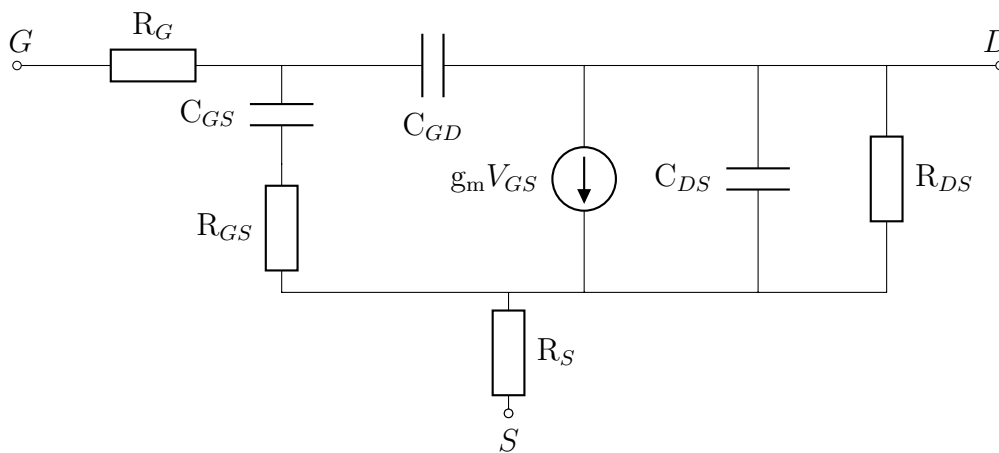


FIGURE 4.4 – Circuit équivalent petit signal du transistor MESFET

Le HEMT (high electron mobility transistor) encore appelé HFET (heterojunction field effect transistor) est une évolution importante du MESFET utilisant une hétérojonction constituée de semiconducteurs à grand et petit gap. La différence des barrières de potentiel de ces semiconducteurs permet un meilleur confinement des électrons qui forme ainsi un gaz bidimensionnel à l'interface de l'hétérojonction. Dans cette interface, on obtient alors une densité importante des porteurs avec une mobilité et une vitesse plus élevées que dans le cas du MESFET. La structure physique détaillée d'un transistor HEMT est présentée à la figure 4.5. Pour ce qui est du schéma électrique, la modélisation du MESFET, figure 4.4 est utilisée.

Les rôles des différentes couches de la structure du HEMT sont détaillés dans [86]

et [102]. Dans les transistors HEMT les hétérojonctions sont réalisées par épitaxie de matériaux empilés. Suivant les rapports des propriétés cristallines de ces matériaux, on peut distinguer : le HEMT pseudomorphique (pHEMT) caractérisé par des matériaux dont les paramètres cristallins sont assez proches et le HEMT métamorphique (mHEMT) pour lequel les paramètres cristallins des matériaux épitaxiés sont très différents.

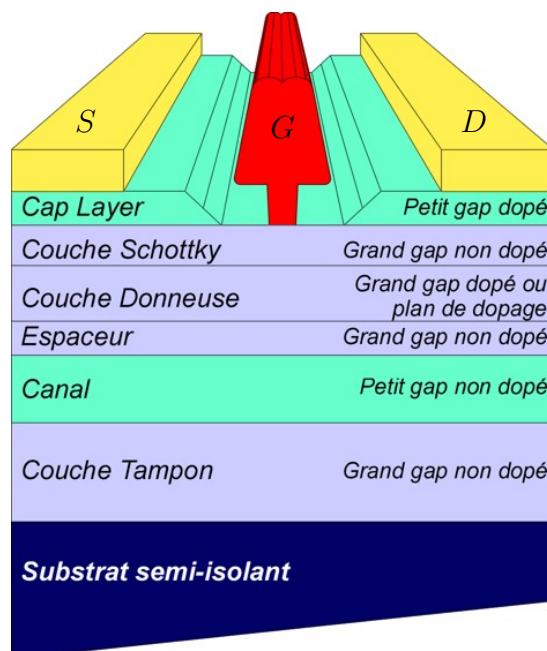


FIGURE 4.5 – Structure détaillée du transistor HEMT

4.1.1.2 Composants et performances des technologies

Les technologies et leurs performances sont fonction des matériaux utilisés. En électronique, les matériaux généralement utilisés pour la réalisation des composants sont de type IV avec le silicium, les composés IV-IV comme le silicium-germanium (SiGe) et les composés III-V tels que l'arséniure de gallium (GaAs) ou le phosphure d'indium (InP).

◇ Composants silicium

Les composants de base réalisés sur silicium sont les transistors bipolaires BJT, les transistors à effet de champ JFET et MOSFET. Avec les progrès technologiques, les composants sur silicium ont connu un développement fulgurant. Ces progrès ont conduit à plusieurs évolutions notamment la technologie BiCMOS intégrant sur une même puce des transistors bipolaires et MOS de type p ou n . Une autre évolution est celle de la technologie BiCMOS en BiCMOS SiGe avec l'apparition du TBH sur SiGe. Dans le TBH SiGe, seule la base est constituée de SiGe, permettant ainsi aux électrons de mieux diffuser car la barrière de potentiel est plus faible que dans le cas du BJT. Cela est possible car le SiGe possède un gap plus faible que celui du Si. Une autre façon de faciliter la diffusion des électrons de l'émetteur vers la base est d'utiliser un matériau de plus grand gap que le silicium dans l'émetteur, c'est le cas de la technologie SiC

(carbure de silicium), privilégiée pour les composants de puissance. Parmi les avantages du TBH SiGe on note l'amélioration des fréquences f_T et f_{max} par rapport au BJT, mais aussi des performances plus élevées en matière de bruit et de gain. Ainsi, on peut citer BiCMOS 55 nm de STMicroelectronics avec un rapport f_T/f_{max} de 300 GHz/400 GHz [103], et BiCMOS SiGe, SG13G2 de IHP avec un rapport f_T/f_{max} de 300 GHz/500 GHz [104]. Un des principaux inconvénients des technologies silicium est la faible résistivité du substrat qui entraîne des pertes élevées pour les éléments passifs et l'apparition des capacités parasites entre les niveaux de métallisation et le plan de masse. Les technologies SOI (Substrat on Insulator) permettent de pallier ce problème [105], en utilisant un substrat semi-isolant.

◇ Composants III-V

Les matériaux III-V sont utilisés sous forme de composés binaires (GaAs, InP, InAs, AlAs), mais aussi d'alliages ternaires (InGaAs, GaAlAs, InAlAs) ou quaternaires. Les composants de référence sur matériaux III-V sont les transistors JFET et MESFET sur GaAs. Le MESFET a permis de pallier la limitation fréquentielle des composants bipolaire et MOS sur silicium. Cependant, il a été rattrapé par le besoin de monter plus haut en fréquence. Mais, avec l'introduction des structures à hétérojonction, les composants III-V ont permis avec le développement des transistors HEMT d'atteindre des fréquences d'oscillation pouvant dépassées 500 GHz. C'est le cas des technologies 70 nm InP-HEMT avec un rapport f_T/f_{max} de 310 GHz/540 GHz [106] et 50 nm InP-HEMT pour lequel f_T/f_{max} est de 562 GHz/500 GHz [107]. Sur substrat GaAs, on peut citer la technologie 70 nm mHEMT [108] qui possède un rapport f_T/f_{max} de 300 GHz/450 GHz.

Outre le GaAs et l'InP, le GaN (nitrure de gallium) est utilisé pour la réalisation des transistors HEMT. Le GaN avec ses propriétés thermiques et sa robustesse est privilégié pour les applications hautes températures. Les HEMTs GaN présentent des performances supérieures à celles du GaAs en matière de puissance, mais cette technologie est encore globalement en phase de développement.

Sur III-V, il existe également des transistors bipolaires, notamment les HBTs sur GaAs ; mais leurs performances fréquentielles sont moins bonnes que celles des HBTs sur SiGe. Le succès des composants III-V est lié aux propriétés électriques de ses matériaux telles que la mobilité électronique : GaAs et InGaAs ont une mobilité électronique 5 et 8 fois supérieure au silicium [101]. Aussi, leurs substrats semi-isolants de forte résistivité permettent de limiter les pertes et de réduire les capacités parasites.

◇ Analyse des performances

L'analyse des performances permet de classer les technologies afin de mieux choisir celles qui sont plus appropriées pour l'application visée. Des études détaillées des technologies Si, SiGe et III-V ont été menées en matière de fréquences f_T et f_{max} [109], [110], mais aussi par rapport aux performances en bruit et en puissance [105].

En matière de fréquence, on constate des évolutions remarquables des technologies

sur silicium avec notamment les HBTs SiGe pouvant atteindre un rapport f_T/f_{max} de 300 GHz/500 GHz. Ces technologies ont aussi l'avantage d'une haute intégration et d'un faible coût de fabrication. Cependant, les technologies III-V présentent des performances bien meilleures que celles des technologies silicium avec des couples f_T/f_{max} de 515 GHz/900 GHz pour 35 nm mHEMT GaAs [111], et de 600 GHz/1200 GHz pour 30 nm HEMT InP [112].

Pour ce qui est des performances en bruit, les composants III-V sont nettement meilleurs avec notamment les transistors HEMT InP ($F_{min} = 0,8$ dB @ 60 GHz) et mHEMT GaAs ($F_{min} = 1,6$ dB @ 60 GHz) [109]. Cependant on peut noter que le HBT SiGe offre une réelle possibilité avec un facteur de bruit minimum de 1,6 dB à 50 GHz.

S'agissant de la densité de puissance en sortie, les HBTs GaAs et SiGe offrent globalement les meilleures performances, mais ils sont limités en fréquences par rapport aux transistors HEMT.

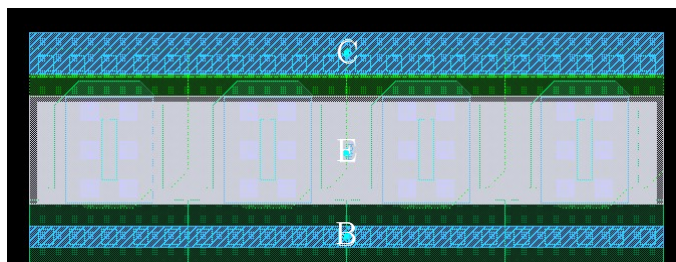
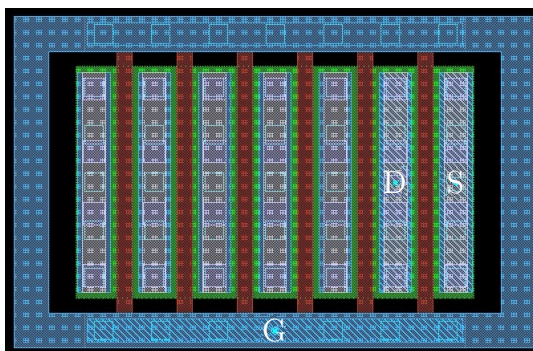
Au vu des caractéristiques des différents transistors, il est difficile de distinguer la technologie qui présente les meilleures performances. Même si les transistors HEMT semblent plus appropriés pour la conception d'amplificateurs faible bruit au-delà de 50 GHz, le HBT SiGe est tout de même attractif notamment avec les récents développements de IHP (innovations for high performance microelectronics). De plus, en hyperfréquences les performances globales d'un circuit ne dépendent pas uniquement des caractéristiques des transistors, mais aussi des éléments passifs tels que les inductances, les capacités, les lignes de transmission et les résistances. Ainsi, le choix de la technologie doit reposer sur une analyse d'ensemble des éléments du circuit selon les exigences de l'application visée. Dans cette étude, nous disposons de deux technologies, une BiCMOS SiGe et une mHEMT GaAs. Une étude comparative détaillée est nécessaire pour le choix de la technologie.

4.1.2 Choix de la technologie

4.1.2.1 La technologie SG13S

La SG13S [113] est une technologie 130 nm BiCMOS développée par IHP. Elle offre des transistors CMOS et des transistors bipolaires npn-HBT sur SiGe avec des fréquences de transition et d'oscillation allant jusqu'à 250 GHz et 300 GHz respectivement.

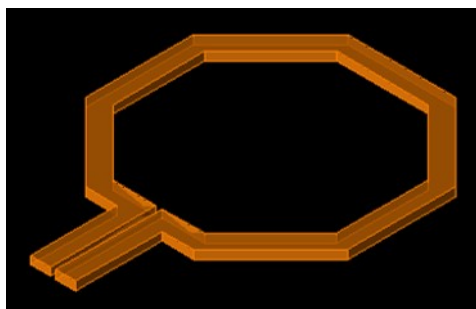
Le process de la SG13S offre sept niveaux de métallisation (dont les deux plus épais ont $2 \mu m$ et $3 \mu m$ d'épaisseur) et une couche MIM (métal-isolant-métal), figure 4.6. Ces différents métaux sont séparés par une couche de diélectrique de type SiO_2 (en bleu) d'une permittivité relative $\epsilon_r = 4.1$. Dans la partie inférieure sous la couche active, elle-même située en-dessous du métal M1, on distingue un substrat silicium et une couche épitaxiale d'une même permittivité. La partie supérieure au-dessus du TM2 est recouverte d'une couche passive (en gris) de permittivité $\epsilon_r = 6.6$.

FIGURE 4.7 – Transistor npn13p de dimension $4 \times 0.48 \times 0.12 \mu\text{m}^2$ FIGURE 4.8 – Transistor rfnmos de dimension $6 \times 2 \times 0.13 \mu\text{m}^2$

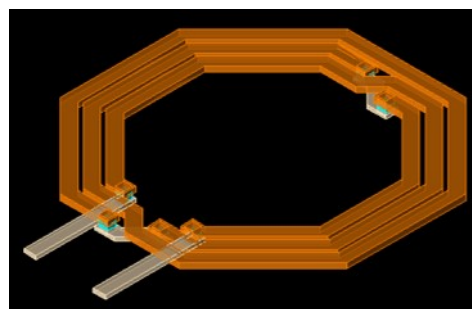
◇ Éléments passifs

• Inductance

La SG13S offre des inductances spirales de forme octogonale. Celles-ci sont réalisées fondamentalement avec le métal TM2. Lorsque plusieurs spires sont nécessaires, le TM1 est utilisé pour les accès et les interconnexions. Les paramètres caractéristiques d'une inductance sont : la largeur des pistes métalliques, le diamètre intérieur et l'espacement entre les spires dont la valeur minimale est de $2.1 \mu\text{m}$.



(a) une spire



(b) trois spires

FIGURE 4.9 – Schéma 3D d'une inductance en SG13S

• Ligne de transmission

Les lignes de transmission sont réalisées avec les deux couches métalliques les plus hautes (TM1 et TM2). Le métal M1 étant le métal le plus profond, il est généralement

utilisé comme plan de masse, ce qui permet de réduire au mieux les pertes et limiter la capacité parasite.

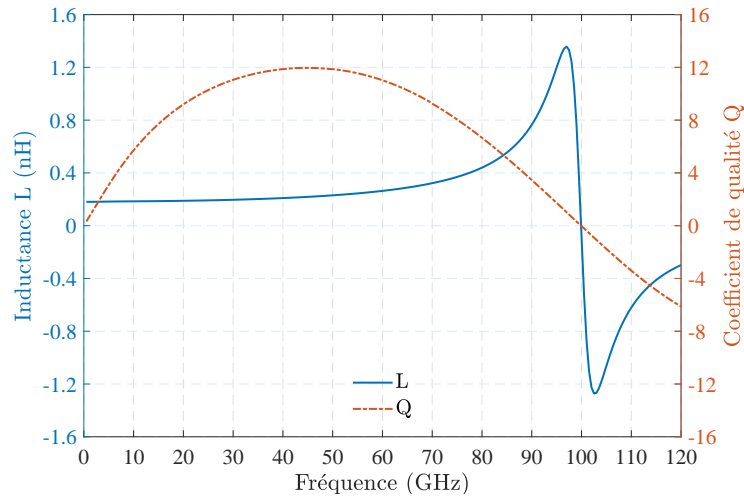


FIGURE 4.10 – Inductance et coefficient de qualité d’une ligne M1-TM2 : $6 \times 380 \mu\text{m}^2$ court-circuitée par un via

La figure 4.10 présente les variations de l’inductance et du coefficient de qualité d’une ligne de transmission M1-TM2 lorsque celle-ci agit telle une inductance pour une fréquence < 100 GHz. Cette ligne d’impédance caractéristique $Z_C \approx 73 \Omega$ à 60 GHz est court-circuitée par un via allant du M1 au TM2. Elle présente un coefficient de qualité maximum d’environ 12 à 45 GHz avec une résonance à 100 GHz.

- Condensateur

Les condensateurs sont réalisés avec des capacités MIM formées par le métal M5 et la couche MIM située à sa surface. Des “viamim” sont utilisés pour connecter le second accès de la capacité au métal TM1, figure 4.11. La valeur nominale d’une capacité par

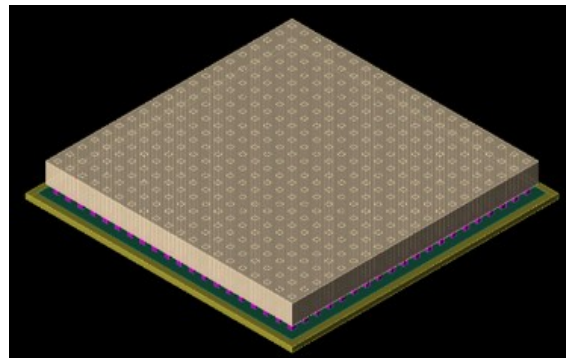


FIGURE 4.11 – Schéma 3 D d’une capacité MIM en SG13S

unité de surface est de $1.5 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$. Cependant, les valeurs de capacités réalisables vont de 2 fF à 8 pF seulement.

- Résistance

La SG13S offre trois types de résistances implantées, utilisant du poly-silicium dopé ou compensé. Les connexions sont assurées par le métal M1. Le premier type de résistance (R_{sil}) avec un poly-silicium dopé n présente une faible résistivité par unité de surface $7 \Omega/\square$. Le deuxième type (R_{ppd}) possède une résistivité moyenne de $250 \Omega/\square$ et utilise un poly-silicium dopé p . Le troisième type de résistance (R_{high}) présente une résistivité plus élevée avec $1300 \Omega/\square$.

4.1.2.2 La technologie D007IH

La D007IH [115] est une technologie récente 70 nm HEMT sur arséniure de gallium GaAs développée par OMMIC pour des applications, entre autres, de sécurité (imagerie en bandes millimétriques), de télécommunications ou encore de radar. Ses transistors sont de type m-HEMT avec des fréquences de transition et d'oscillation allant jusqu'à 300 GHz et 450 GHz respectivement.

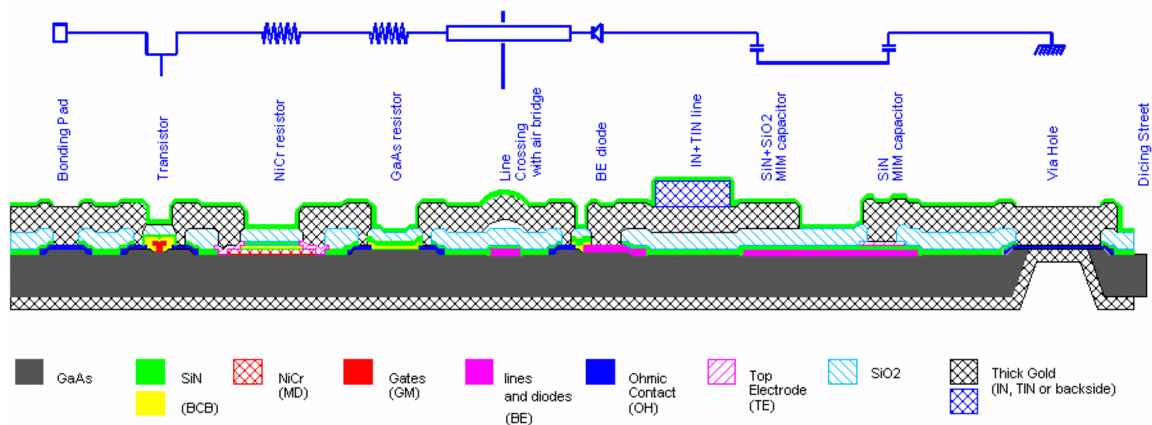
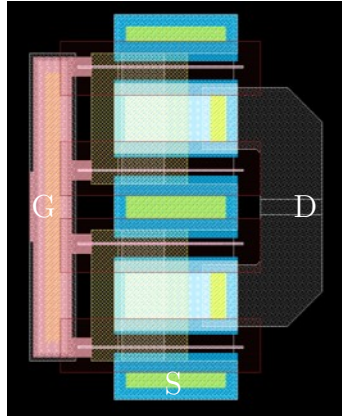


FIGURE 4.12 – Coupe transversale du process D007IH

La coupe du process D007IH est présentée sur la figure 4.12. Elle est constituée d'un plan métallique de $3,5 \mu m$ dans sa face inférieure, d'un substrat de GaAs de $100 \mu m$ d'épaisseur au-dessus duquel on distingue quatre niveaux de métallisation représentés par les couches BE, TE, IN et TIN. Au même niveau que la couche BE, on distingue deux autres couches métalliques OH et MD. Les différents niveaux de métallisation sont séparés par des couches diélectriques de type SiN et SiO_2 .

◇ Éléments actifs : transistors

La technologie D007IH offre un transistor à déplétion de type mHEMT pouvant supporter un V_{DSmax} de 3 V et un courant maximum I_{DSSmax} de $400 mA/\mu m$. Ce type de transistor offre de bonnes performances en matière de bruit avec un facteur de bruit de seulement 0.5 dB à 30 GHz. Sa transconductance g_m est de $1600 mS/mm$. La taille du transistor peut varier entre $10 \mu m$ et $600 \mu m$ en matière de développement de grille. La figure 4.13 illustre le schéma layout 2D d'un transistor de 4 doigts de grille.

FIGURE 4.13 – Transistor m-HEMT de dimension $4 \times 15 \times 0.07 \mu m^2$

◇ Éléments passifs

• Inductance

La D007IH offre un modèle d'inductance spirale de forme rectangulaire formée par les couches métalliques BE et IN, figure 4.14. Cette inductance est caractérisée par la longueur totale des spires, la largeur du métal IN et l'espacement entre les spires variant de $5 \mu m$ à $15 \mu m$. Il est possible d'associer les couches métalliques IN et TIN pour réduire la résistance série, et donc améliorer le coefficient de qualité.

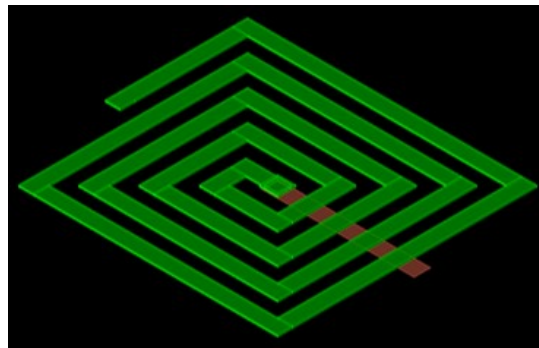


FIGURE 4.14 – Schéma 3 D d'une inductance en D007IH

• Ligne de transmission

Il est possible de réaliser des lignes de transmission à partir des différentes couches métalliques avec comme plan de masse la couche métallique de la face arrière en-dessous du substrat GaAs. Le métal IN est privilégié pour la réalisation des lignes de transmission. Les métaux BE et TE sont souvent utilisés pour les croisements, leurs pertes étant plus élevées que celle du métal IN. L'association des couches métalliques IN et TIN est recommandée pour des pertes faibles ou des densités de courant importantes.

La figure 4.15 présente les variations de l'inductance et du coefficient de qualité d'une ligne de transmission réalisée avec le métal IN lorsque celle-ci est utilisée comme une

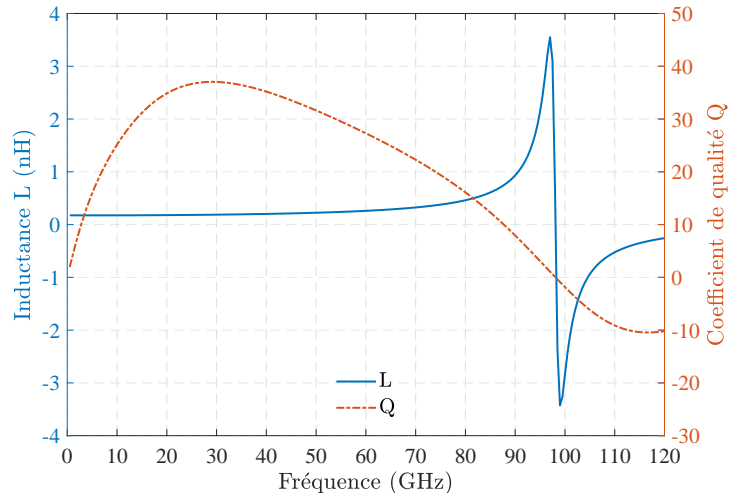


FIGURE 4.15 – Inductance et coefficient de qualité d’une ligne IN : $25 \times 250 \mu m^2$ court-circuitée par un via

inductance pour une fréquence < 98 GHz. Cette ligne présente une impédance caractéristique $Z_C \approx 75 \Omega$ à 60 GHz. Elle est simulée avec un accès, l’autre étant court-circuité à la masse par un “via hole” de forme octogonale de $100 \mu m$ de “diamètre”. Sa fréquence de résonance est d’environ 98 GHz et son coefficient de qualité atteint une valeur maximale de 37 à 39 GHz. On remarque sur la courbe du coefficient de qualité que l’inductance de la ligne est modifiée par le via qui rajoute deux inductances. L’une est due à la surface du via. L’autre résulte de la superposition des différentes couches métalliques sur la hauteur du via ($100 \mu m$) et présente plus de pertes. Cette modification est plus prononcée au-delà de 50 GHz avec notamment une augmentation des pertes.

- Condensateur

La D007IH offre deux types de capacités MIM pour la réalisation des condensateurs : Le premier type de capacité est formé des couches métalliques BE et TE et d’un diélectrique de type SiN . La valeur de la capacité par unité de surface est de $400 pF/mm^2$, permettant de réaliser des capacités allant de 80 fF à 50 pF.

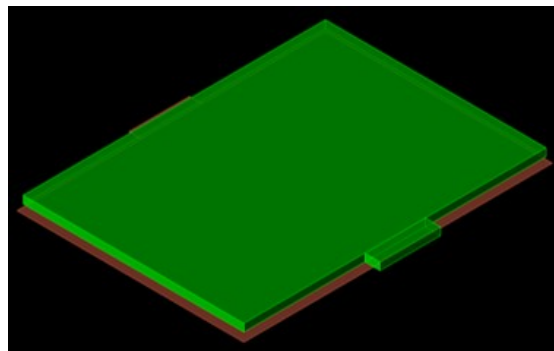


FIGURE 4.16 – Schéma 3 D d’une capacité MIM ($SiN + SiO_2$) en D007IH

Le deuxième type de capacité permet de réaliser des condensateurs de plus faibles

valeurs, jusqu'à 1 pF seulement. Ce type de capacité est constitué du métal BE, de deux couches de diélectriques SiN et SiO_2 et du métal IN. La capacité par unité de surface est de 49 pF/mm².

- Résistance

Deux modèles de résistance sont disponibles. Un modèle de résistance implantée *GaAs* utilisant la couche active et un modèle en couches minces "Thin Film Resistor (TFR)", réalisé par dépôts de couches résistives de type *NiCr*. Les résistances *NiCr* sont de plus faibles valeurs avec une résistivité de 40 Ω/\square .

4.1.2.3 Synthèse et choix de la technologie

Pour choisir la technologie à utiliser pour la conception de l'amplificateur, une étude détaillée des deux technologies dont nous disposons s'impose. Dans un premier temps, nous mènerons une comparaison des éléments passifs pour identifier la technologie la plus adaptée pour la réalisation notamment des lignes de transmission, des inductances et des capacités. Dans un second temps, une étude préliminaire d'un amplificateur simple sera présentée pour les deux technologies. En fonction des performances souhaitées et des contraintes système, le choix de la technologie sera plus simple.

Aux fréquences microondes, les inductances et les capacités peuvent avoir des comportements inversés selon la fréquence d'utilisation, et cela à cause des effets parasites qui deviennent non-négligeables. Les pertes dans les substrats et dans les conducteurs augmentent avec la fréquence, rendant complexe la réalisation des inductances et des capacités aux hautes fréquences. Le tableau 4.1 présente une comparaison des éléments passifs des technologies SG13S et D007IH.

Les atténuations des lignes de transmission α_l (en dB/mm) montrent clairement que la technologie D007IH présente nettement moins de pertes (deux fois en moins) que la SG13S. Plus généralement, les technologies sur *GaAs* présentent de meilleures performances en matière de pertes que les technologies sur silicium. Cela s'explique entre autres, par le fait que la résistivité des substrats *GaAs* est plus élevée que celle des substrats Si.

Les caractéristiques des inductances présentées dans le tableau montrent que pour des longueurs physiques (lp) quasi-identiques, on peut réaliser des inductances dépassant 1 nH à 60 GHz que ce soit en SG13S ou avec la D007IH. Le coefficient de qualité est ici meilleur avec la SG13S, car les paramètres de l'inductance BE-IN (largeur et espacement des pistes) ne sont pas optimaux. Par ailleurs, il faut noter que les inductances en SG13S sont moins intégrables que celles de la D007IH à cause de leur forme et de la limitation inférieure du diamètre intérieur. En effet, à surface équivalente, les inductances de la D007IH sont plus élevées que celles de la SG13S. De plus, sous la D007IH, l'utilisation du métal TIN permet de réaliser des inductances avec de meilleurs coefficients de qualité.

La valeur d'une capacité MIM dépend de sa surface S , de la permittivité du diélectrique

($\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$) et de son épaisseur e : $C = \epsilon S/e$. A surface équivalente, la densité d'une capacité est plus élevée avec la SG13S qu'avec la D007IH. Cependant, les valeurs de capacité réalisables sous la SG13S sont limitées à 8 pF seulement, tandis qu'avec la D007IH, on peut atteindre des capacités de 50 pF, notamment avec les capacités SiN . Les valeurs de résistances réalisables avec la SG13S sont largement plus élevées que celles possibles avec la D007IH. Les résistivités sont généralement plus élevées sur silicium que sur arséniure de gallium.

Tableau 4.1 – Comparaison des éléments passifs : SG13S et D007IH

Paramètres	SG13S			D007IH	
Ligne 50 Ω	M1-TM2			IN	
α_l (dB/mm) @ 60 GHz	0,703			0,224	
Inductance	TM2			BE-IN	
Longueur l_p (μm)	696			690	
L(nH) @ 60 GHz	1			1	
Q @ 60 GHz	14,2			10,8	
Capacité MIM	SiO_2			SiN	$SiN + SiO_2$
C (pF/mm ²)	1500			400	49
C_{min} (fF)	2			80	1
C_{max} (pF)	8			50	1
Résistance	Rsil	Rppd	Rhigh	$GaAs$	$NiCr$
Résistivité (Ω/\square)	7	250	1300	50	40

Au vu des caractéristiques des éléments passifs, la SG13S a l'avantage de faciliter la réalisation de composants plus intégrables (capacité, résistance). En revanche, elle présente des pertes à priori très élevées pour des applications de type faible bruit. Contrairement à la SG13S, la D007IH a l'avantage d'avoir de faibles pertes et des inductances plus intégrables. Aux hautes fréquences et notamment à 60 GHz, l'utilisation des lignes de transmission est souvent privilégiée pour la réalisation notamment des inductances. De ce fait, la technologie D007IH, de par ses faibles pertes, présente un avantage de taille pour les applications faible bruit.

Pour s'assurer du choix de la technologie la plus adaptée pour l'application visée, nous proposons une étude comparative d'amplificateurs simples à un étage "réalisés" avec les deux technologies, tableau 4.2. Les résultats présentés dans ce tableau sont obtenus avec

des simulations “schematic”. Les amplificateurs sont conçus pour un fonctionnement à 61,5 GHz (allant de 57 GHz à 66 GHz) avec des éléments distribués, essentiellement en lignes de transmission.

Tableau 4.2 – Comparaison des performances d’amplificateurs simples

Technologie	Transistor	G (dB)	NF (dB)	S_{12} (dB)	S_{11} (dB) S_{22} (dB)	P_{DC} (mW)
SG13S	npn13p	4,0	2,6	-9,7	<-22,8 <-18,5	2,0
	rffmos	3,1	2,6	-10,3	<-14,3 <-15,2	9,2
D007IH	mHEMT	3,9	1,2	-8,9	<-15,3 <-17,4	4,1

Le transistor rffmos présente les performances les moins bonnes, que ce soit en matière de gain, de facteur de bruit ou de consommation. Le transistor npn13p présente des avantages en matière de gain et de consommation, mais son facteur de bruit est relativement élevé. Le transistor HEMT présente un gain quasi-égal à celui du npn13p, avec une consommation modérée (plus de deux fois moins élevée que celle du rffmos), et un facteur de bruit d’environ 1,6 fois moins élevé que celui des transistors npn13p et rffmos. Même si son coefficient S_{12} est moins bon que ceux du bipolaire et du MOS, l’utilisation d’une structure à plusieurs étages permettra d’atteindre le niveau d’isolation requis. Ainsi, il apparaît clairement que le Hemt est le seul des trois modèles de transistors permettant de satisfaire les spécifications techniques des LNAs établies au chapitre 3, notamment en matière de bruit. En outre, dans une perspective de conception d’une puce intégrée pour la structure de réception, les filtres devront être réalisés avec la D007IH pour respecter les exigences système en matière de bruit et ainsi atteindre les performances de détection visées en matière de portée. En effet, l’utilisation de la SG13S avec ses niveaux de pertes engendrerait un facteur de bruit trop élevé en réception, ce qui réduirait très fortement la portée du système. Ces différentes considérations nous amènent à choisir la technologie D007IH au dépend de la SG13S pour la conception des LNAs.

4.2 Amplificateurs faible bruit

4.2.1 Théorie sur les amplificateurs

4.2.1.1 Structure de base d’un amplificateur

L’étude des amplificateurs aux fréquences microondes est principalement basée sur les paramètres S. La définition de ces paramètres se fait aisément en considérant le transistor comme un quadripôle. Dans la figure 4.17, le transistor est alimenté par un

générateur d'impédance Z_S et chargé par une impédance Z_L .

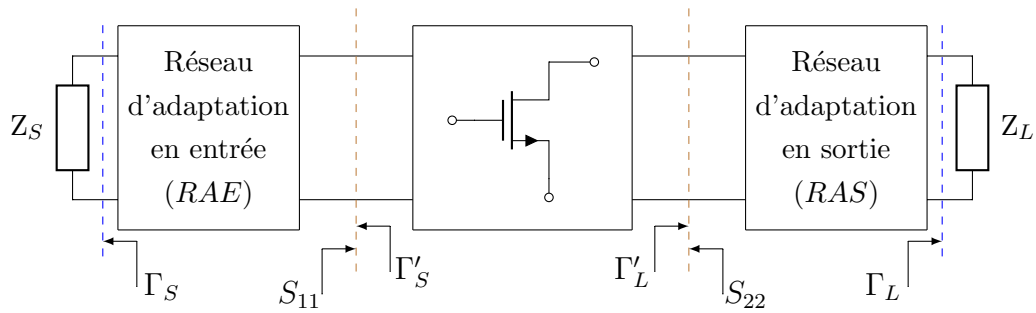


FIGURE 4.17 – Synoptique d'étude des paramètres S d'un amplificateur

Les impédances Z_S et Z_L sont généralement de 50Ω . Les réseaux d'adaptation entrée/sortie servent à transformer ces impédances pour présenter des coefficients de réflexions Γ'_S et Γ'_L respectivement, lesquels seront "adaptés" à ceux des accès du transistor S_{11} et S_{22} . Les performances de l'amplificateur dépendront entre autres, du choix du transistor et des réseaux d'adaptation.

4.2.1.2 Topologies d'amplificateur

Le choix de la topologie repose sur l'application et les performances visées. En électronique RF, on retrouve généralement les topologies source commune, base commune et cascode, figure 4.18.

Le montage source commune ou émetteur commun pour un transistor bipolaire est la topologie la plus utilisée pour la conception d'amplificateur. Elle présente un faible facteur de bruit, mais son gain en puissance est relativement faible et sa stabilité critique. La capacité C_{gs} influence fortement son impédance d'entrée et limite la fréquence de coupure haute du composant. L'adaptation très large bande devient alors difficilement réalisable du fait de la dépendance en fréquence de l'impédance d'entrée. La capacité C_{gd} a un effet de contre réaction qui dégrade l'isolation entre l'entrée et la sortie.

Dans le montage grille commune (ou base commune), l'entrée s'effectue par la source et la sortie par le drain. Cette topologie a l'avantage d'avoir une bonne isolation, une large bande passante et une bonne linéarité, mais elle présente un faible gain en puissance et un facteur de bruit élevé par rapport au montage source commune.

Le montage cascode associe les deux topologies précédentes : un étage source commune suivi d'un étage grille commune. L'influence de la capacité Miller dans la topologie source commune est réduite, entraînant une fréquence de coupure plus élevée et une meilleure isolation entrée/sortie. La structure cascode permet d'obtenir un gain élevé, une bande passante plus large et une meilleure stabilité. Cependant, son facteur de bruit est plus élevé que celui du montage source commune.

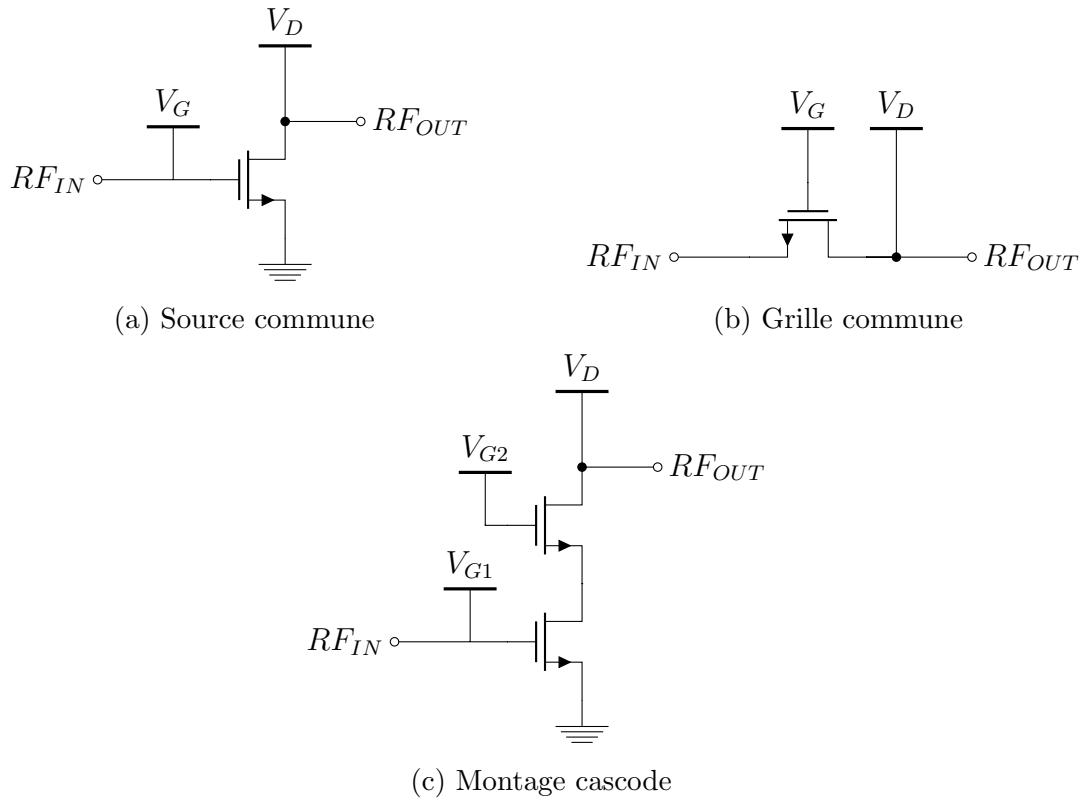


FIGURE 4.18 – Topologies d'amplificateur

4.2.1.3 Polarisation d'un transistor

Polariser un transistor consiste à appliquer une tension continue à sa grille (ou base) et à son drain (ou collecteur). La polarisation d'un transistor se fait à l'aide d'un circuit dit de polarisation. Il existe différents types de circuits de polarisation : polarisation classique, auto-polarisation, utilisation d'une charge active [88]. Dans cette étude, nous nous limiterons uniquement au cas de la polarisation classique. Une polarisation correcte doit garantir un point de fonctionnement lié au régime dynamique souhaité.

Le schéma de polarisation classique est présenté sur la Figure 4.19, [86]. Son circuit comporte deux alimentations continues au niveau de la grille et du drain. Les inductances de choc L_C permettent d'assurer la continuité galvanique. L'isolation des tensions d'alimentation se fait à l'aide des capacités de liaison C_L ou $C_{DCBLOCK}$. Le découplage des alimentations est réalisé grâce aux capacités C_D ou $C_{RFSHUNT}$.

Les inductances de choc doivent être de haute impédance afin de garantir la transmission de l'intégralité du signal RF au composant sans aucune fuite dans le circuit de polarisation DC. Néanmoins, une partie du signal RF circulera à travers l'inductance L_C , car son impédance ne peut être infinie. Ainsi, pour éviter toute fuite du signal RF vers le circuit DC, il est acheminé vers la masse à l'aide des capacités de découplage. Ces capacités doivent donc être de faible impédance, c'est pourquoi elles sont aussi appelées $C_{RFSHUNT}$. D'autre part, les capacités de liaison doivent être de faible impédance

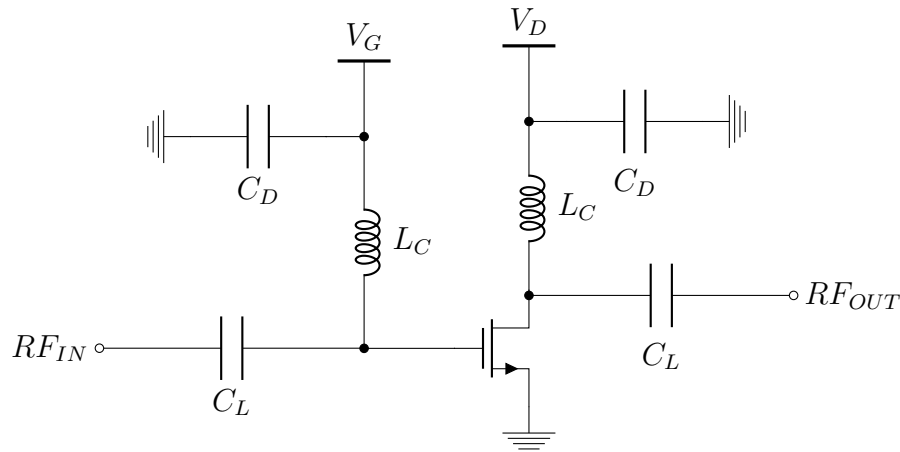


FIGURE 4.19 – Schéma classique de polarisation

pour faciliter le passage du signal RF. En revanche, elles doivent présenter une haute impédance pour la tension continue afin d'isoler l'alimentation du signal RF, d'où leur nom $C_{DCBLOCK}$. En pratique, l'impédance des capacités de découplage dans la bande de fonctionnement doit être plus faible que celle des capacités de liaison [88].

Aux hautes fréquences, et notamment à 60 GHz, les inductances de haute impédance sont souvent difficilement réalisables et occupent trop d'espace. C'est pour cela, qu'à ces fréquences, l'utilisation des lignes quart d'onde est privilégiée.

4.2.1.4 Stabilité d'un transistor

◇ Analyse de la stabilité

La stabilité est un paramètre crucial dans la conception d'un amplificateur. Son analyse se fait à partir du facteur de Rollet K et du paramètre B définis à partir des paramètres S du transistor :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (4.3)$$

$$B = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 \quad (4.4)$$

La stabilité conditionnelle ou inconditionnelle ou l'instabilité d'un composant sera fonction des impédances de source et de charge présentées en son entrée et à sa sortie respectivement. Un amplificateur sera dit inconditionnellement stable lorsque, pour n'importe quelle impédance de source et de charge, les parties réelles de ses impédances d'entrée et de sortie sont positives.

Le tableau 4.3 résume l'analyse de la stabilité d'un transistor en fonction des valeurs des paramètres K et B . La valeur du coefficient K nous informe des possibilités d'adaptation du transistor. En effet, l'adaptation simultanée (entrée-sortie) n'est possible que si $K > 1$. Lorsque $|K| = 1$, les coefficients de réflexions sont unitaires, le transistor est

alors inadapté.

Tableau 4.3 – Conditions de stabilité

$K < -1$	-	Instabilité inconditionnelle
$K < 1$	-	Stabilité conditionnelle
$ K = 1$	-	Adaptation impossible
$ K > 1$	$B \leq 0$	Stabilité conditionnelle
$ K > 1$	$B > 0$	Stabilité inconditionnelle

L'analyse de la stabilité peut aussi se faire à partir des paramètres K et Δ , où $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$. En pratique, on utilise les cercles de stabilité pour une analyse approfondie de la stabilité du transistor notamment lorsque $K < 1$.

◇ Méthode de stabilisation

L'instabilité d'un transistor est souvent liée à son gain S_{21} et/ ou à son isolation S_{12} . Généralement, la stabilisation d'un transistor passe par une diminution de son gain. Pour cela, il existe plusieurs méthodes dont la contre-réaction drain-grille, grille-source ou drain-source, l'insertion d'une charge en entrée ou en sortie, ou encore la dégénérescence de la source. Ces différentes méthodes peuvent être à charges résistives ou réactives [88], [116].

Les méthodes résistives ont l'avantage d'être large bande car peu sensibles à la fréquence. Mais, leur inconvénient majeur est l'augmentation du facteur de bruit. C'est pour cette raison qu'il est plus judicieux d'utiliser une résistance en sortie plutôt qu'en entrée pour limiter la dégradation en bruit. Les méthodes réactives plus sensibles à la fréquence sont moins influentes sur la stabilité. Mais, elles ont l'avantage de ne pas dégrader ou du moins très peu le facteur de bruit.

4.2.1.5 Adaptation d'un transistor

L'adaptation d'un transistor est faite selon les performances recherchées en matière de gain et de bruit.

◇ Adaptation et gain

Différents types de gain peuvent être définis pour l'étude des amplificateurs. Nous nous intéressons uniquement aux gains transductique et en puissance.

Le gain transductique est le rapport de la puissance délivrée à la charge (P_C) à celle disponible à la source (P_S) :

$$G_T = \frac{P_C}{P_S} \quad (4.5)$$

Le gain en puissance est quant à lui défini par le rapport de la puissance délivrée à la charge par la puissance entrante dans le transistor (P_Q) :

$$G_T = \frac{P_C}{P_Q} \quad (4.6)$$

Pour un transfert maximum de puissance, une adaptation simultanée est nécessaire en entrée et en sortie du transistor. Cela n'est possible que lorsque le transistor est inconditionnellement stable. Dans ce cas, le gain transductique est maximum :

$$G_{Tmax} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (4.7)$$

◇ Adaptation et bruit

Le facteur de bruit F d'un amplificateur traduit la dégradation du rapport signal à bruit entre son entrée et sa sortie. Il dépend uniquement de l'impédance présentée à l'entrée du transistor (ou de son admittance Y_1) dont dépendent le facteur de bruit minimum F_{min} , l'admittance optimum de bruit Y_{opt} et la résistance équivalente de bruit R_N [88] :

$$F = F_{min} + \frac{R_N}{\Re(Y_1)} |Y_1 - Y_{opt}|^2 \quad (4.8)$$

En pratique, la plupart des amplificateurs sont à plusieurs étages, par exemple pour satisfaire le niveau de gain requis. Dans ce cas, l'évaluation du facteur de bruit globale se fait à l'aide de la formule de Friis, chaque étage étant un quadripôle de gain G_i et de facteur de bruit F_i :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (4.9)$$

Cette relation montre clairement une prépondérance du premier étage dans le facteur de bruit global. Les réseaux d'adaptation des différents étages doivent alors être minutieusement choisis pour optimiser les performances de la structure globale.

Bien souvent, les conditions d'un facteur de bruit minimum ne correspondent pas à celles qui maximisent le transfert de puissance. Il y a alors un compromis gain-bruit à faire pour le choix de l'adaptation en entrée dans la conception des amplificateurs faible bruit. La recherche de ce compromis peut être facilitée par une dégénérescence inductive qui, en plus de stabiliser le transistor, permet de rapprocher les cercles de gain et de bruit. Lorsque la taille du transistor est convenablement choisie, la dégénérescence inductive peut permettre une adaptation simultanée en bruit et en puissance avec un réseau d'entrée simple [117]. Le choix du réseau d'adaptation réside dans sa simplicité de façon à minimiser les pertes pour ne pas ou du moins peu dégrader le facteur de bruit.

4.2.1.6 Non-linéarités d'un amplificateur

Les non-linéarités sont des caractéristiques essentielles qui traduisent la distorsion d'amplitude des signaux en sortie des amplificateurs. Elles sont caractérisées par le point de compression à 1 dB (P_{1dB}) à partir d'un certain niveau du signal d'entrée, et la linéarité imparfaite de la fonction de transfert des amplificateurs, quel que soit les niveaux des signaux d'entrée. Cette dernière est caractérisée par les produits d'intermodulation.

◇ Point de compression à 1 dB

Le point de compression à 1 dB est le point pour lequel la puissance de sortie est de 1 dB en dessous de celle qu'aurait donné un amplificateur parfaitement linéaire de même gain. A ce point, on définit les puissances d'entrée P_{E1dB} et de sortie P_{S1dB} , figure 4.20. Le point de compression à 1 dB est défini pour un signal d'entrée mono-fréquence.

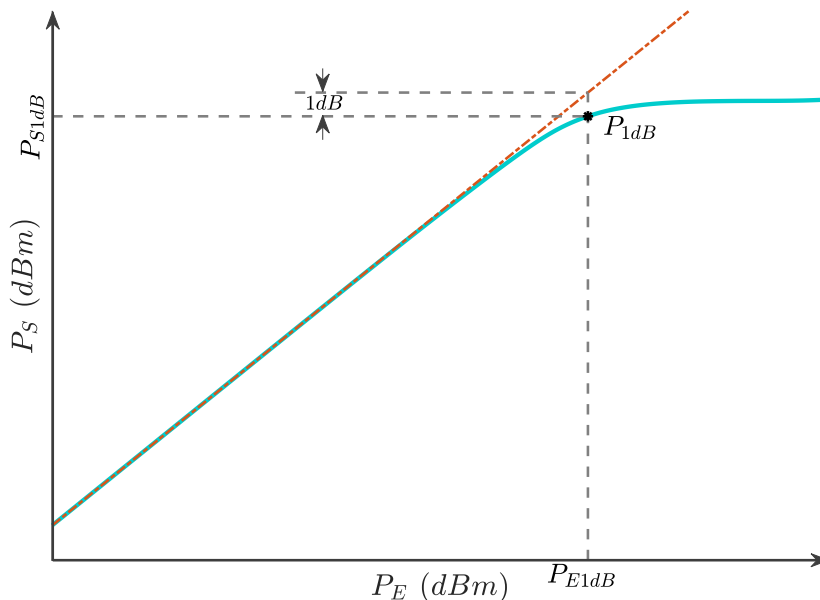


FIGURE 4.20 – Illustration du point de compression à 1 dB

◇ Produits d'intermodulation

Un amplificateur non-linéaire produit à sa sortie des signaux à partir des fréquences fondamentales appliquées à son entrée : les harmoniques et les produits d'intermodulation IM . Les harmoniques sont des multiples des fréquences fondamentales et sont moins gênantes. Les IMs sont des combinaisons des fréquences fondamentales (f_1 et f_2). Les IMs d'ordre impair ($IM_3 = 2f_1 - f_2$ et $2f_2 - f_1$, $IM_5 = 3f_1 - 2f_2$ et $3f_2 - 2f_1$, etc.) sont particulièrement gênants, car ils se trouvent dans la bande utile et ne peuvent donc être filtrés. Les IMs sont définis pour un signal d'entrée deux tons, figure 4.21. La caractérisation des produits d'intermodulation se fait à l'aide du point d'interception d'ordre i (IP_i), défini par l'interception des tangentes aux courbes des puissances

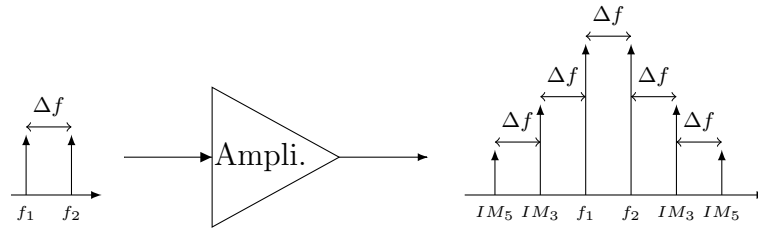
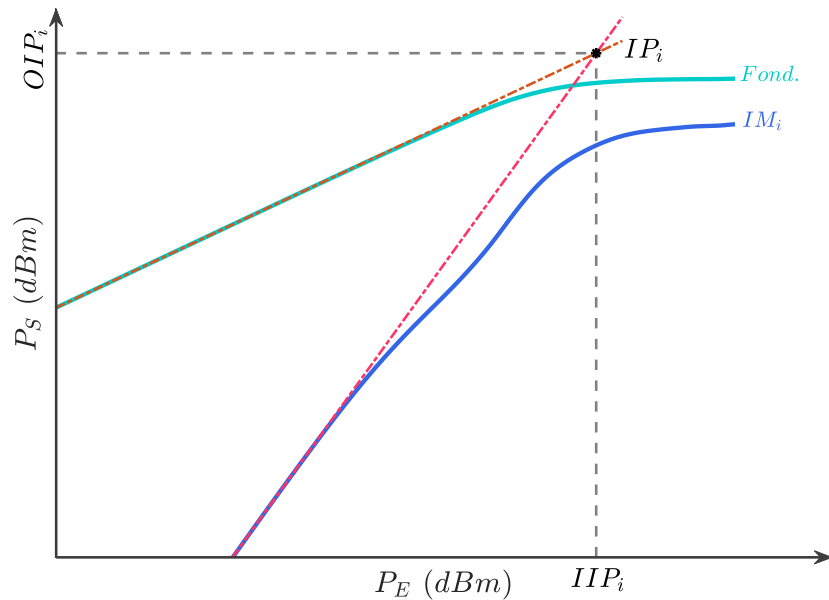


FIGURE 4.21 – Produits d’intermodulation en sortie d’un amplificateur

de la fondamentale (*Fond.*) et du produit d’intermodulation d’ordre i (IM_i). A ce point, on définit les puissances d’entrée IIP_i (“Input i^{th} order Intercept Point”) et de sortie OIP_i (“Output i^{th} order Intercept Point”), figure 4.22.


 FIGURE 4.22 – Illustration du point d’interception d’ordre i

Une autre façon de caractériser les produits d’intermodulation est de définir le rapport entre la puissance de la fondamentale et celle de l’ IM à l’ordre voulu. Ce rapport exprimé en dBc (“dB to carrier”) traduit le niveau de puissance de l’ IM par rapport à la fondamentale.

4.2.2 Conception des LNAs

Pour illustrer la procédure de conception des LNAs, nous détaillerons uniquement le “design” du LNA_2 (voir figure 3.13), les autres LNAs étant conçu de la même façon. La conception est réalisée sous ADS (Advanced Design System) Keysight.

4.2.2.1 Choix du transistor et polarisation

Tout d'abord, pour des raisons de simplicité et compte tenu de différents tests en simulation, la topologie source commune a été retenue pour la conception des LNAs. Pour optimiser les performances d'un amplificateur, les dimensions du transistor et le point de polarisation doivent être proprement choisis. La taille du transistor est sélectionnée de façon à assurer le meilleur compromis gain-bruit pour le point de polarisation optimale, figure 4.26. Une étude paramétrique nous a permis de choisir un transistor à 2 doigts de grille et une tension $V_{DS} = 1$ V.

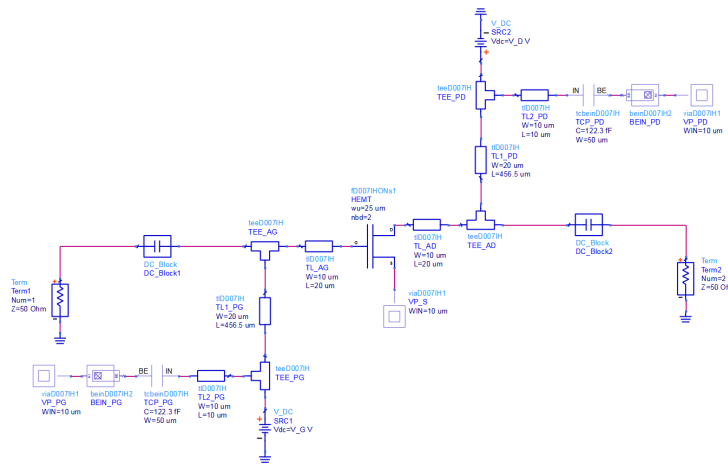


FIGURE 4.23 – Schéma de polarisation par lignes quart d’onde

Le circuit de polarisation a été réalisé avec des lignes quart d’onde, figure 4.23. Des capacités de découplage sont utilisées pour diriger les fuites RF vers la masse à l’aide de via. Par soucis de simplification, les capacités de liaison ont été considérées idéales. La figure 4.24 présente l’évolution des paramètres K et B permettant d’évaluer la stabilité du transistor. Elle traduit une stabilité critique en deçà de 60 GHz.

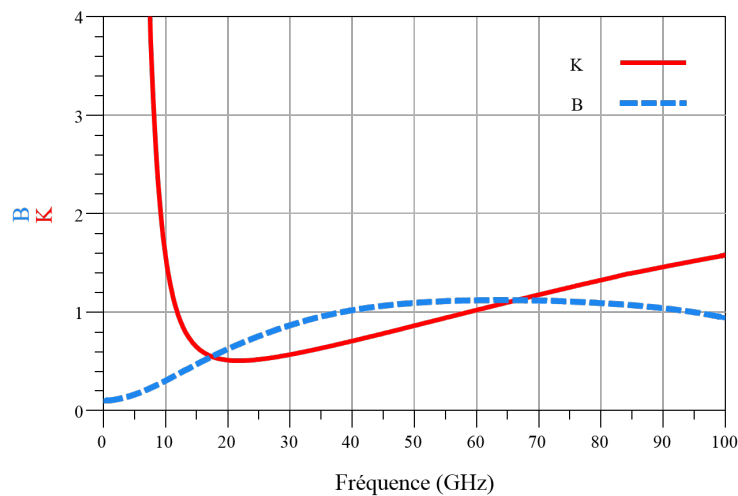


FIGURE 4.24 – Stabilité du transistor : paramètres K et B

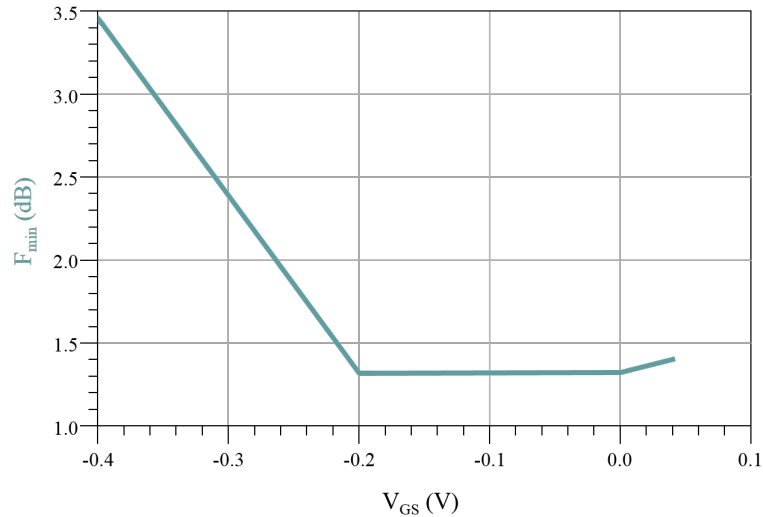


FIGURE 4.25 – Facteur de bruit minimum en fonction de V_{GS} à 60,2 GHz

Pour déterminer le point de polarisation optimale, nous avons étudié la variation du facteur de bruit minimum en fonction de la tension V_{GS} , figure 4.25.

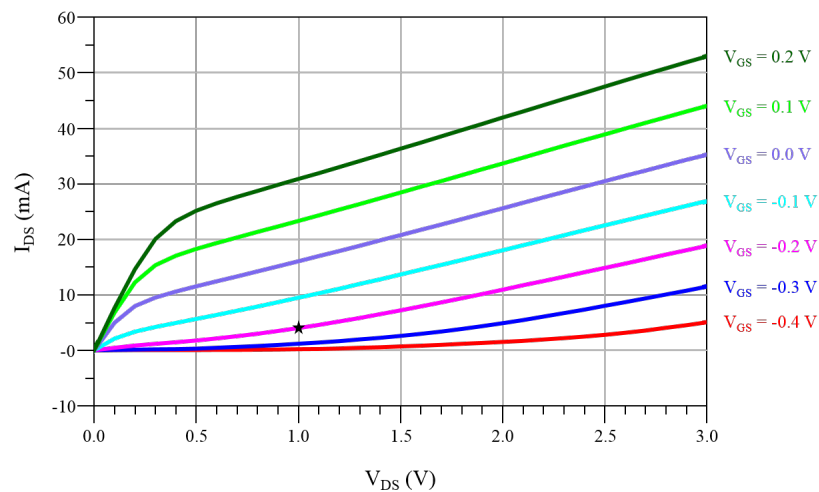


FIGURE 4.26 – Caractéristique de sortie et point de polarisation

Le point de polarisation est alors choisi en considérant le bruit, le gain maximum disponible, mais aussi la consommation. Il est illustré (\star) sur la figure 4.26 et correspond à un courant I_{DS} d'environ 4 mA et une tension $V_{DS} = 1$ V. La caractéristique de transfert a été vérifiée et la tension de pincement est d'environ -0,5 V.

4.2.2.2 Stabilité et compromis gain bruit

Pour minimiser les écarts de simulation lors du passage au “layout”, nous avons fixé les circuits de polarisation et les accès du transistor à partir de leur modèle électromagnétique dès le début de la conception. Une résistance a été ajoutée dans le circuit de polarisation pour améliorer la stabilité en basse fréquence. Cette dernière

pouvant affecter les performances en gain et en bruit, elle doit être minutieusement choisie.

Pour assurer une stabilité inconditionnelle, une dégénérescence inductive a été utilisée. Celle-ci a été réalisée avec une ligne de transmission. La longueur de la ligne est choisie de façon à assurer simultanément la stabilité et un meilleur compromis gain-bruit. La figure 4.27 illustre les évolutions du facteur de stabilité K et du paramètre B suivant la fréquence pour une dégénérescence avec une ligne de $10 \times 70 \mu m^2$.

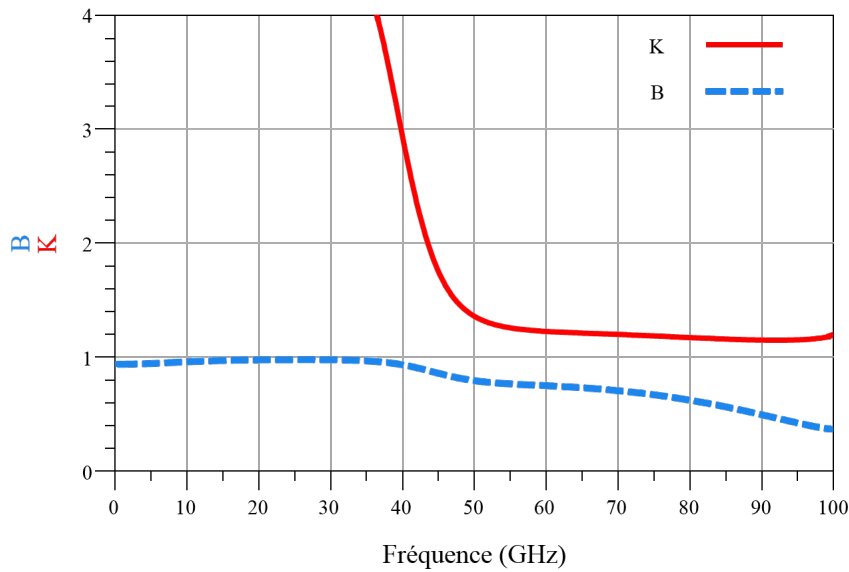


FIGURE 4.27 – Paramètres K et B avec dégénérescence de la source

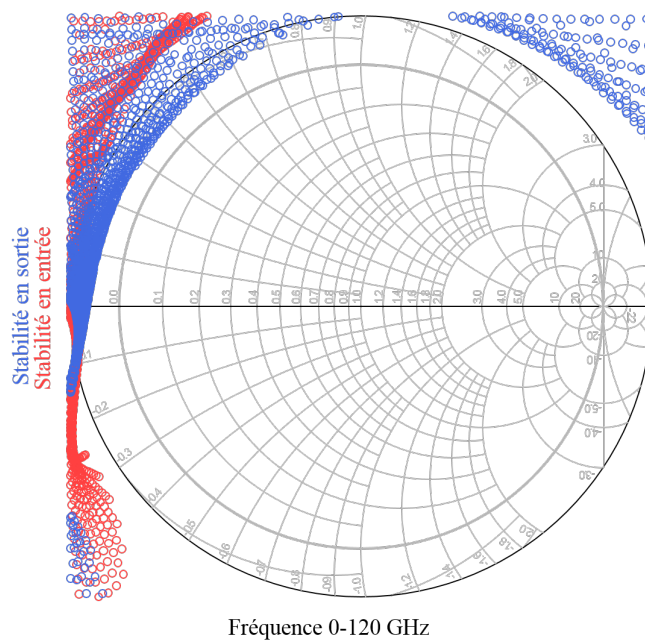


FIGURE 4.28 – Cercles de stabilité avec dégénérescence de la source

Avec cette dégénérescence et le circuit de polarisation, le transistor devient inconditionnellement stable, figure 4.28, les cercles de stabilité se trouvant en dehors du cercle unitaire de l'abaque de Smith. En outre, le rapprochement des cercles de gain et de bruit est assuré, figure 4.29 afin de permettre une adaptation en entrée avec un bon compromis gain-bruit.

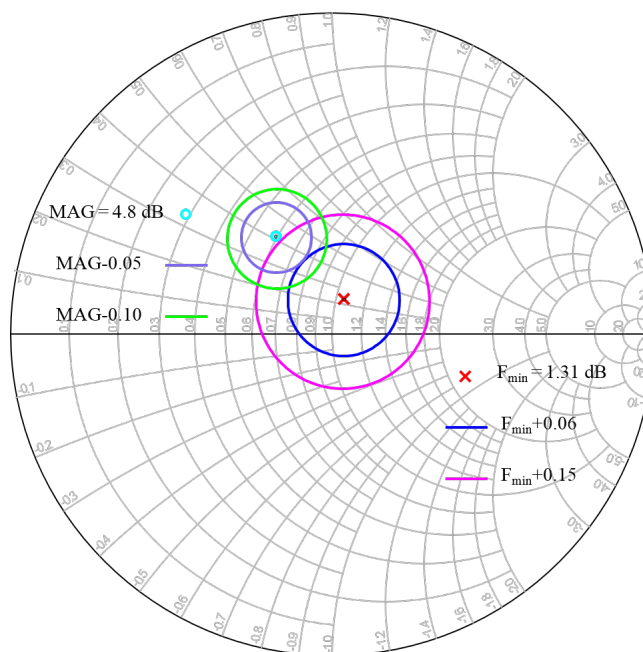


FIGURE 4.29 – Cercles de gain et de bruit à 60,2 GHz

Le facteur de bruit minimum $F_{min} = 1,31$ dB et le gain maximum disponible (en anglais maximum available gain, MAG) est de 4,8 dB.

4.2.2.3 LNA multi-étage

Pour satisfaire les spécifications techniques des LNAs établies au chapitre 3, notamment en matière de gain, nous avons eu recours à une structure à trois étages, figure 4.30. Les transistors sont identiques pour les différents étages. Ils sont dégénérés de la même manière pour que la structure globale soit inconditionnellement stable.

Les éléments tels que les circuits de polarisation, pads (DC et RF), tronçons de lignes d'accès aux transistors et capacités de liaison ont été fixés à partir de leur modèles électromagnétiques. Cette démarche a permis d'alléger la conception, puisque seuls les réseaux d'adaptation seront alors optimisés lors du passage au "layout". Le métal IN a été utilisé pour l'ensemble des lignes de transmission. Tous les condensateurs sont réalisés avec les capacités MIM ($\text{SiN} + \text{SiO}_2$) formées avec les couches métalliques BE et IN.

Le premier étage est conçu de façon à minimiser le bruit tout en assurant un minimum de gain. Son adaptation permet alors d'obtenir un facteur de bruit de 1,4 dB et un

gain de 4,4 dB.

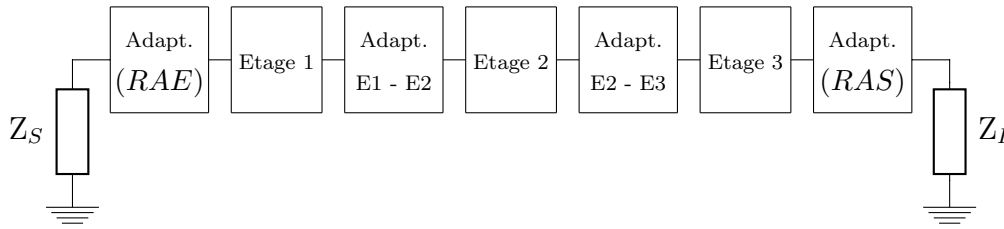


FIGURE 4.30 – Structure du LNA à 3 étages

L'adaptation du deuxième étage est assez proche de celle du premier étage, pour ne pas trop dégrader le facteur de bruit global. Cette étage présente un gain de 4,56 dB et un facteur de bruit de 1,45 dB.

La relation de Friis, équation (4.9), montre que le facteur de bruit du troisième étage influence très peu celui de l'ensemble de la structure. C'est pour cette raison que cet étage est adapté au maximum de gain disponible.

Les topologies des réseaux d'adaptation en entrée, en sortie, mais aussi inter-étages peuvent être distinguées sur le schéma électrique du LNA présenté à la figure 4.31.

Aux hautes fréquences et particulièrement à 60 GHz, les écarts entre les simulations schématiques ("schematic") et électromagnétiques ("layout") sont souvent considérables selon la précision des modèles des composants passifs liée à la technologie. Pour minimiser ces écarts, le LNA est conçu en partie en considérant les résultats des simulations électromagnétiques des composants pris séparément. Par ailleurs, des optimisations progressives ont été faites de façon à maximiser au mieux les performances globales du LNA. Avec la technologie D007IH, la modélisation des lignes de transmission est assez bien précise à 60 GHz alors que celle des capacités est plus critique.

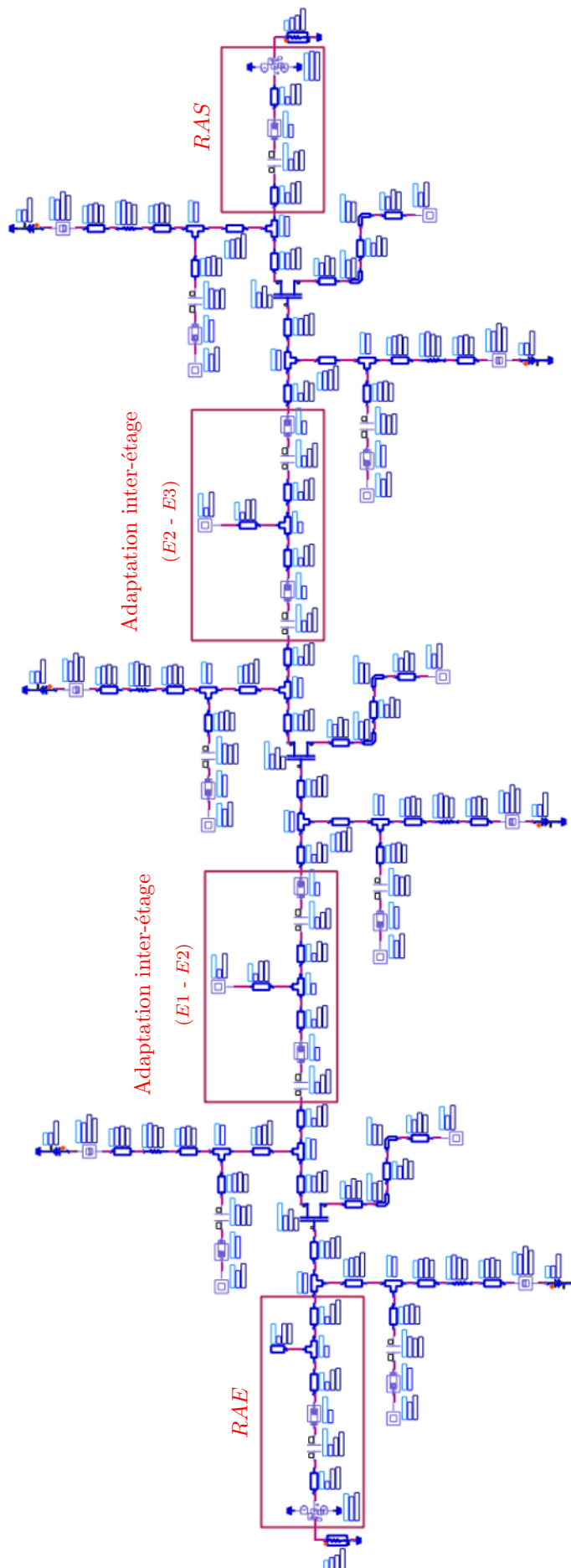


FIGURE 4.31 – Schéma électrique du LNA : illustration des réseaux d'adaptation

Le masque du LNA à 60,2 GHz est présenté à la figure 4.32. Ses dimensions sont de 1,29 x 1,56 mm². Les performances issues des simulations électromagnétiques sont données dans les figures 4.34, 4.33 et 4.35. Ces figures présentent une comparaison

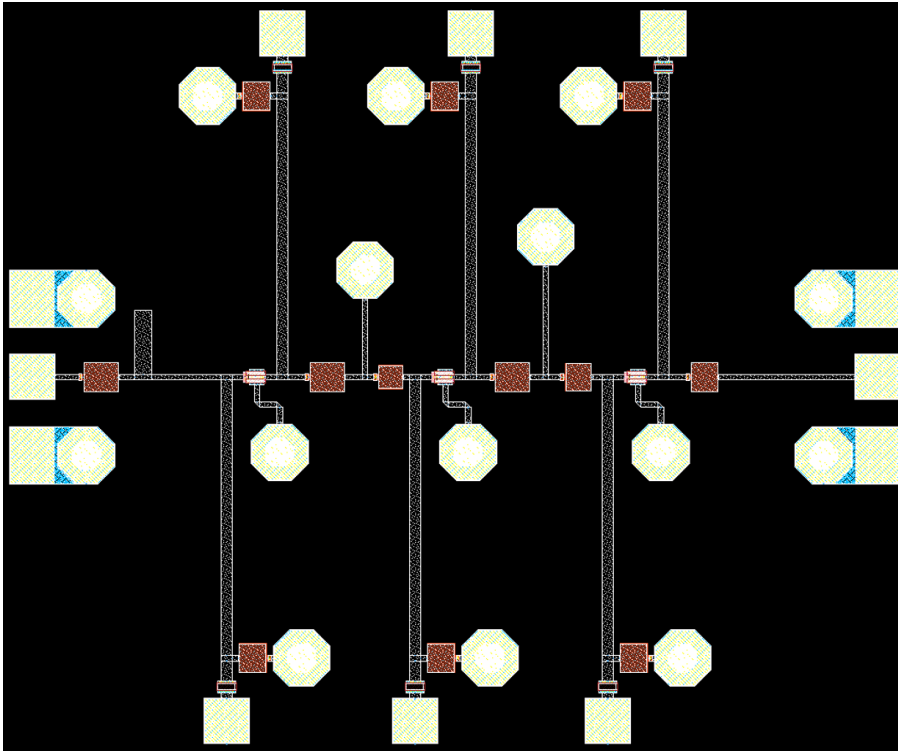


FIGURE 4.32 – Masque du LNA à 60,2 GHz

entre les résultats lorsque les simulations électromagnétiques des éléments du circuit sont effectuées de façon partielle (indice p) et ceux de la simulation “post-layout” de la structure globale du LNA (indice g).

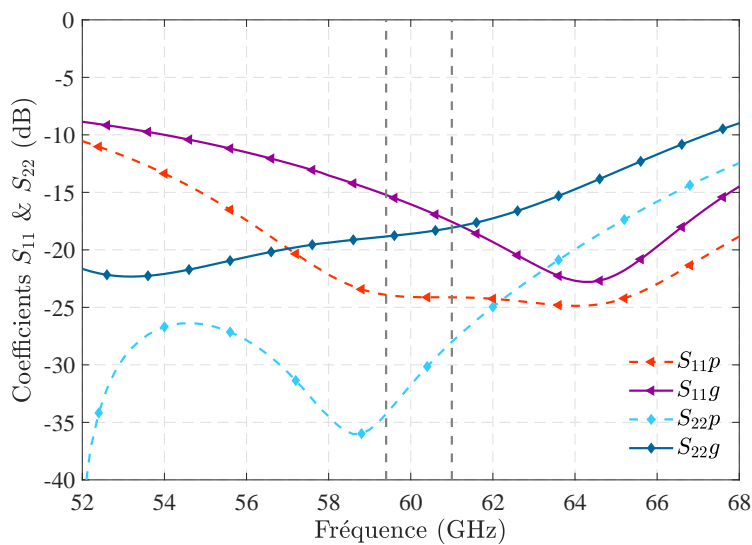


FIGURE 4.33 – Coefficients de réflexion S_{11} et S_{22}

Les résultats présentent des écarts liés aux phénomènes de couplage entre les différents éléments du LNA qui ne sont pas pris en compte dans les simulations partielles de ces éléments. Ces couplages se traduisent par une dégradation des performances du circuit, plus ou moins prononcée. En l'occurrence, dans notre cas, on peut distinguer sur la figure 4.33, les remontées des coefficients de réflexion aussi bien en entrée qu'en sortie, mais aussi une légère amélioration du coefficient S_{21} et du facteur de bruit, figures 4.34 et 4.35. Il est très difficile d'estimer ces couplages. Toutefois, une ré-optimisation a été faite (voir section 4.2.3) pour minimiser les remontées des coefficients de réflexion.

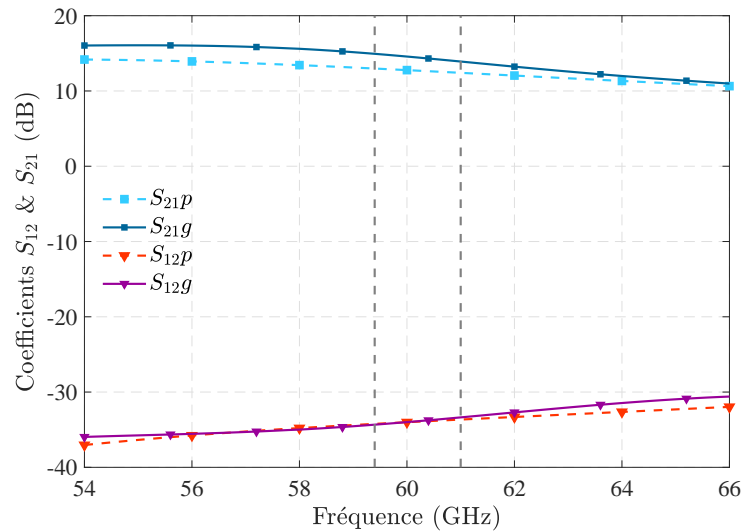
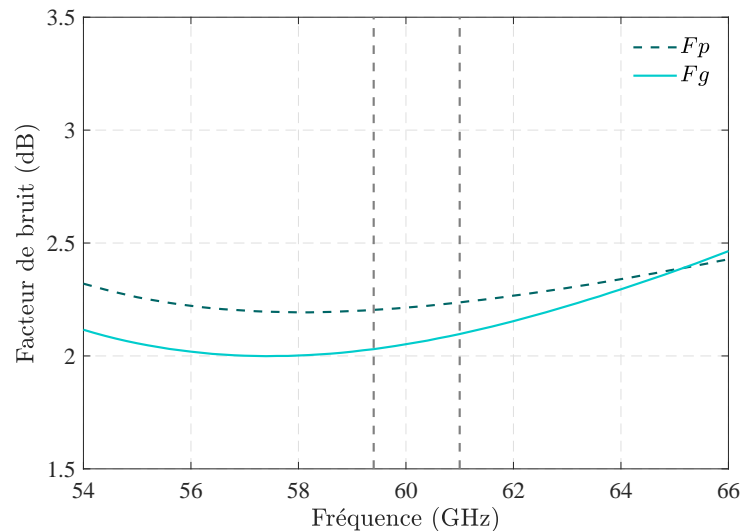
FIGURE 4.34 – Coefficients S_{21} et S_{12} 

FIGURE 4.35 – Facteur de bruit

Le circuit est inconditionnellement stable de 0 à plus de 100 GHz, figure 4.36. Sa consommation totale est de 13,5 mW avec courant de drain d'environ 4,1 mA par transistor. Les caractéristiques non-linéaires du LNA sont présentées sur les figures 4.37, 4.38 et 4.39.

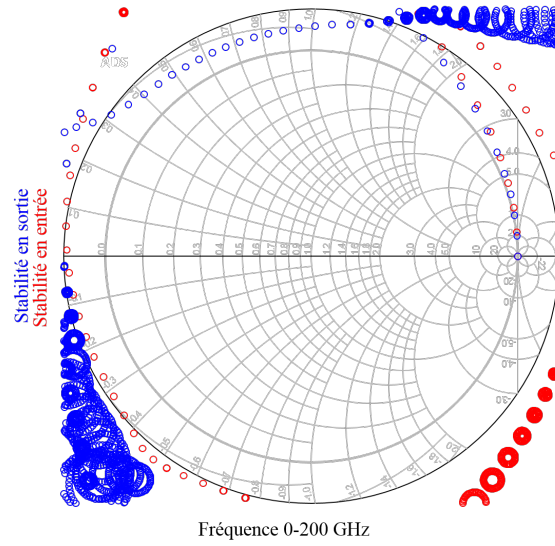


FIGURE 4.36 – Cercles de stabilité du LNA

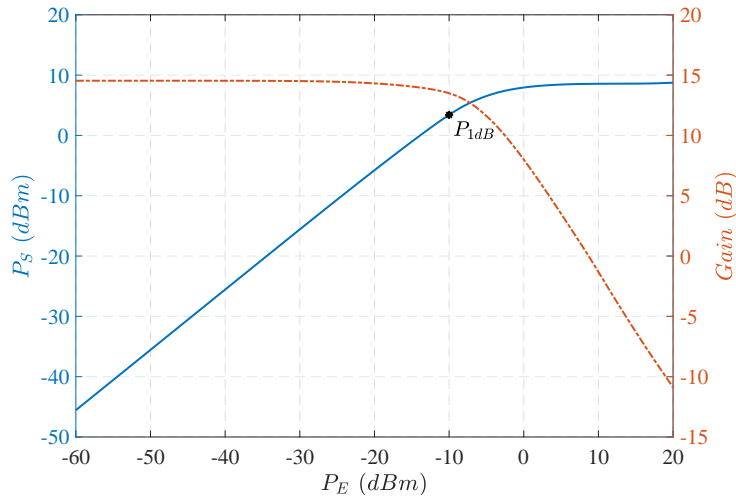


FIGURE 4.37 – Gain et linéarité : Point de compression à 1 dB

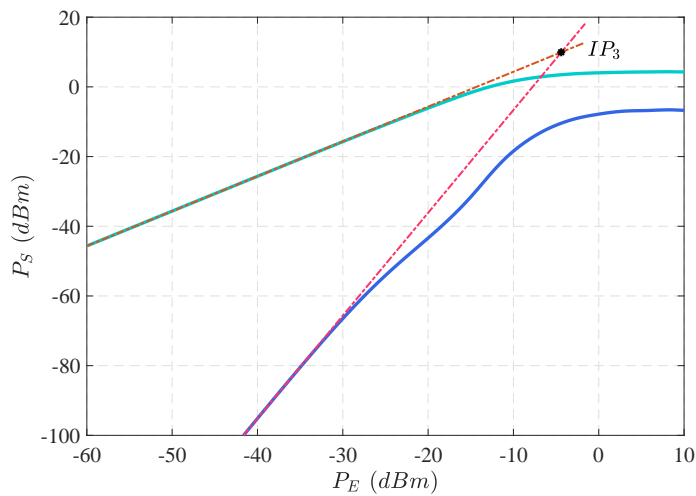


FIGURE 4.38 – Point d'interception d'ordre 3 (IP₃)

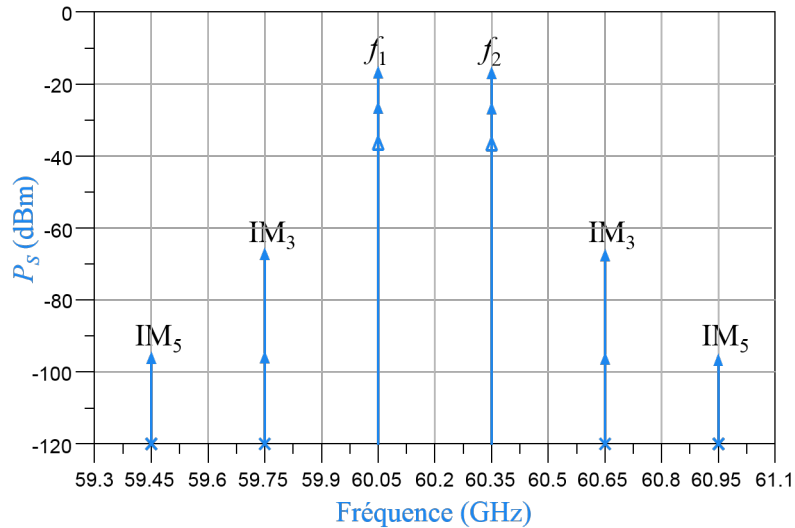


FIGURE 4.39 – Produits d'intermodulation d'ordre 3 et 5

Tableau 4.4 – Non-linéarité : relations de puissance

P_E (dBm)	P_{f_1} (dBm)	P_{IM_3} (dBm)	P_{IM_5} (dBm)
-50	-36	-125	-194
-40	-26	-95	-144
-30	-16	-66	-96

Pour différentes puissances d'entrée, le tableau 4.4 vérifie les relations de puissance entre les raies fondamentales (f_1 et f_2), les points d'interception IP_3 et IP_5 et les produits d'intermodulation IM_3 et IM_5 . Ces relations traduisent des variations de puissance (en dB) 3 fois et 5 fois plus importantes respectivement pour l' IM_3 et l' IM_5 par rapport à la variation de puissance de la raie fondamentale. On note ainsi une réjection de plus de 50 dBc de l' IM_3 et d'environ 80 dBc de l' IM_5 par rapport à la fondamentale pour une puissance d'entrée de -30 dBm.

Les résultats obtenus satisfont nettement le cahier des charge établie en 3.14. On note un gain de 14,5 dB et un facteur facteur de bruit de 2,06 dB à 60,2 GHz. L'isolation inverse est d'environ -34 dB à 60,2 GHz et les coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} sont inférieures à -15 dB dans la bande de fonctionnement du LNA (59,4-61 GHz). La bande passante du circuit à -3 dB (pour $S_{11} < -10$ dB et $S_{22} < -10$ dB) s'étend de 54 à 65 GHz avec une fluctuation d'environ 0,38 dB en matière de facteur de bruit. Dans la bande utile, la variation du gain est d'environ 1 dB et celle du facteur de bruit est inférieure à 0,1 dB.

Pour les autres LNAs, leurs masques et l'ensemble de leurs résultats sont fournis en annexe C. Le tableau 4.5 résume les caractéristiques des quatre LNAs de l'architecture.

Tableau 4.5 – Caractéristiques des LNAs

Paramètres	LNA ₁	LNA ₂	LNA ₃	LNA ₃
	@57,8 GHz	@60,2 GHz	@62,8 GHz	@65,2 GHz
G (dB)	14,8	14,5	14,1	13,0
F (dB)	1,98	2,06	2,12	2,25
S_{11} (dB)	-16,6	-16,3	-18,1	-17,2
S_{22} (dB)	-17,3	-18,5	-17,3	-21,3
S_{12} (dB)	-36,7	-33,9	-34,4	-35,3
IP_{1dB} (dBm)	-10,7	-10,0	-10,5	-8,8
OP_{1dB} (dBm)	3,1	3,4	2,6	3,2
IIP_3 (dBm)	-5,2	-4,4	-5,1	-4,0
OIP_3 (dBm)	9,5	9,9	8,8	8,9
P_{DC} (mW)	13,46	13,46	13,46	13,46
Taille (mm²)	1,33 x 1,58	1,29 x 1,56	1,26 x 1,44	1,23 x 1,41

4.2.3 Optimisation du LNA pour la réalisation

Pour réaliser notre LNA, une optimisation du “layout” est nécessaire pour respecter les dimensions de découpe de la technologie. Les dimensions de la puce visée sont de 1 x 1,5 mm² en y x x . Pour des questions de coût, seul le LNA₂ (voir figure 3.13) sera réalisé. L’optimisation des dimensions du LNA s’est faite en trois grandes étapes :

- Tout d’abord, nous avons commencé par réduire la taille des circuits de polarisation de façon à ce que le LNA ne dépasse pas 1 mm en y . Cela s’est fait en remplaçant les lignes quart d’onde par des lignes méandrées équivalentes.
- L’utilisation des lignes méandrées modifie plus ou moins les impédances présentées en entrée et en sortie des transistors. Dès lors, une optimisation des circuits d’adaptation est nécessaire pour minimiser la dégradation des performances du LNA. Par ailleurs, la disposition des capacités et des inductances parallèles a été adaptée de façon à réduire la taille globale du circuit tout en minimisant les couplages potentiels.
- Enfin, une simulation électromagnétique de la structure a été faite dans un premier temps sans les réseaux d’adaptation en entrée et en sortie (RAE et RAS). Ceux-ci ont ensuite été ré-optimisés avant la simulation électromagnétique finale du LNA. Cette méthode d’optimisation a permis de limiter les remontées des coefficients (S_{11} et S_{22}) et de garantir les performances requises en matière de gain et de bruit.

Le LNA ainsi optimisé occupe alors une surface de $1 \times 1,47 \text{ mm}^2$, figure 4.40 et consomme environ 13,5 mW. Ses paramètres S et son facteur de bruit sont présentés sur les figures 4.41 et 4.42. Ses caractéristiques non-linéaires sont données sur les figures 4.43 et 4.44.

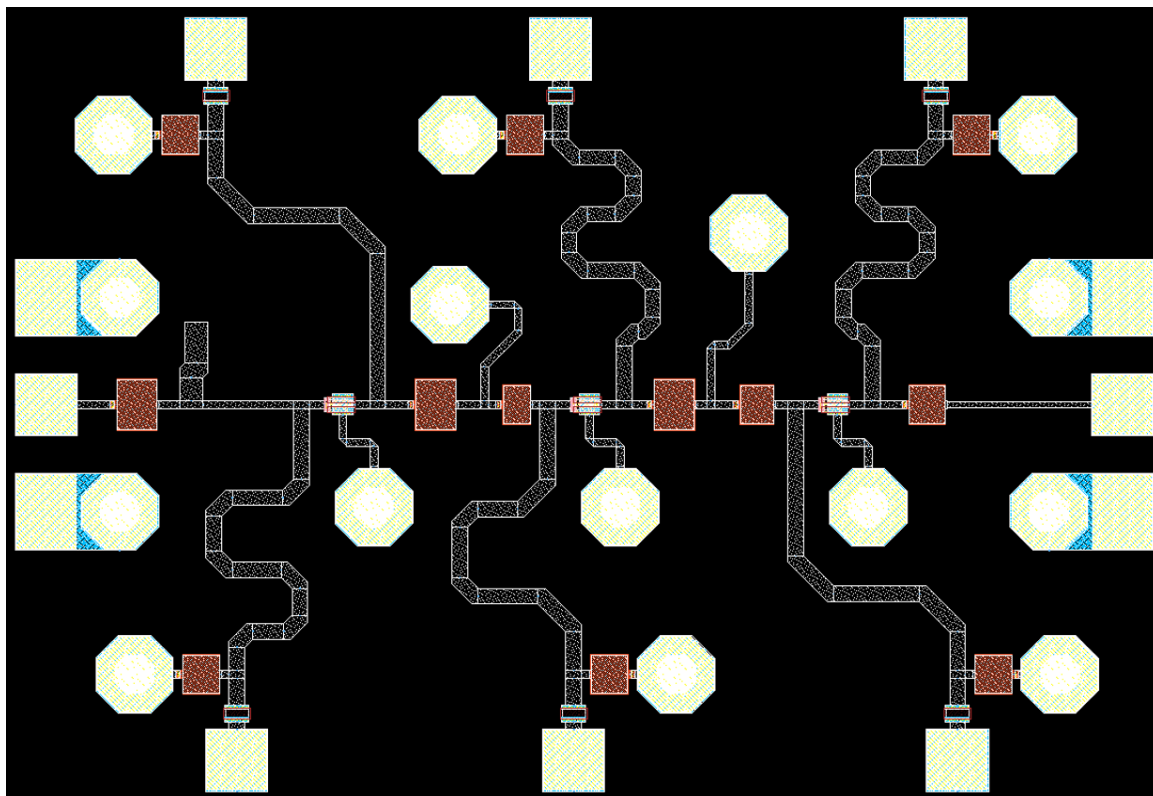


FIGURE 4.40 – Masque du LNA optimisé à 60,2 GHz

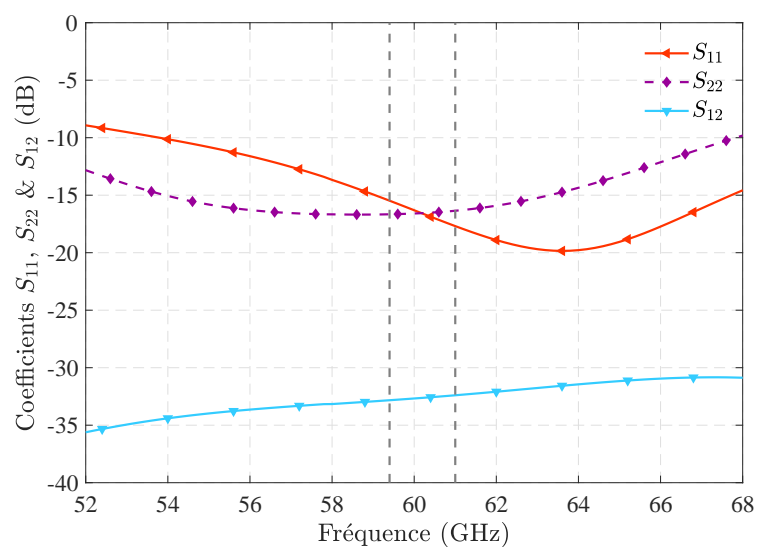


FIGURE 4.41 – Coefficients S_{11} , S_{22} et S_{12} du LNA optimisé

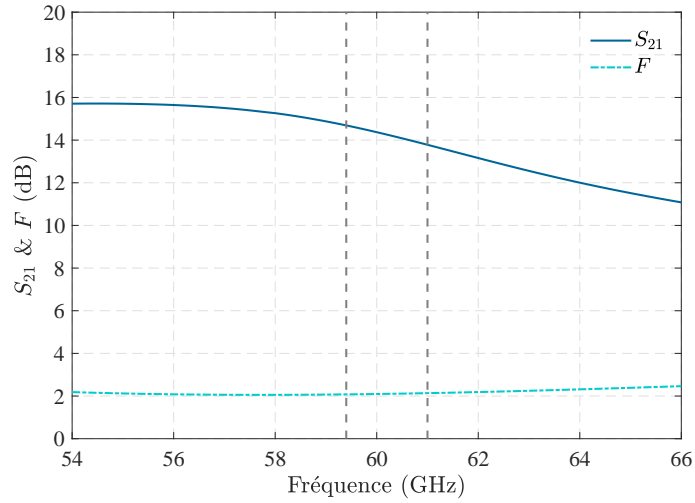


FIGURE 4.42 – Coefficients S_{21} et facteur de bruit du LNA optimisé

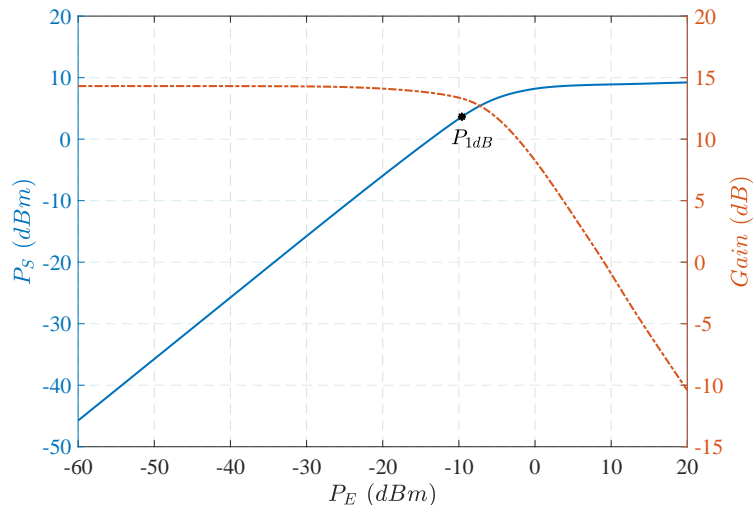


FIGURE 4.43 – Gain et point de compression à 1 dB du LNA optimisé

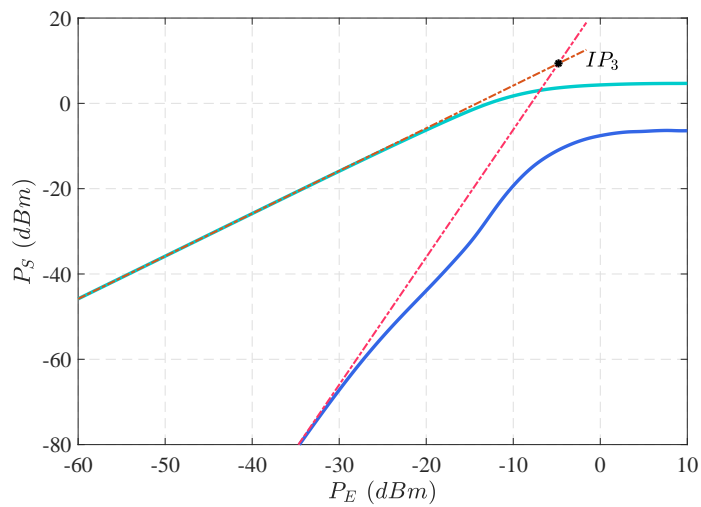


FIGURE 4.44 – Point d'interception d'ordre 3 (IP_3) du LNA optimisé

La dernière étape de la conception est l'analyse du rendement de fabrication. Elle concerne essentiellement les transistors, les capacités et les résistances. Le rendement de fabrication obtenu avec une analyse statistique est de 95,8%. Le tableau 4.6 résume les performances du LNA optimisé en comparaison avec celles du LNA₂. Les deux LNAs présentent des performances quasi-identiques dans la bande utile pour une même consommation. Le LNA optimisé satisfait le cahier des charges permettant d'atteindre les performances système souhaitées et respecte les dimensions de découpe de la technologie pour la fabrication.

Tableau 4.6 – Caractéristiques du LNA optimisé

Paramètres	LNA ₂	LNA optimisé
G (dB)	14,5	14,3
F (dB)	2,06	2,10
S_{11} (dB)	-16,3	-16,6
S_{22} (dB)	-18,5	-16,6
S_{12} (dB)	-33,9	-32,6
IP_{1dB} (dBm)	-10	-9,6
$OIP3$ (dBm)	9,9	9,4

4.3 Simulation système et performances

4.3.1 Simulation système

Dans cette partie, nous présentons une simulation de l'ensemble du système de détection multi-bande présenté dans le chapitre 3. L'implémentation est faite sous ADS Keysight, figure 4.45. Dans la suite, nous détaillerons uniquement la modélisation de la cible et de l'antenne de réception ainsi que les allures des signaux dans les différents étages du récepteur.

Les impulsions sont produites par un même générateur large bande 57-66 GHz de fréquence porteuse centrée à 61,5 GHz. Elles occupent alors une durée d'environ 111 ps. Leur période de répétition est fixée à 20 ns pour assurer une détection sans ambiguïté de 3 m. Du fait de la répartition non homogène de la puissance spectrale sur l'ensemble de la bande, une égalisation des puissances est faite par filtrages successifs de manière judicieuse. Pour cela, des filtres de Chebyshev sont utilisés du fait de leur ondulation dans la bande passante.

Des amplificateurs de puissance à structure différentielle sont utilisés pour, à la fois, la division et la pré-amplification. Les impulsions sont ensuite sélectionnées dans les différentes bandes à l'aide d'un banc de filtres (de bande passante 1,6 GHz). Ce banc est ici modélisé par des filtres elliptiques du fait qu'ils présentent une meilleure raideur par rapport aux autres filtres classiques avec un ordre équivalent.

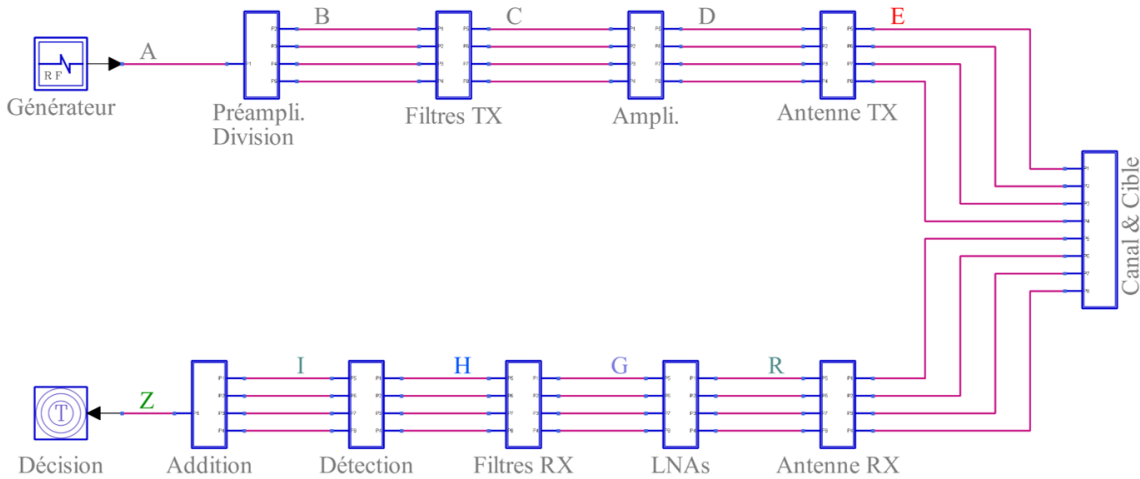


FIGURE 4.45 – Implémentation de l'architecture multi-bande sous ADS Keysight

Les impulsions ainsi sélectionnées sont amplifiées puis transmises simultanément dans les différentes bandes via une même antenne. L'antenne possède 9 GHz de bande autour de 61,5 GHz, soit une bande passante relative de 14,6%. Elle est modélisée par un filtre de Bessel et un amplificateur idéal pour son gain. En effet, la bande passante des signaux transmis étant relativement étroite, le filtre de Bessel est mieux adapté pour modéliser un retard de groupe identique pour toutes les fréquences dans chaque bande.

Le modèle de la cible comprend l'atténuation en espace libre du trajet aller-retour de l'onde, le retard de l'impulsion et la surface équivalente radar de la cible dans les différentes bandes de fréquences, figure 4.46.

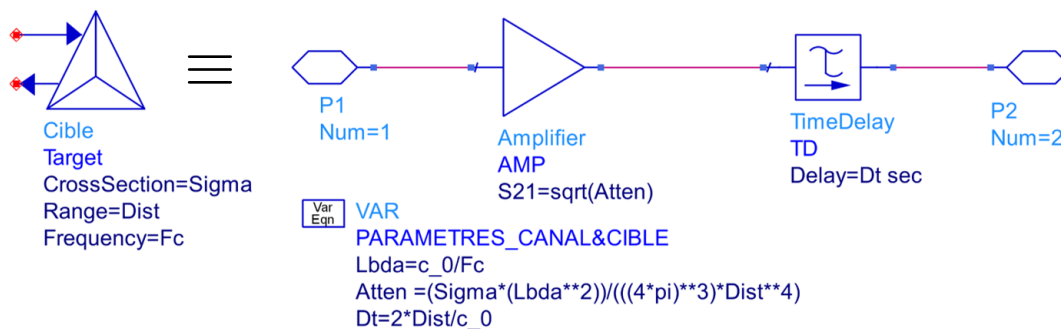


FIGURE 4.46 – Modélisation de la cible et du canal en espace libre

En réception, un générateur de bruit est rajouté au modèle de l'antenne, figure 4.47.

Dans ce modèle, la puissance du bruit est équivalente à celle qu'aurait captée une antenne de même bande passante. La figure 4.48 illustre les allures des impulsions émises dans les différentes bandes et leurs échos (captés par l'antenne de réception) en présence d'une cible de SER donnée, située à une distance de 1 m.

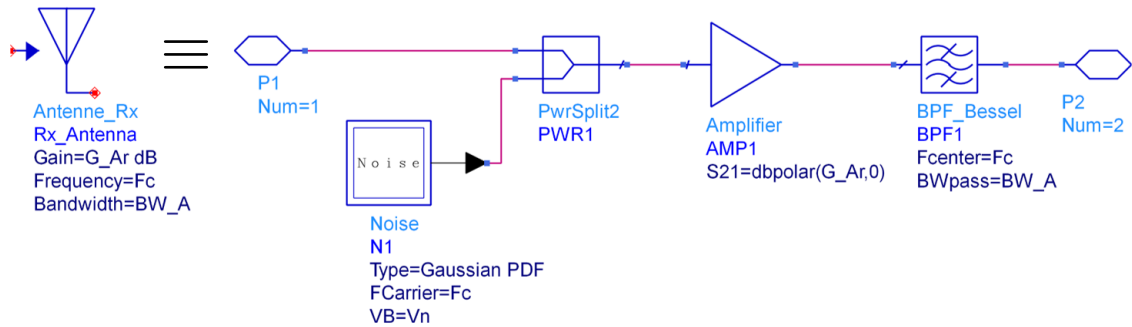


FIGURE 4.47 – Modélisation de l'antenne de réception

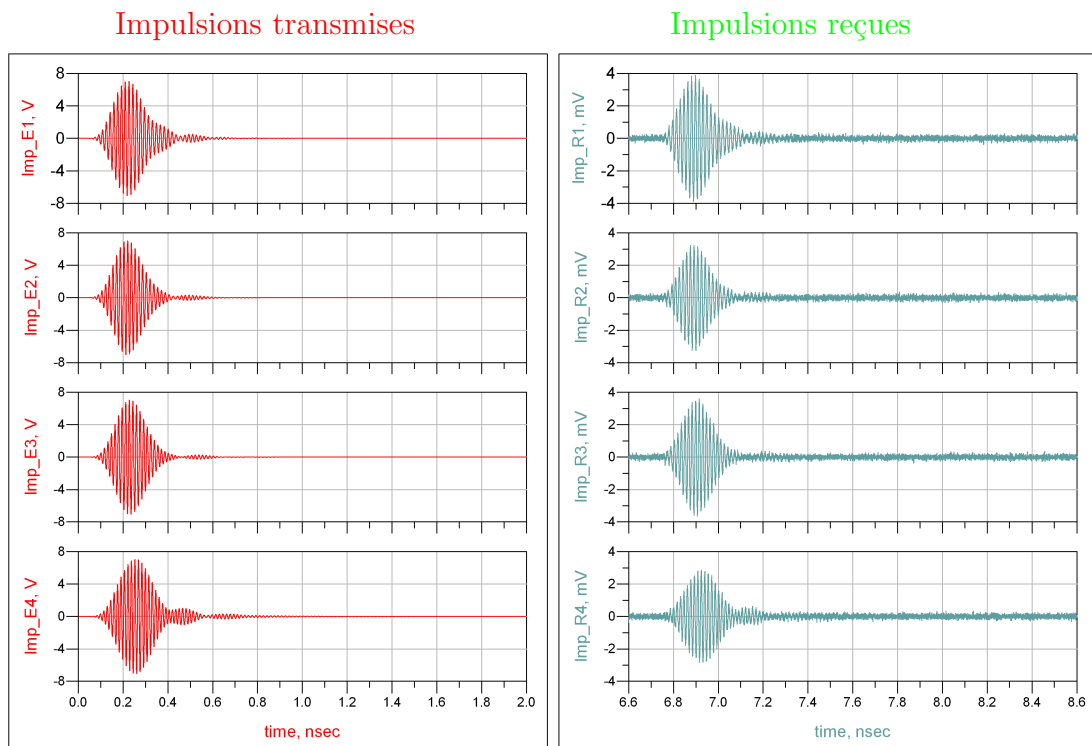


FIGURE 4.48 – Allures des impulsions transmises et reçues

Les impulsions récupérées par l'antenne de réception sont rehaussées par les LNAs dans les différentes bandes. Les caractéristiques des LNAs conçus, tableau 4.5 sont utilisées. Après les LNAs, un banc de filtre est utilisé pour supprimer les signaux non désirés et sélectionner uniquement ceux compris dans les bandes. La figure 4.49 montre les allures temporelles des impulsions en sortie des LNAs et du banc de filtre.

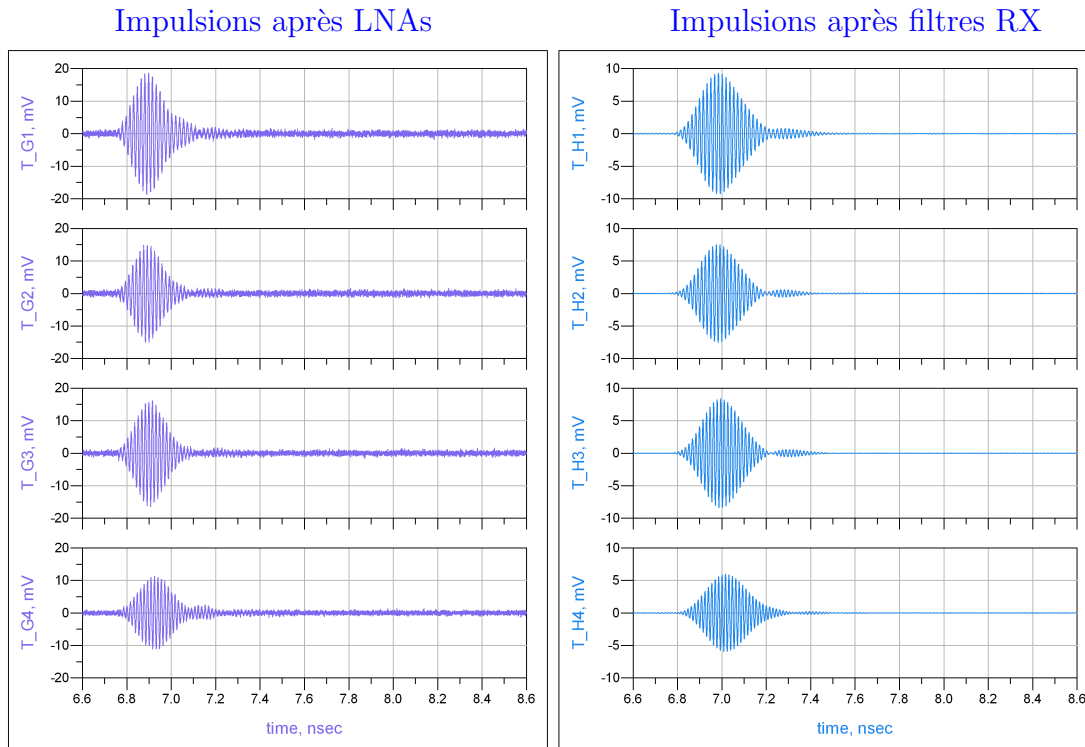


FIGURE 4.49 – Allures des impulsions en sortie des LNAs et des filtres

La dernière étape de l'implémentation est le traitement des impulsions et la décision. Elle comprend la détection de l'enveloppe des impulsions, leur intégration, leur addition et la comparaison. L'intégration est appliquée dans chaque bande pour tenir compte

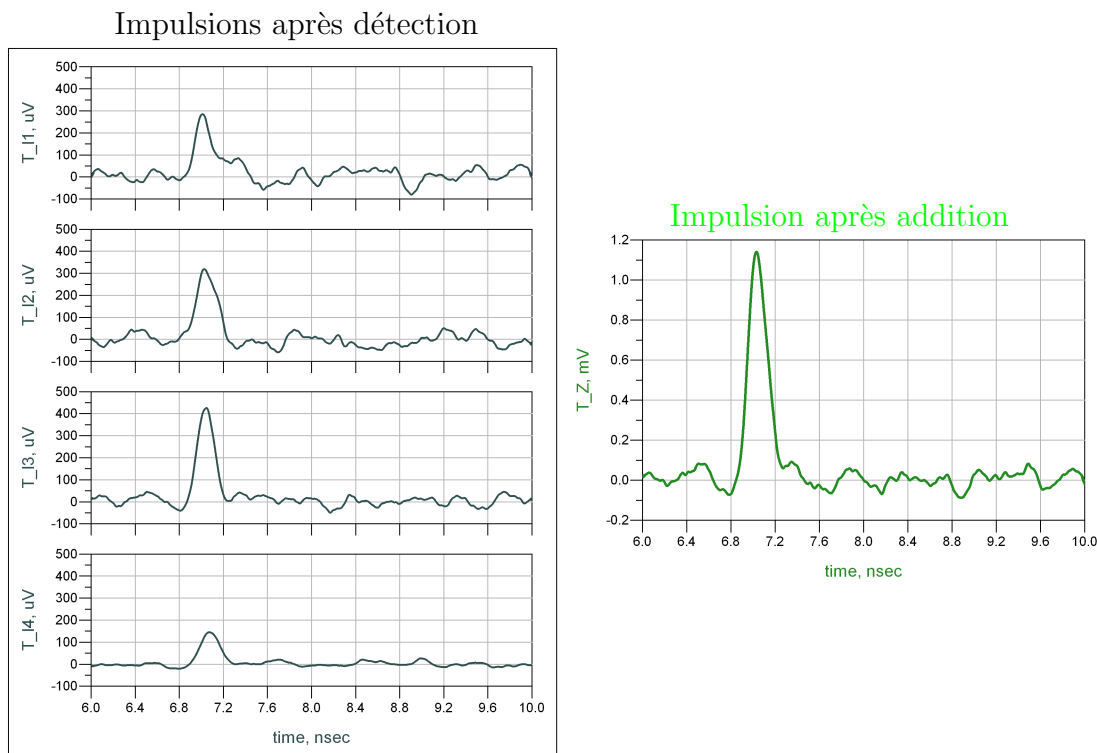


FIGURE 4.50 – Allures des impulsions en sortie des détecteurs d'enveloppe

de l'étalement de l'énergie de l'impulsion dû aux filtrages, mais aussi de l'étalement du canal et à la réflexion sur la cible. Elle n'est pas modélisée par soucis de simplification. Sa durée peut être limitée par la résolution en distance souhaitée. Pour des raisons de simplicité, l'intégration n'est pas prise en compte dans la suite. A chaque instant de décision, les signaux issus simultanément des quatre bandes sont additionnés puis soumis à une comparaison (voir figure 3.11). Le seuil de détection est défini par la probabilité de fausse alarme et correspond à une probabilité de détection et un rapport signal-à-bruit donnés.

La figure 4.50 illustre le traitement des impulsions dans le cas d'une cible cylindrique ($r = 1$ cm ; $h = 10$ cm) située à une distance de 1 m. Les SERs de la cible sont estimées par simulation électromagnétique sous HFSS pour les polarisations verticale (bandes 1 et 3) et horizontale (bandes 2 et 4) pour un angle d'incidence $\theta = 3^\circ$. A travers cette figure, on distingue parfaitement l'apport du système de détection multi-bande par rapport à un système mono-bande classique. En effet, les amplitudes des enveloppes des impulsions dans les différentes bandes présentent des écarts de niveau assez important et cela selon l'angle d'incidence θ . En l'occurrence, dans notre cas, la détection de la cible est impossible si on considère uniquement la bande 4, car le rapport signal-à-bruit serait bien inférieur à celui requis. Cependant, en additionnant les enveloppes des impulsions reçues dans les différentes bandes, le rapport signal-à-bruit devient suffisant pour détecter la cible.

4.3.2 Performances de détection

En se basant sur les caractéristiques des LNAs conçus et la simulation système, nous avons évalué les performances du système de détection proposé. Pour cela, nous avons considéré une PIRE (puissance isotrope rayonnée équivalente) de 27 dBm sur chaque bande, soit une puissance rayonnée totale de 33 dBm sur l'ensemble de la bande 57-66 GHz (inférieure au 40 dBm maximum autorisé par la normalisation, voir 1.3). Le gain des antennes est fixé à 12 dB et les pertes des filtres à 3,5 dB (bien qu'il soit possible de faire mieux avec les technologies actuelles). Les performances sont évaluées pour une probabilité de détection $P_D = 90\%$ et une probabilité de fausse alarme $P_{FA} = 10^{-6}$. Notre système de détection tel que présenté au chapitre 3 comporte 4 bandes de fréquences (quadri-bande) et utilise une diversité de polarisation (f_1 V, f_2 H, f_3 V, f_4 H). Le traitement en réception utilise une intégration non-cohérente de 4 impulsions à la fois, toutes issues de différentes bandes. Les figures 4.51 et 4.52 présentent les résultats obtenus en comparaison avec un système de détection classique mono-bande. D'autres résultats sont fournis en annexe D.

Ces résultats montrent que notre système permet d'améliorer considérablement la détection des cibles, notamment lorsque l'on s'éloigne de l'incidence normale. Pour une distance donnée, la continuité de détection est assurée sur une large plage an-

gulaire. Au-delà d'une certaine distance, la couverture de détection (angulaire) est la même qu'avec un système mono-bande classique à cause de la variation de la SER en sinus cardinal.

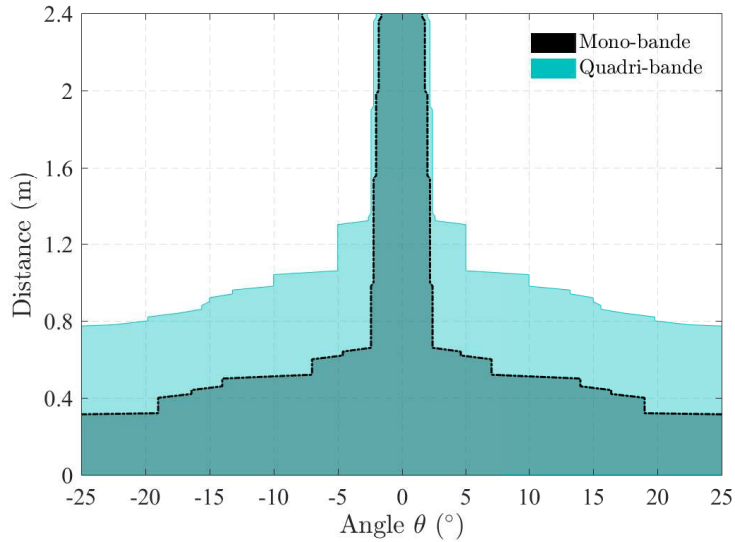


FIGURE 4.51 – Performances de détection : cylindre ($r = 1 \text{ cm}$; $h = 6 \text{ cm}$), $\alpha = 20^\circ$

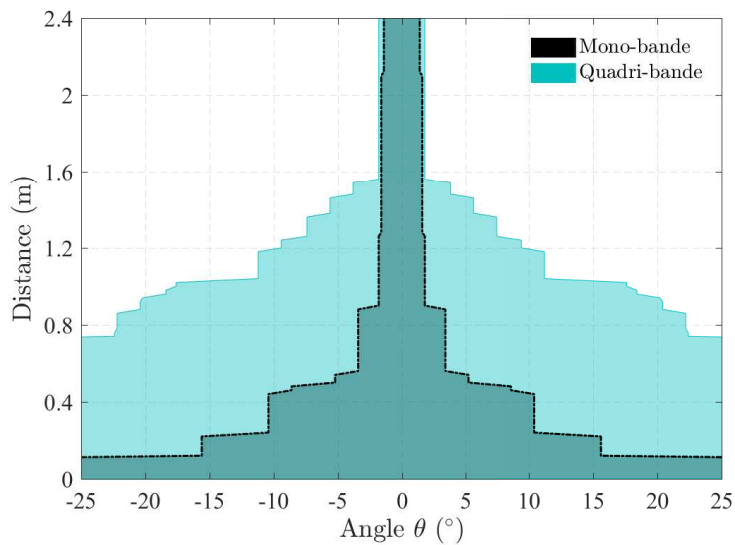


FIGURE 4.52 – Performances de détection : cylindre ($r = 1 \text{ cm}$; $h = 10 \text{ cm}$), $\alpha = 40^\circ$

Dans le tableau 4.7, nous présentons la distance maximale de détection continue (d) pour une variation angulaire de $\pm 5^\circ$ ainsi que l'amélioration de la couverture de détection (Am en %) par rapport au système monobande pour mieux distinguer les apports de notre système. La couverture de détection est évaluée pour une variation $\theta = \pm 40^\circ$.

Le système quadri-bande, avec une diversité de polarisation et une intégration non-cohérente, permet une augmentation importante de la couverture de détection jusqu'à

Tableau 4.7 – Distance max de détection continue et couverture de détection

Cible	Système	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 20^\circ$	$\alpha = 40^\circ$
Cylindre ($r = 1 \text{ cm}$; $h = 6 \text{ cm}$)	Mono-bande	$d = 0,58 \text{ m}$	$d = 0,6 \text{ m}$	$d = 0,6 \text{ m}$
	Quadri-bande	$d = 1,16 \text{ m}$ $Am = 99 \%$	$d = 1,3 \text{ m}$ $Am = 83 \%$	$d = 1,2 \text{ m}$ $Am = 145 \%$
Cylindre ($r = 1 \text{ cm}$; $h = 10 \text{ cm}$)	Mono-bande	$d = 0,62 \text{ m}$	$d = 0,52 \text{ m}$	$d = 0,54 \text{ m}$
	Quadri-bande	$d = 1,26 \text{ m}$ $Am = 83 \%$	$d = 1,34 \text{ m}$ $Am = 97 \%$	$d = 1,46 \text{ m}$ $Am = 197 \%$

près de deux fois plus que celle d'un système mono-bande pour le cylindre ($r = 1 \text{ cm}$; $h = 10 \text{ cm}$) lorsque $\alpha = 40^\circ$. Cette augmentation peut être davantage améliorée lorsque l'intégration non-cohérente est faite sur plusieurs impulsions dans chaque bande. De plus, notre système permet d'améliorer la distance maximale de détection continue lorsque l'angle d'incidence θ augmente.

4.4 Synthèse

Ce chapitre a porté sur la conception des LNAs de l'architecture proposée, mais aussi sur l'évaluation des performances du système de détection.

Tout d'abord, nous avons mené une analyse des performances des technologies BiCMOS SiGe (SG13S) et m-HEMT GaAs (D007IH) dont nous disposons. Le choix de la technologie a été basé sur une comparaison des éléments passifs, mais aussi sur les performances d'amplificateurs simples conçus avec ces deux technologies. La prépondérance du facteur de bruit du LNA par rapport à son gain sur les performances du système de détection, notamment en matière de portée, nous a permis de retenir la D007IH pour la conception des LNAs.

Le travail de conception a été détaillé dans la deuxième partie du chapitre. Chaque LNA comporte 3 étages de transistors en source commune pour une consommation d'environ 13,5 mW. Leurs performances sont présentées avec leurs caractéristiques non-linéaires et satisfont le cahier des charges permettant d'atteindre les performances de détection visées. L'optimisation du LNA à 60,2 GHz a été faite afin de respecter les dimensions de découpe de la technologie pour la fabrication.

Dans la dernière partie du chapitre, nous avons d'abord présenté une simulation système de l'architecture proposée pour illustrer la mise en œuvre de la détection multi-bande. Nous avons ainsi expliqué le cheminement des impulsions dans les différentes parties de l'architecture, notamment dans le récepteur. L'implémentation de l'antenne et du banc de filtre a été explicitée et justifiée. Les allures des impulsions en sortie de chaque étage

du récepteur ont été présentées. Le traitement des impulsions en sortie du récepteur a été illustré pour un cas précis.

La simulation système a été suivie de l'évaluation des performances de détection. Le dimensionnement du système a été rappelé en tenant compte de la normalisation et des probabilités de détection et de fausse alarme visées. Les performances de détection ont été évaluées en se basant à la fois sur les simulations des surfaces équivalentes radar avec HFSS, mais aussi sur les caractéristiques des LNAs conçus et sur le principe de la simulation système. Ces performances ont été présentées en comparaison avec celles d'un système mono-bande classique. Enfin, les apports de notre système sont chiffrés pour quelques cylindres en fonction de leur orientation.

En définitive, nous avons montré dans ce chapitre la faisabilité de la détection avec le système proposé tant en matière d'implémentation que de mise en œuvre à travers la simulation système. Les performances obtenues nous ont permis de mettre en avant la détection multi-bande (avec diversité de polarisation) par une architecture impulsionnelle simple et d'illustrer clairement les apports de notre système.

Conclusion et perspectives

Ce travail de thèse a porté sur le développement d'un système de détection ultra-large bande millimétrique simple basé sur le principe du radar impulsionnel pour améliorer les performances de détection par rapport aux systèmes classiques.

Il a débuté par une revue de la normalisation en bandes millimétriques et une analyse détaillée de l'état de l'art et des fondamentaux de la détection radar. L'étude de la normalisation et des caractéristiques de propagation en bandes millimétriques nous a permis d'identifier les opportunités de ces bandes et de définir l'application visée ; notamment autour de 60 GHz avec la disponibilité en Europe d'un spectre de 9 GHz sans licence. L'état de l'art des systèmes radars a été mené pour comprendre leurs caractéristiques essentielles et identifier les paramètres critiques dont dépendent leurs performances. Cela nous a orienté, dans un premier temps, vers l'estimation de la surface équivalente radar (SER) des objets et dans un second temps, vers les performances système en matière de probabilités de détection et de fausse alarme. L'étude de la SER a été menée au travers de méthodes théoriques dites hautes fréquences et a permis d'évaluer la SER d'objets canoniques tels que la sphère, la plaque et le cylindre. Les performances de la détection à travers la statistique de la décision ont permis de définir le rapport signal-à-bruit (RSB) pour des probabilités de détection et de fausse alarme. Elles ont également permis d'identifier les techniques d'intégration permettant de relâcher les contraintes sur le RSB requis pour garantir la détection. Ces deux études ont été cruciales pour comprendre le dimensionnement complet des systèmes de détection radar.

Du fait de la complexité de la surface équivalente radar, il nous a paru nécessaire d'utiliser des moyens plus rigoureux pour son estimation. Ainsi, la deuxième partie de ce travail a porté dans un premier temps sur la simulation de la SER, puis dans un second temps sur sa détermination par mesure. Nous avons utilisé le logiciel de simulation électromagnétique HFSS pour estimer la SER et confronter les résultats à ceux des méthodes théoriques. Nous avons également développé un banc de mesure de SER en chambre anéchoïque. Les résultats obtenus ont permis de corroborer la simulation électromagnétique et la validation expérimentale. Cette étude a aussi permis de relever la limitation de la détection d'objets en fonction de l'angle d'incidence et plus généralement celle de la couverture de détection des systèmes classiques.

Pour pallier ces limitations, nous avons proposé un système de détection multi-bande impulsionnel utilisant une diversité de polarisation. Ce système utilise une technique d'intégration non-cohérente basée sur les études des probabilités de détection et de fausse alarme pour améliorer davantage la visibilité de la cible. Dans cette partie, nous avons également proposé une architecture (émission-réception) associée au principe de détection. Cette architecture comporte des amplificateurs de puissance (PAs) à structure différentielle, des amplificateurs faible bruit (LNAs) à structure simple, un banc de filtre (en émission et en réception) et permet un traitement simple en réception sans conversion de fréquence. Avec le dimensionnement du système, nous avons pu identifier les LNAs comme éléments critiques pour améliorer les performances de détection et établir leur spécifications techniques permettant de satisfaire les performances visées.

Ainsi, pour réaliser les LNAs de l'architecture proposée, nous avons commencé par comparer les technologies BiCMOS SiGe (SG13S) et m-HEMT GaAs (D007IH) dont nous disposons. Cette étude a permis de distinguer la D007IH comme étant plus adaptée aux applications faibles bruit, et en particulier pour réaliser les LNAs de l'architecture, du fait de ses faibles pertes et du cahier des charges. Les LNAs sont alors conçus avec ADS Keysight et les résultats des simulations électromagnétiques obtenus satisfont parfaitement aux spécifications techniques requises. En outre, les LNAs conçus présentent une consommation assez modérée et occupent moins d'espace comparés à ceux des technologies identiques. Pour la réalisation du circuit, un des LNAs a été optimisé pour satisfaire les dimensions de découpe de la technologie. Suite à cela, nous avons implémenté l'architecture sous ADS Keysight et montré la mise en œuvre de la détection. Le cheminement des signaux dans la chaîne de réception a été détaillée. Enfin, nous avons évalué les performances du système de détection proposé à l'aide des simulations de SER avec HFSS et des caractéristiques des LNAs conçus avec ADS Keysight. Les résultats sont présentés en comparaison avec ceux d'un système classique mono-bande. Ils montrent une amélioration réelle de la continuité de détection des objets considérés en fonction de l'angle d'incidence et plus globalement de la couverture de détection du système proposé et cela conformément aux attentes.

En somme, ce travail de thèse a permis de mener une analyse système complète dans le cadre d'une détection basée sur le principe du radar impulsionnel, en tenant compte des paramètres complexes tels que la SER et le RSB, d'identifier les limitations en matière de détection et de proposer une méthode et une architecture pour pallier ces limitations. Le dimensionnement de l'architecture proposée a ensuite permis d'identifier ses éléments critiques, de les concevoir et d'implémenter l'ensemble de la chaîne, notamment en réception. Bien que l'architecture proposée ne soit pas tout de suite opérationnelle, l'objectif était d'entrevoir une implémentation permettant d'améliorer la détection d'objets de petites tailles en tenant compte d'un dimensionnement complexe. De ce fait, plusieurs perspectives peuvent être envisagées.

D'un point de vue applicatif, l'architecture proposée peut être utilisée pour la communication, voire même pour un système conjoint de détection et de communication (DetCom).

Pour mieux tenir compte de la complexité système et être dans un cas plus réaliste, il apparaît essentiel d'inclure la modélisation du canal de propagation, voire de l'associer avec la modélisation de la cible.

S'agissant de la conception des circuits du récepteur, avec les possibilités de la technologie D007IH, il serait plus optimum de concevoir sur une même puce le LNA, le filtre et le détecteur d'enveloppe pour gagner en performances (faibles pertes, faible bruit) et en intégration.

Enfin, la conception d'une antenne patch "large bande" à quatre accès avec diversité de polarisation est aussi envisagée pour compléter l'étude.

Bibliographie

- [1] P. Chevalier, “Les hyperfréquences : propriétés et applications/ Les ondes hyperfréquences,” 1999. [Online]. Available : <http://cours.polytech-lille.fr/cours-transistor-effet-champ/hyper/hyper.html>
- [2] Federal Communications Commission and Office of Engineering and Technology, “Millimeter wave propagation : spectrum management implications,” *Bulletin*, vol. 70, pp. 1–24, July 1997.
- [3] L. Boithias, *Propagation des ondes radio électriques dans l’environnement terrestre*, 2nd ed., Dunod, BORDAS and C.N.E.T. - E.N.S.T., Ed., Paris - France, 1984.
- [4] T. Leinonen, “Aligning and tracking a beam steerable millimeter-wave radio link,” Aalto University, Finland, Sept. 2015.
- [5] Recommandation UIT-R P.676-10 (09/2013), “Affaiblissement dû aux gaz de l’atmosphère,” Genève, 2014.
- [6] Recommandation UIT-R P.838-3 (03/2005), “Modèle d’affaiblissement linéique dû à la pluie destiné aux méthodes de prévision,” Genève, 2005.
- [7] Recommandation CEPT T/R 22-03 (1990), “Provisional recommended use of the frequency range 54.25-66 GHz by terrestrial fixed and mobile systems,” Athens, 1991.
- [8] S.-K. Yong, P. Xia, and A. V. Garcia, *60 GHz Technology for Gbps WLAN and WPAN : From Theory to Practice*, John Wiley & Sons, Ltd., Ed., 2011.
- [9] M. G. L. Frecassetti, “E-Band and V-Band-Survey on status of worldwide regulation,” *ETSI White Paper*, no. 9, pp. 1–40, June 2015.
- [10] Recommandation CEPT/ECC (09) 01 (02/2009), “Use of the 57 - 64 GHz frequency band for point-to-point fixed wireless systems,” 2009.
- [11] Recommandation CEPT/ECC (05) 02 (02/2009), “Use of the 64 - 66 GHz frequency band for fixed service,” 2009.
- [12] Gouvernement du Canada/Gestion du spectre et télécommunications CNR-210, “Appareils radio exempts de licence : matériel de catégorie I,” 9^e édition, 2016.
- [13] J. Wells, *Multigigabit Microwave and Millimeter-Wave Wireless Communications*, Artech House, Ed., Norwood, MA - USA, 2010.

- [14] Ministry of Internal Affairs and Communications/ Press Release-Telecom, “Partial reply from radio regulatory council concerning plan for partial revision of radio law enforcement regulations,” 2011. [Online]. Available : http://www.soumu.go.jp/main_sosiki/joho_tsusin/eng/Releases/Telecommunications/110803_b.html
- [15] IEEE 802.11-15/0594r0, “60 GHz band Japanese Regulatory Update,” 2015.
- [16] T. Baykas, C. S. Sum, Z. Lan, J. Wang, M. A. Rahman, H. Harada, and S. Kato, “IEEE 802.15.3c : the first IEEE wireless standard for data rates over 1 Gb/s,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 7, pp. 114–121, July 2011.
- [17] T. Nitsche, C. Cordeiro, A. B. Flores, E. W. Knightly, E. Perahia, and J. C. Widmer, “IEEE 802.11ad : directional 60 GHz communication for multi-Gigabit-per-second Wi-Fi [Invited Paper],” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 12, pp. 132–141, Dec. 2014.
- [18] Standard ECMA-387, “High Rate 60 GHz PHY, MAC and PALs, ECMA-387,” 2nd edition, 2010. [Online]. Available : <http://www.ecma-international.org/publications/files/ECMA-ST/ECMA-387.pdf>.
- [19] R. Serres, “La technologie E-Band : description et modalités d’exploitation,” *LTE Magazine*, 2017. [Online]. Available : <http://lte.ma/la-technologie-e-band-description-et-modalites-dexploitation>
- [20] Recommendation CEPT/ECC (05) 07, “Radio frequency channel arrangements for fixed service systems operating in the bands 71-76 GHz and 81-86 GHz,” Lugano (Suisse), 2013.
- [21] Ofcom, “Spectrum Management Approach in the 71-76 GHz and 81-86 GHz bands,” Ofcom’s decision on the future management approach for the 70/80 GHz bands, 2013.
- [22] Federal Communications Commission FCC 15-138, “Notice of proposed rulemaking,” Washington, D.C., 2016.
- [23] Federal Communications Commission, “Federal Register, Rules and Regulations,” vol. 69, no. 15, pp. 3257–3268, Jan. 2004.
- [24] Industrie Canada/Gestion du Spectre et Télécommunications, “Décisions sur les bandes de fréquences 71-76 GHz, 81-86 GHz et 92-95 GHz,” 2012.
- [25] Recommendation UIT-R M.1452-1 (10/2009), “Systèmes de radio communication en ondes millimétriques pour les applications des systèmes de transport intelligents,” Genève, 2010.
- [26] Recommendation UIT-R M.1452-2 (05/2012), “Radars anticollision pour véhicules et systèmes de radio communication en ondes millimétriques pour les applications des systèmes de transport intelligents,” Genève, 2013.

- [27] Recommandation UIT-R M.2057-0 (02/2014), “Caractéristiques des systèmes de radars pour automobiles fonctionnant dans la bande de fréquence 76-81 GHz des applications de transport intelligents,” Genève, 2014.
- [28] Y. Niu, Y. Li, D. Jin, L. Su, and A. V. Vasilakos, “A Survey of Millimeter Wave (mmWave) Communications for 5G : Opportunities and Challenges,” *Wireless Networks*, vol. 21, no. 18, pp. 2657–2676, Nov. 2015.
- [29] E. F. Knott, J. F. Shaeffer, and M. T. Tuley, *Radar Cross Section*, 2nd ed., SciTech Publishing, Inc, Ed., Raleigh, NC (USA), 2004.
- [30] M. I. Skolnik, *Radar Handbook*, 3rd ed., The McGraw-Hill Companies, Ed., 2008.
- [31] J. Hasch, E. Topak, R. Schnabel, T. Zwick, R. Weigel, and C. Waldschmidt, “Millimeter-wave technology for automotive radar sensors in the 77 GHz frequency band,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 3, pp. 845–860, March 2012.
- [32] M. I. Skolnik, *Introduction to radar Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, Inc., Ed., 1980.
- [33] D. K. Barton and S. A. Leonov, *Radar Technology Encyclopedia*, Artech House, Inc., Ed., Norwood, MA (USA), 1997.
- [34] A. Wojtkiewicz, J. Misiurewicz, K. Jedrzejewski, and K. Kulpa, “Two dimensional signal processing in FMCW radars,” *Conf. on Circuit Theory and Electronics Circuits*, Kołobrzeg (Poland), pp. 474–480, Oct. 1997.
- [35] P. Goy, “Détection d’obstacles et de cibles de collision par un radar FMCW aéroporté,” Signal, Image, Acoustique, Optimisation (SIAO), Université de Toulouse, France, 2012.
- [36] Q. GuoQing, “Digital signal processing in FMCW radar marine tank gauging system,” in *3rd International Conference on Signal Processing*, vol. 1, Oct. 1996, pp. 7–10.
- [37] A. G. Stove, “Linear FMCW radar techniques,” *IEE Proceedings F - Radar and Signal Processing*, vol. 139, no. 5, pp. 343–350, Oct. 1992.
- [38] G. Babur, O. A. Krasnov, and L. P. Ligthart, “Sliding de-ramping processing in FM-CW radar with agile range coverage,” in *8th European Radar Conference*, Oct 2011, pp. 61–64.
- [39] G. R. Curry, *Radar System Performance Modelling*, 2nd ed., Artech House, Inc., Ed., Norwood, MA (USA), 2005.
- [40] B. Boudamouz, “Contribution à l’étude de nouvelles techniques de radar MIMO pour la détection de cibles en contexte urbain (à l’intérieur des bâtiments),” Signal, Image, Acoustique et Optimisation (SIAO), Université de Toulouse, France, 2013.

- [41] D. K. Barton, *Modern Radar System Analysis*, Artech House, Inc., Ed., Norwood, MA (USA), 1988.
- [42] J. D. Taylor, *Ultra-WideBand Radar Technology*, CRC Press LLC, Ed., 2001.
- [43] H. Meikle, *Modern Radar Systems*, 2nd ed., Artech House, Inc., Ed., Norwood, MA (USA), 2008.
- [44] Y. L. Sit, C. Sturm, L. Reichardt, T. Zwick, and W. Wiesbeck, “The OFDM joint radar-communication system : An overview,” in *3rd International Conference on Advances in Satellite and Space Communications (SPACOMM)*, April 2011, pp. 69–74.
- [45] W. Wiesbeck and L. Sit, “Radar 2020 : The future of radar systems,” in *International Radar Conference*, Oct. 2014, pp. 1–6.
- [46] M. A. Richards, *Fundamentals of Radar Signal Processing*, 2nd ed., McGraw-Hill Education, Ed., 2014.
- [47] E. F. Knott, *Radar Cross Section Measurements*, 1st ed., Van Nostrand Reinhold, Ed., New York, NY (USA), 1993.
- [48] Y. Bennani, “Signature électromagnétique bistatique d’une cible complexe intégrée dans son environnement : Application à l’imagerie ISAR d’une scène maritime,” *Électronique*, Université de Bretagne occidentale - Brest, France, 2012.
- [49] Odile Picon *et coll.*, *Les antennes : Théorie, conception et applications*, ser. EEA, Dunod, Ed., Paris, (France), 2009.
- [50] E. Conil, “Propagation électromagnétique en milieu complexe : du champ proche au champ lointain,” *Physique*, Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), France, 2005.
- [51] A. Thomet, “Amélioration et accélération de l’Optique Physique Itérative pour le calcul de SER de cavités complexes,” *Electromagnétisme*, Université de Nantes, France, 2015.
- [52] R. G. Kouyoumjian, *Radar Scattering and active remote sensing*, in *Antennas*, 2nd ed., McGraw-Hill, Inc., Ed., USA, 1988.
- [53] P. Swerling, “Probability of detection for fluctuating targets,” *IRE Transactions on Information Theory*, vol. 6, no. 2, pp. 269–308, April 1960.
- [54] R. G. Kouyoumjian and P. H. Pathak, “A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 11, pp. 1448–1461, Nov. 1974.
- [55] W. L. Stutzman, *High-Frequency Methods*, 1st ed., John Wiley & Sons, Inc., Ed., USA, 1981.
- [56] J. A. Stratton, *Electromagnetic Theory*, IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory, John Wiley & Sons Inc., Hoboken, Ed., New Jersey, (USA), 2007.

- [57] R. F. Boivin, "The rapport code for RCS prediction-Derivation of the physical-optics formulation," Defence R&D Canada-Ottawa, TM 2009-290, 2010.
- [58] J. B. Keller, "Geometrical theory of diffraction," *Journal of the Optical Society of America*, vol. 52, no. 2, pp. 116–130, Feb. 1962.
- [59] R. Ross, "Radar cross section of rectangular flat plates as a function of aspect angle," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, no. 3, pp. 329–335, May 1966.
- [60] P. Y. Ufimtsev, "Method of Edge Waves in the Physical Theory of Diffraction," DTIC Research Report AD0733203, 1971.
- [61] J. V. Difrancio and W. L. Rubin, *Radar Detection*, Artech House, Inc., Ed., Norwood, Mass. (USA), 1980.
- [62] E. L. Lehmann and J. P. Romano, *Testing Statistical Hypotheses*, 3rd ed., Springer Science & Business Media, Inc., Ed., New York, NY (USA), 2005.
- [63] L. Déjean, "Détection de petites cibles marines en milieu côtier par radar aéroporté," *Traitement du Signal et Télécommunications*, Télécom Bretagne, France, 2009.
- [64] B. Picinbono and G. Vezzosi, "Extension du critère de Neyman-Pearson en détection d'hypothèses multiples," *Colloque National sur le Traitement du signal et ses Applications*, pp. 455-462, Nice (France), Juin 1975. [Online]. Available : <http://hdl.handle.net/2042/10147>
- [65] E. Jay, "Détection en environnement non gaussien," *Traitement du Signal et de l'Image*, Université de Cergy Pontoise, France, 2002.
- [66] S. O. Rice, "Mathematical analysis of random noise," *The Bell System Technical Journal*, vol. 23, no. 3, pp. 282–332, July 1944.
- [67] J. Marcum, "A statistical theory of target detection by pulsed radar," *IRE Transactions on Information Theory*, vol. 6, no. 2, pp. 59–267, April 1960.
- [68] J. Pachares, "A table of bias levels useful in radar detection problems," *IRE Transactions on Information Theory*, vol. 4, no. 1, pp. 38–45, March 1958.
- [69] B. R. Mahafza, *Radar System Analysis and Design Using MATLAB*, Chapman & Hall/CRC, CRC Press LLC, Ed., Florida, (USA), 2000.
- [70] S. Parl, "A new method of calculating the generalized Q function (corresp.)," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 26, no. 1, pp. 121–124, January 1980.
- [71] P. Surendran, J.-H. Lee, and S. J. Ko, "Performance of non-coherent detectors for ultra wide band short range radar in automobile applications," in *Software Engineering Research, Management and Applications 2011*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012, pp. 185–195.

- [72] ANSYS, “Getting Started With HFSS Radar Cross Section,” , Nov. 2012.
- [73] V. G. Borkar, A. Ghosh, R. K. Singh and N. Chourasia, “Radar Cross-section Measurement Techniques,” *Defence Science Journal & Documentation Centre*, vol. 60, no. 2, pp. 204–212, March 2010.
- [74] C. F. Hu, J. D. Xu, N. J. Li and L. X. Zhang, “Indoor accurate RCS measurement technique on UHF band,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 81, pp. 279–289, 2008.
- [75] S. H. Quan and Q. H. Liu, “Resonant behavior measurements and two-dimensional imaging of small conducting spheres in CATR,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 10, pp. 25–35, 2009.
- [76] H. Chufeng, X. Jiadong, L. Nanjing, and Z. Linxi, “Signal processing techniques in high-resolution rcs measurement system,” in *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, May 2009, pp. 586–588.
- [77] D. Hotte, R. Siragusa, Y. Duroc, and S. Tedjini, “Radar cross-section measurement in millimetre-wave for passive millimetre-wave identification tags,” *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 9, no. 15, pp. 1733–1739, 2015.
- [78] Agilent Technologies, “Time domain analysis using a network analyzer,” *Application note 1287-12*, pp. 1–48, 2012.
- [79] R. Phumvijit, P. Supanakoon, and S. Promwong, “Measurement scheme of radar cross section with time gating,” in *2017 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, June 2017, pp. 822–825.
- [80] F. Comblet, “Radar cross section measurements in an anechoic chamber : Description of an experimental system and post processing,” in *2014 IEEE Conference on Antenna Measurements Applications (CAMA)*, Nov 2014, pp. 1–4.
- [81] D. K. Barton, *Frequency Agility and Diversity, Radars volume 6*, Artech House, Inc., Ed., Norwood, MA (USA), 1977.
- [82] V. Ravenni and G. Pizziol, “Frequency diversity radar system : Design, analysis and performances,” in *2006 European Radar Conference*, Sept 2006, pp. 221–224.
- [83] R. L. Fante, “Multifrequency detection of a slowly fluctuating target,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 32, no. 1, pp. 495–497, Jan 1996.
- [84] V. Vannicola, “Detection of slow fluctuating targets with frequency diversity channels,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-10, no. 1, pp. 43–52, Jan 1974.
- [85] R. Abdaoui, “Architectures multi-bandes en mode impulsionnel et circuits pour des applications nomades très haut débit autour de 60 GHz,” *Electronique*, Université Paris-Est, France, 2012.

- [86] M. Villegas *et coll.*, *Radiocommunications numériques /2, Conception de circuits intégrés RF et micro-ondes*, 2nd ed., Dunod, Ed., Paris, 2007.
- [87] C. Hamouda, “Etude d’une architecture d’émission/réception impulsionnelle ULB pour dispositifs nomades haut débit à 60 GHz,” *Electronique*, Université Paris-Est, France, 2014.
- [88] J-L. Gautier *et al.*, *Electronique et micro-électronique : Conception des dispositifs actifs hyperfréquences*, Lavoisier, Ed., Paris, 2014.
- [89] E. Cohen, S. Ravid, and D. Ritter, “An ultra low power LNA with 15 dB gain and 4.4 dB NF in 90 nm CMOS process for 60 GHz phase array radio,” in *2008 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, June 2008, pp. 61–64.
- [90] Q. Bu, N. Li, K. Okada, and A. Matsuzawa, “A wideband LNA with an excellent gain flatness for 60 GHz 16QAM modulation in 65 nm CMOS,” in *Asia-Pacific Microwave Conference 2011*, Dec 2011, pp. 359–362.
- [91] E. Cohen, O. Degani, and D. Ritter, “A wideband gain-boosting 8 mW LNA with 23 dB gain and 4 dB NF in 65 nm CMOS process for 60 GHz applications,” in *2012 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, June 2012, pp. 207–210.
- [92] A. Dyskin, D. Ritter, and I. Kallfass, “Ultra wideband cascaded low noise amplifier implemented in 100-nm GaAs metamorphic-HEMT technology,” in *2012 International Symposium on Signals, Systems, and Electronics (ISSSE)*, Oct 2012, pp. 1–4.
- [93] A. Wang, L. Li, and T. Cui, “A transformer neutralization based 60 GHz LNA in 65 nm LP CMOS with 22 dB gain and 5.5 dB NF,” in *2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS2013)*, May 2013, pp. 1111–1114.
- [94] P. M. Smith, M. Ashman, D. Xu, X. Yang, C. Creamer, P. C. Chao, K. Chu, K. H. Duh, C. Koh, and J. Schellenberg, “A 50 nm MHEMT millimeter-wave MMIC LNA with wideband noise and gain performance,” in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, June 2014, pp. 1–4.
- [95] Y. Lin, C. Lee, and C. Chen, “A 9.99 mW low-noise amplifier for 60 GHz WPAN system and 77 GHz automobile radar system in 90 nm CMOS,” in *2015 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, Jan 2015, pp. 65–67.
- [96] M. Pallesen, “Design of a 60 GHz Low Noise Amplifier in a 0.13 μm SiGe BiCMOS Process,” University of Bergen, Norway, 2016.
- [97] H. Gao, K. Ying, M. K. Matters-Kammerer, P. Harpe, Q. Ma, A. van Roermund, and P. Baltus, “A 48–61 GHz LNA in 40-nm CMOS with 3.6 dB minimum NF employing a metal slotting method,” in *2016 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, May 2016, pp. 154–157.

- [98] C. So and S. Hong, “60 GHz variable gain LNA with small NF variation,” in *2017 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT)*, Aug 2017, pp. 171–173.
- [99] H. Arciszewski, *Mesures sur les transistors*, Chiron, Ed., Paris, 1967.
- [100] M. Lijadi, “Transistors bipolaires à hétérojonction : Développement d’une filière InP/GaAsSb pour application ultra-rapides,” Matière Condensée [cond-mat], Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, France, 2005.
- [101] A. Scavennec and S. Delage, “Transistors et circuits intégrés à hétérostructures (III-V),” *Techniques de l’ingénieur*, vol. 2450, 2011.
- [102] C. Meliani, “Circuits intégrés amplificateurs à base de transistors HEMT pour les transmissions numériques à très haut débit (≥ 40 Gbit/s),” Micro et nanotechnologies/ Microélectronique, Université Paris-Diderot - Paris VII, France, 2003.
- [103] P. Chevalier, T. Lacave, E. Canderle, A. Pottrain, Y. Carminati, J. Rosa, F. Pourchon, N. Derrier, G. Avenier, A. Montagné, A. Balteanu, E. Dacquay, I. Sarkas, D. Céli, D. Gloria, C. Gaquière, S. P. Voinigescu, and A. Chantre, “Scaling of SiGe BiCMOS Technologies for Applications above 100 GHz,” in *2012 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, Oct 2012, pp. 1–4.
- [104] A. C. Ulusoy, P. Song, W. T. Khan, M. Kaynak, B. Tillack, J. Papapolymerou, and J. D. Cressler, “A SiGe D-Band Low-Noise Amplifier Utilizing Gain-Boosting Technique,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 1, pp. 61–63, Jan 2015.
- [105] C. E. Kacou, “Circuits de photo-réception adaptés très faibles bruits et à grande dynamique,” Electronique, Université Paris-Est, France, 2015.
- [106] Y. Wang, H. Wu, J. Li, and X. Fu, “The D-band MMIC LNA circuit using 70nm InP HEMT technology,” in *2017 IEEE 12th International Conference on ASIC (ASICON)*, Oct 2017, pp. 887–890.
- [107] K. Shinohara, P. S. Chen, J. Bergman, H. Kazemi, B. Brar, I. Watanabe, T. Matsui, Y. Yamashita, A. Endoh, K. Hikosaka, T. Mimura, and S. Hiyamizu, “Ultra-high-speed low-noise inp-hemt technology,” in *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 2006, pp. 337–340.
- [108] Y. Chen, K. Wu, C. Huang, C. Chang, X. Sun, B. Li, and R. Hu, “Ommic 70nm-hemt lna design,” in *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nov 2017, pp. 1192–1195.
- [109] M. Deng, “Contribution à la caractérisation et la modélisation jusque 325 GHz de transistors HBT des technologies BiCMOS,” Microondes et Microtechnologies, Université de Lille 1, France, 2014.

-
- [110] A. Serhan, “Conception et réalisation de fonctions millimétriques en technologie BiCMOS 55nm,” Micro et nanotechnologies/Microélectronique, Université Grenoble Alpes, France, 2015.
- [111] A. Leuther, A. Tessmann, I. Kallfass, H. Massler, R. Loesch, M. Schlechtweg, M. Mikulla, and O. Ambacher, “Metamorphic hemt technology for submillimeter-wave mmic applications,” in *2010 22nd International Conference on Indium Phosphide and Related Materials (IPRM)*, May 2010, pp. 1–6.
- [112] W. Deal, X. B. Mei, K. M. K. H. Leong, V. Radisic, S. Sarkozy, and R. Lai, “Thz monolithic integrated circuits using inp high electron mobility transistors,” *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 1, no. 1, pp. 25–32, Sept 2011.
- [113] IHP, “SG13S Process Specification Rev. 1.06,” July 2016.
- [114] H. Schou, “Design of a 60 GHz Power Amplifier in a 0.13 μm SiGe BiCMOS Process,” University of Bergen, Norway, 2016.
- [115] OMMIC, “D007IH Design Manual - OM-CI/008/MG,” Oct. 2017.
- [116] B. Razavi, *RF Microelectronics*, 2nd ed., 2014.
- [117] S. P. Voinigescu, M. C. Maliepaard, J. L. Showell, G. E. Babcock, D. Marchesan, M. Schroter, P. Schvan, and D. L. Harame, “A scalable high-frequency noise model for bipolar transistors with application to optimal transistor sizing for low-noise amplifier design,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 9, pp. 1430–1439, Sept 1997.

Production scientifique

Conférences internationales

P. S. Diao, T. Alves, B. Poussot, M. Villegas, “60 GHz Low-Noise Amplifier in a 70 nm GaAs mHEMT Technology for Multi-band Impulse Detection System,” 12th International Conference on Advances in Circuits, Electronics and Micro-electronics (CENICS), Oct. 27-31, 2019, Nice, France.

P. S. Diao, T. Alves, B. Poussot, M. Villegas, “A 60 GHz Low-Noise Amplifier for Detection Systems,” IEEE Radio and Antenna Days of the Indian Ocean (RADIO), Sept. 23-26, 2019, Saint-Gilles Les-Bains, Reunion Island. (Young Scientist Award)

P. S. Diao, T. Alves, M. Villegas, B. Poussot, “Compact millimeter wave architecture dedicated to object detection using dual band - dual polarization and impulse method,” 13th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), pp. 161–164, June 12-15, 2017, Giardini Naxos, Italy.

P. S. Diao, T. Alves, B. Poussot, M. Villegas, “A new method and transceiver architecture dedicated to continuous detection of very small metallic object,” 10th Global Symposium on Millimeter-Waves (GSMM), pp. 169–171, May 24-26, 2017, Hong Kong, China.

Conférences nationales

P. S. Diao, T. Alves, B. Poussot, M. Villegas, “Amplificateur faible bruit à 60 GHz pour système de détection impulsionnelle,” 21^{èmes} Journées Nationales Mico-Ondes (JNM), 14-17 Mai 2019, Caen, France.

P. S. Diao, T. Alves, B. Poussot, M. Villegas, “Méthode et architecture innovantes de détection impulsionnelle multibande millimétrique,” 20^{èmes} Journées Nationales Mico-Ondes (JNM), 16-19 Mai 2017, Saint-Malo, France.

Rayonnement scientifique

P. S. Diao, T. Alves, B. Poussot, M. Villegas, “Architecture de détection impulsionnelle multi-bande millimétrique et mesure de surface équivalente radar en bande K_u ,” 8^{ième} conférence plénière biennale du GDR ONDES, 28-29 Oct. 2019, Gif-sur-Yvette, France.

Pape Sanoussy DIAO, Martine VILLEGAS, Benoit POUSSOT, Thierry ALVES, “A new method and transceiver architecture dedicated to continuous detection of very small metallic object,” Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies (FERMAT), Volume 22, Communication 13, Jul-Aug., 2017.

Annexe A

Calcul de la SER

A.1 Expression générale de la SER

Cette partie présente une démonstration de l'expression générale de la surface équivalente radar (SER) d'une cible en fonction des champs incident et réfléchi. Pour cela, on considère le schéma de la figure A.1.

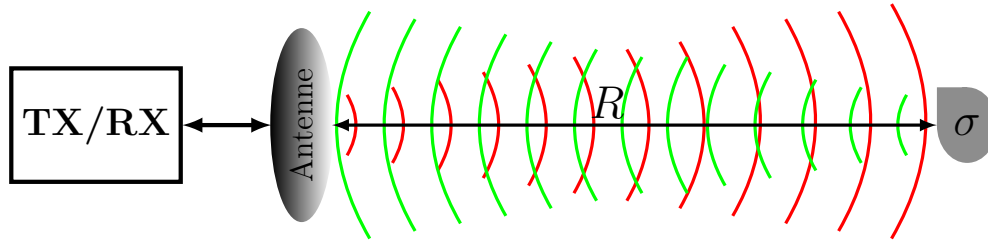


FIGURE A.1 – Illustration des champs pour le calcul de la SER

La densité de puissance incidente à la cible s'écrit :

$$dP_i = \frac{|E_i|^2}{2Z_0} \quad (\text{A.1})$$

où E_i est le champ électrique incident à la cible et Z_0 est l'impédance d'onde du vide définie par $Z_0 = E/H = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$. En considérant que la cible se comporte comme une antenne de surface effective égale à sa SER, la puissance captée par la cible est :

$$P = \sigma dP_i = \sigma \frac{|E_i|^2}{2Z_0} \quad (\text{A.2})$$

où σ est la surface équivalente radar. La cible rayonnant de façon isotrope la puissance qu'elle capte, la densité de puissance diffusée et parvenant au niveau du récepteur radar, situé à une distance R s'écrit :

$$dP_s = \frac{P}{4\pi R^2} = \sigma \frac{|E_i|^2}{8\pi Z_0 R^2} \quad (\text{A.3})$$

Par ailleurs, la densité de puissance diffusée peut être exprimée en fonction du champ électrique diffus par la cible par la relation :

$$dP_s = \frac{|E_r|^2}{2Z_0} \quad (\text{A.4})$$

L'équivalence des équations (A.3) et (A.4) nous permet de définir la SER par la relation :

$$\sigma = 4\pi R^2 \left| \frac{E_r}{E_i} \right|^2 \quad (\text{A.5})$$

Pour la suite, nous rappelons les expressions de champs diffus données par les intégrales de Stratton-Chu :

$$\begin{aligned} \vec{E}_s(M) &= i2k\psi_0 E_i \iint_S \vec{u}_r \wedge [(\vec{n} \wedge \vec{h}_i) \wedge \vec{u}_r] e^{-ik\vec{R}' \cdot (\vec{u}_r - \vec{u}_i)} dS \\ \vec{H}_s(M) &= ik\psi_0 H_i \iint_S \vec{u}_r \wedge (\vec{n} \wedge \vec{h}_i) e^{-ik\vec{R}' \cdot (\vec{u}_r - \vec{u}_i)} dS \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

A.2 SER d'une plaque par l'optique physique

Pour déterminer l'expression de la SER, on considère la figure A.2. On exprime alors les vecteurs unitaires de la base sphérique ($\hat{e}_r, \hat{e}_\theta, \hat{e}_\phi$) en fonction de ceux de la base cartésienne ($\vec{u}_x, \vec{u}_y, \vec{u}_z$) :

$$\begin{aligned} \hat{e}_r &= \sin \theta \cos \phi \vec{u}_x + \sin \theta \sin \phi \vec{u}_y + \cos \theta \vec{u}_z \\ \hat{e}_\theta &= \cos \theta \cos \phi \vec{u}_x + \cos \theta \sin \phi \vec{u}_y - \sin \theta \vec{u}_z \\ \hat{e}_\phi &= -\sin \phi \vec{u}_x + \cos \phi \vec{u}_y \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Les vecteurs unitaires \vec{n} et \vec{h}_i sont définis par :

$$\vec{n} = \vec{u}_z = \cos \theta \hat{e}_r - \sin \theta \hat{e}_\theta \quad (\text{A.8})$$

$$\vec{h}_i = \cos \eta_e \hat{e}_\phi + \sin \eta_e \hat{e}_\theta \quad (\text{A.9})$$

Avec l'approximation en champ lointain, on a : $\vec{u}_r \equiv \vec{u}_R = \hat{e}_r$.

On se place dans le cas mono-statique et on définit le champ incident à partir du point d'observation $M(R, \theta, \phi)$:

$$\vec{u}_r \wedge [(\vec{n} \wedge \vec{h}_i) \wedge \vec{u}_r] = \begin{bmatrix} 0 \\ \cos \theta \cos \eta_e \\ \cos \theta \sin \eta_e \end{bmatrix} \begin{matrix} \hat{e}_r \\ \hat{e}_\theta \\ \hat{e}_\phi \end{matrix} = \vec{e}_d \quad (\text{A.10})$$

En notant que $\vec{R}' = x' \vec{u}_x + y' \vec{u}_y$ et en considérant la configuration mono-statique

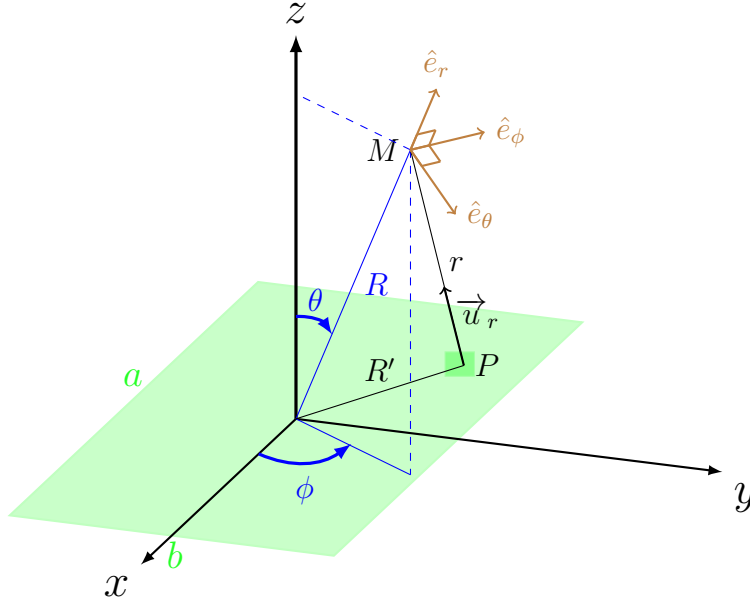


FIGURE A.2 – Configuration du calcul de la SER d'une plaque

($\vec{u}_i = -\vec{u}_r$) on obtient : $\vec{R}' \cdot (\vec{u}_r - \vec{u}_i) = 2x' \sin \theta \cos \phi + 2y' \sin \theta \sin \phi$. En partant de l'expression du champ diffus (A.6), on a alors :

$$\vec{E}_s(M) = i2k\psi_0 E_i \left(\int_{-a/2}^{a/2} e^{-i2kx' \sin \theta \cos \phi} dx' \int_{-b/2}^{b/2} e^{-i2ky' \sin \theta \sin \phi} dy' \right) \vec{e}_d \quad (\text{A.11})$$

$$\Rightarrow \vec{E}_s(M) = i2k\psi_0 E_i \times ab \frac{\sin(ka \sin \theta \cos \phi)}{ka \sin \theta \cos \phi} \frac{\sin(kb \sin \theta \sin \phi)}{kb \sin \theta \sin \phi} \vec{e}_d \quad (\text{A.12})$$

L'état de polarisation en réception est défini par :

$$\vec{e}_r = \sin \eta_r \hat{e}_\phi - \cos \eta_r \hat{e}_\theta \quad (\text{A.13})$$

$$\Rightarrow \vec{e}_r \cdot \vec{e}_d = -\cos \theta \cos(\eta_e + \eta_r) \quad (\text{A.14})$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \vec{e}_r \cdot \vec{E}_s(M) &= -i2k\psi_0 E_i \times ab \frac{\sin(ka \sin \theta \cos \phi)}{ka \sin \theta \cos \phi} \\ &\times \frac{\sin(kb \sin \theta \sin \phi)}{kb \sin \theta \sin \phi} \cos \theta \cos(\eta_e + \eta_r) \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

En tenant compte de l'expression de la SER $\sigma = \lim_{R \rightarrow +\infty} 4\pi R^2 \left| \frac{\vec{e}_r \cdot \vec{E}_s}{E_i} \right|^2$ et de $\psi_0 = e^{ikR}/4\pi R$, on obtient :

$$\begin{aligned} \sigma &= \frac{4\pi a^2 b^2}{\lambda^2} \cos^2 \theta \left[\frac{\sin(ka \sin \theta \cos \phi)}{ka \sin \theta \cos \phi} \right]^2 \\ &\times \left[\frac{\sin(kb \sin \theta \sin \phi)}{kb \sin \theta \sin \phi} \right]^2 [\cos \theta \cos(\eta_e + \eta_r)]^2 \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

D'où pour les deux polarisations principales HH ($\eta_r = 90^\circ, \eta_e = 90^\circ$) et VV ($\eta_r = 0^\circ, \eta_e = 0^\circ$), on a :

$$\sigma = \frac{4\pi a^2 b^2}{\lambda^2} \cos^2 \theta \left[\frac{\sin(ka \sin \theta \cos \phi)}{ka \sin \theta \cos \phi} \right]^2 \left[\frac{\sin(kb \sin \theta \sin \phi)}{kb \sin \theta \sin \phi} \right]^2 \quad (\text{A.17})$$

A.3 Autres résultats de mesure

Dans cette partie, nous présentons quelques résultats de mesure de cibles canoniques (plaques et cylindres) en complément de la section 2.2.2.2. Tout d'abord, nous présentons le matériel de mesure, à savoir l'analyseur de réseau vectoriel (Agilent E8361C), les cibles (sphères, plaques et cylindres) et l'interface moteur ("Newport ESP 300 Universal motion controller") qui permet de piloter le moteur pour la rotation des cibles, figure A.3. Le VNA et le moteur sont pilotés par un programme Matlab pour l'automatisation complète des mesures.

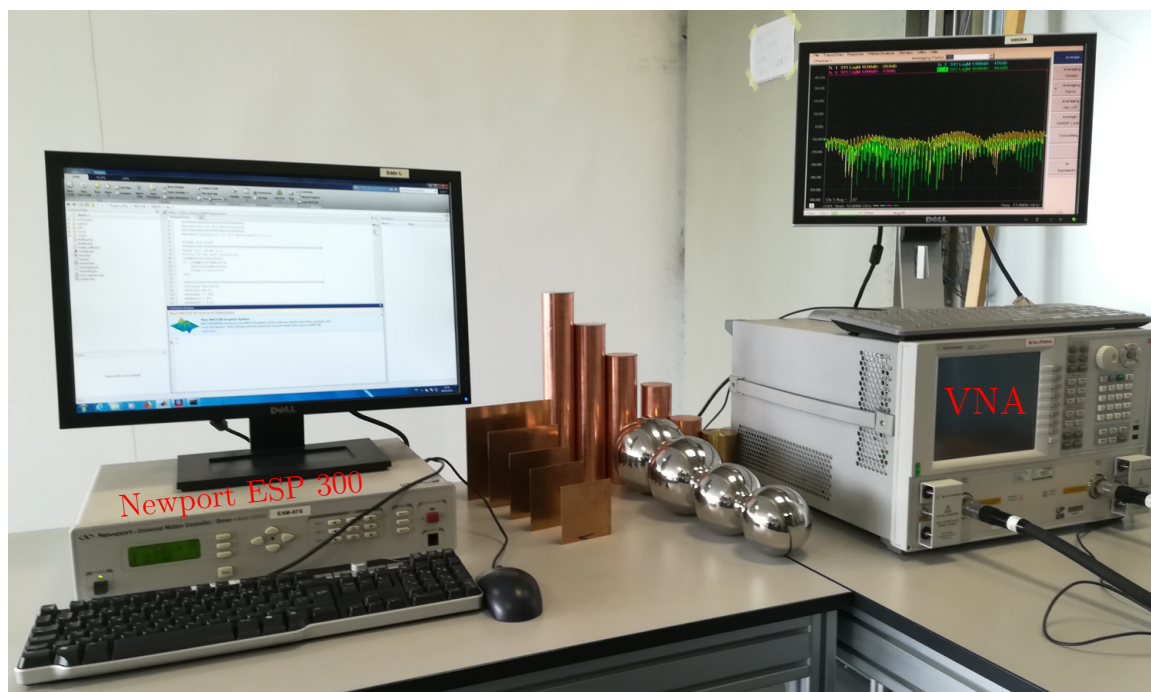
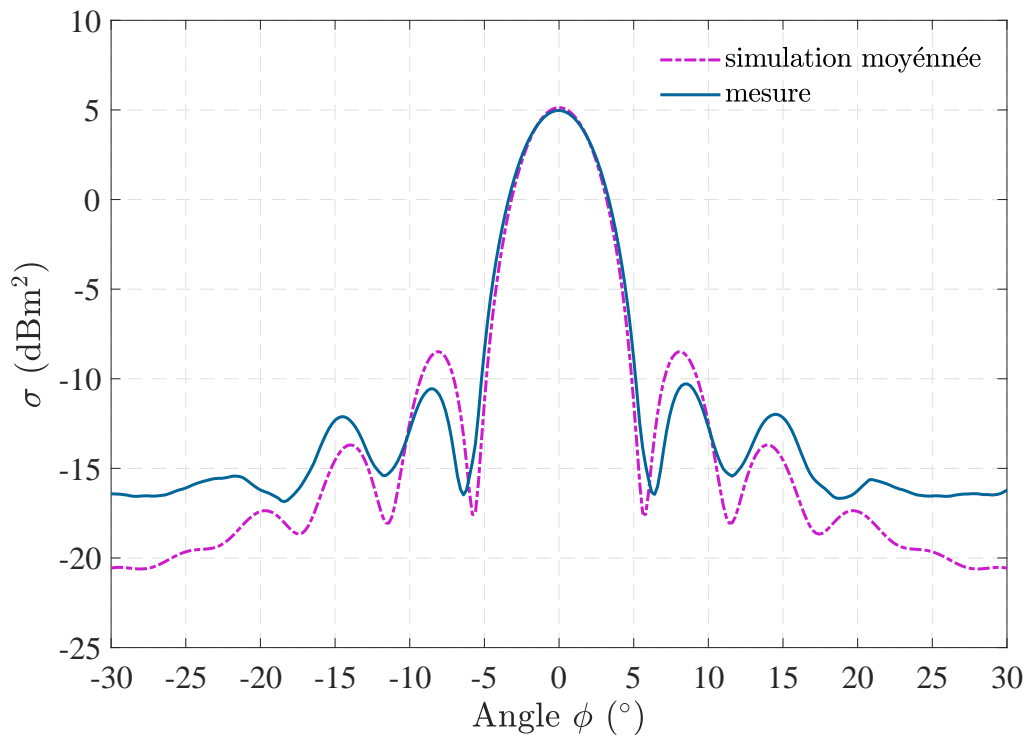
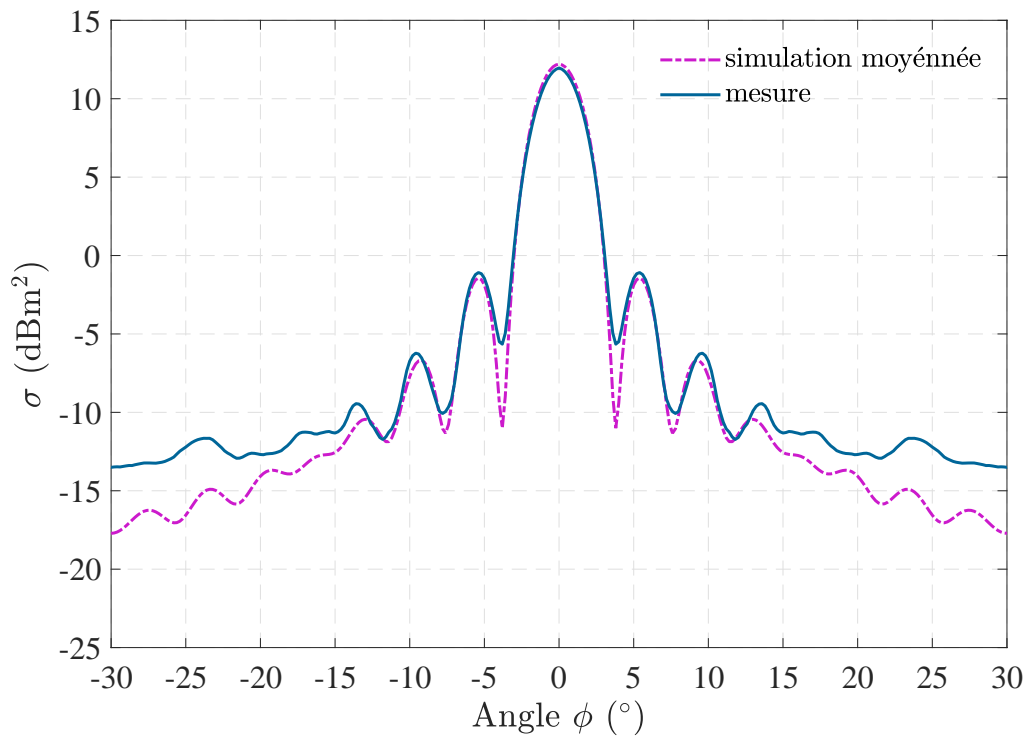
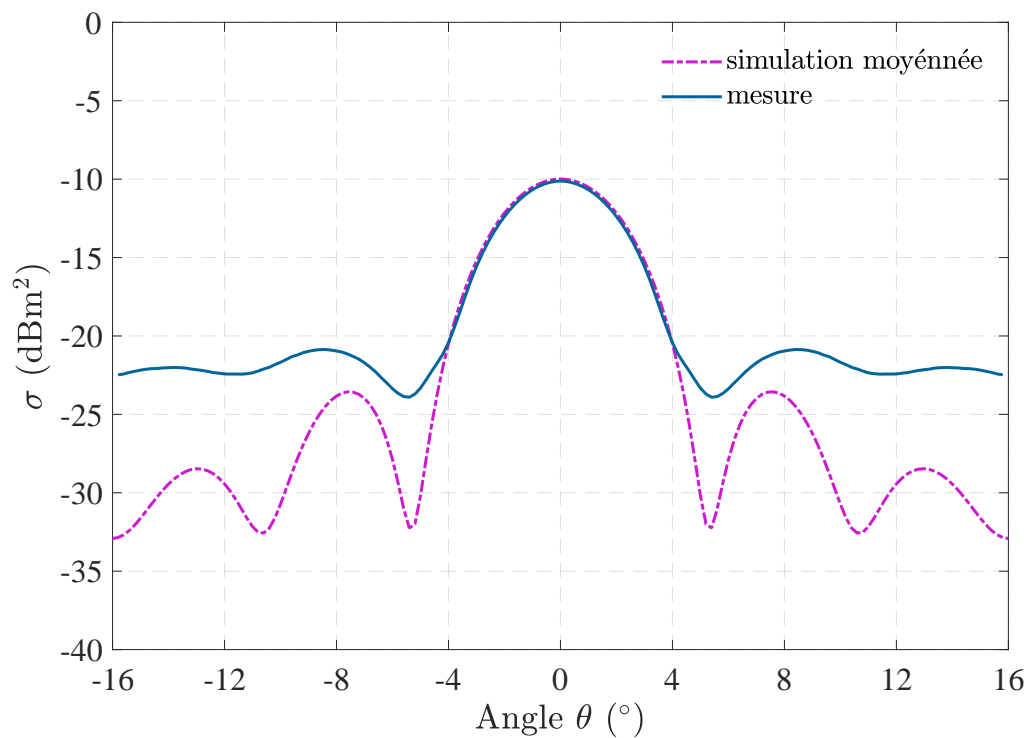
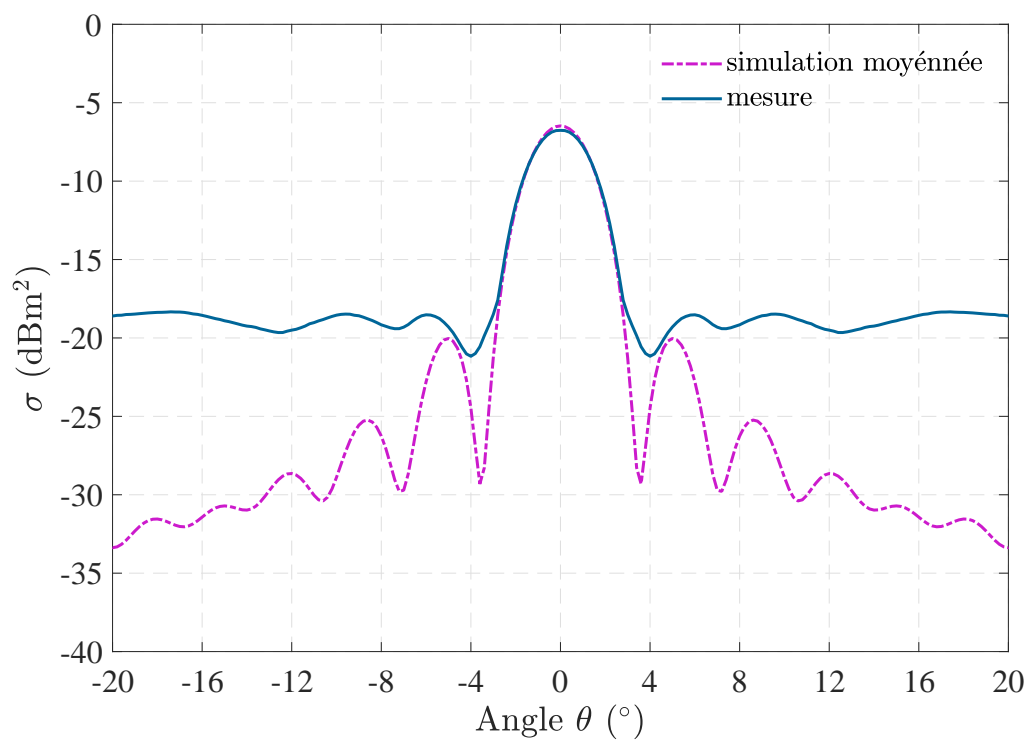


FIGURE A.3 – Matériel de mesures : VNA, Cibles et interface moteur

Les mesures de SER des cibles canoniques effectuées dans la bande 13,5-16,5 GHz sont données dans les figures A.4 - A.7 en comparaison avec la simulation moyennée sur quelques fréquences dans la bande considérée. Les écarts observés entre la simulation et la mesure lorsque l'on s'écarte de l'incidence normale sont liés à la dynamique du VNA. Ils apparaissent pour une SER au voisinage de -17 dBm^2 et cela pour des incidences plus faibles pour les cylindres du fait de leurs dimensions.

FIGURE A.4 – SERs d'une plaque 10 x 10 cm² en fonction de ϕ FIGURE A.5 – SERs d'une plaque 15 x 15 cm² en fonction de ϕ

FIGURE A.6 – SERs moyennées d'un cylindre (2,7 cm ; 10,8 cm) en fonction de θ FIGURE A.7 – SERs moyennées d'un cylindre (2,7 cm ; 16,2 cm) en fonction de θ

Annexe B

Performances des LNAs sur la portée du système

En partant du dimensionnement établie en 3.2.3, nous avons étudié l'influence du gain et du facteur de bruit des LNAs sur la portée de détection du système proposé. Les tableaux B.1 et B.2 présentent les pourcentages V_d de variation de la portée de détection en fonction de l'évolution du gain et du facteur de bruit du LNA.

Tableau B.1 – Influence du gain sur la distance de détection

G_{LNA} (dB)	N_{FLNA} (dB)	d (m)	V_d (%)
11-14	2	2,32-2,35	1,1
11-14	3	2,19-2,22	0,9
11-14	4	2-2,1	0,7
11-14	5	1,9-2	0,6

Tableau B.2 – Influence du facteur de bruit sur la distance de détection

N_{FLNA} (dB)	G_{LNA} (dB)	d (m)	V_d (%)
2-5	11	1,9-2,3	16,8
2-5	12	1,9-2,3	17,9
2-5	13	1,9-2,3	18,2
2-5	14	1,9-2,3	18,3

Les résultats de cette étude montrent qu'en moyenne, une variation de 50% du facteur de bruit entraîne une variation d'environ 18% de la distance de détection, tandis qu'une variation de 50% du gain influence d'environ 1% la portée du système.

Annexe C

Caractéristiques des amplificateurs

Dans la section 4.2.2.3, nous avons détaillé les caractéristiques du LNA₂ fonctionnant à 60,2 GHz. Ici, nous présentons les caractéristiques des autres amplificateurs de l'architecture de détection proposée. Le tableau C.1 présente les puissances de la raie fondamentale (f_1) et des produits d'intermodulation d'ordre 3 (IM_3) et 5 (IM_5) pour différentes puissances d'entrée. Celles-ci ont été évaluées en simulation pour des non-linéarités d'ordre 7. On remarque bien que les puissances des IM_3 et des IM_5 varient respectivement de 3 fois et 5 fois par rapport aux variations de puissance de la fondamentale.

Tableau C.1 – Puissance des produits d'intermodulation

Paramètres	LNA ₁ @ 57,8 GHz			LNA ₃ @ 62,8 GHz			LNA ₄ @ 65,2 GHz		
	P_{f_1} (dBm)	P_{IM_3} (dBm)	P_{IM_5} (dBm)	P_{f_1} (dBm)	P_{IM_3} (dBm)	P_{IM_5} (dBm)	P_{f_1} (dBm)	P_{IM_3} (dBm)	P_{IM_5} (dBm)
-50	-35	-124	-192	-36	-124	-192	-37	-129	-199
-40	-25	-94	-142	-26	-94	-143	-27	-99	-149
-30	-15	-65	-94	-16	-66	-94	-17	-70	-100

C.1 LNA₁

Le masque du LNA₁ fonctionnant à 57,8 GHz est présenté à la figure C.1. Ses caractéristiques issues des simulations électromagnétiques “post-layout” sont données dans les figures C.2 - C.5.

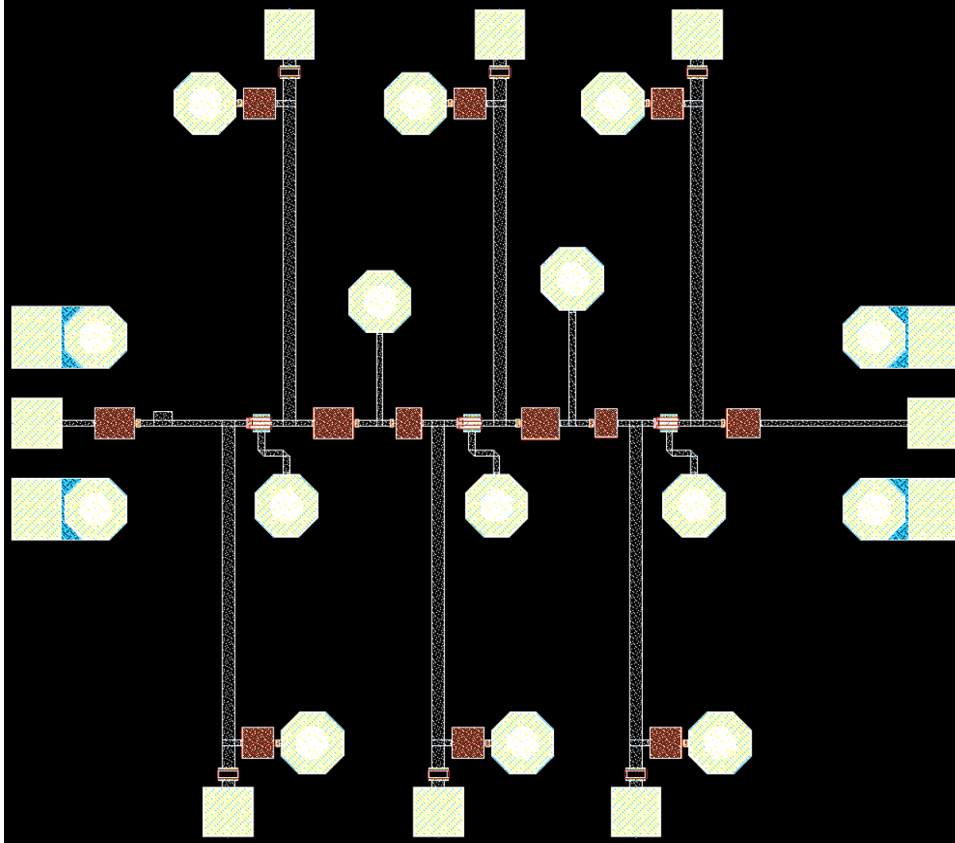


FIGURE C.1 – Masque du LNA à 57,8 GHz : 1,33 x 1,58 mm²

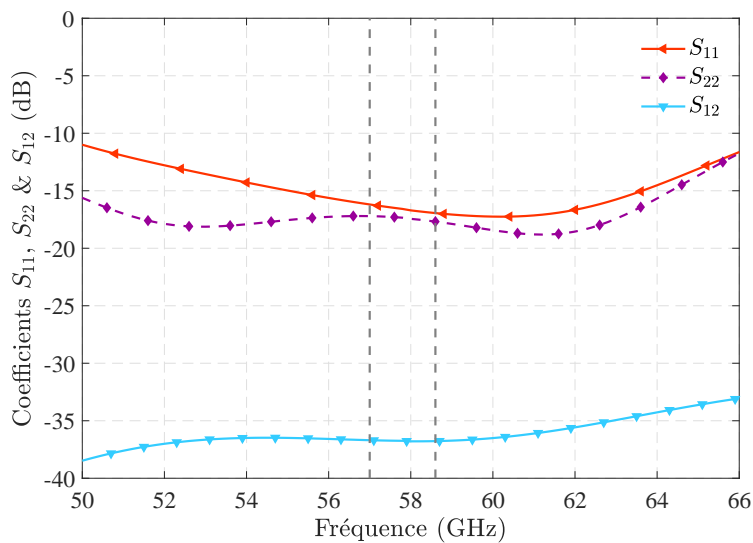


FIGURE C.2 – Coefficients de réflexion et d’isolation

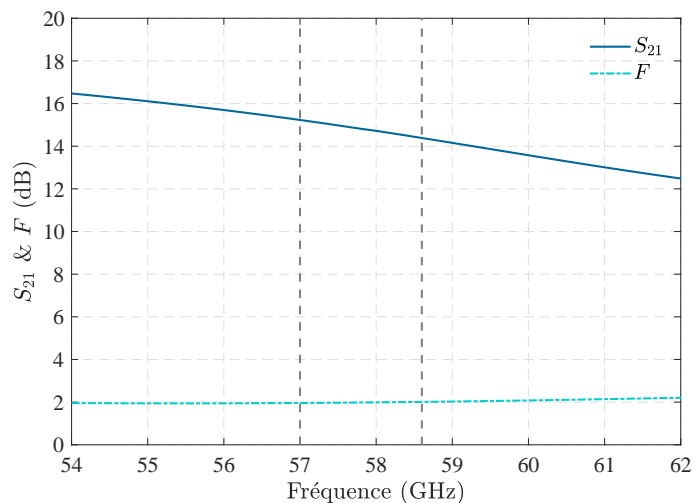
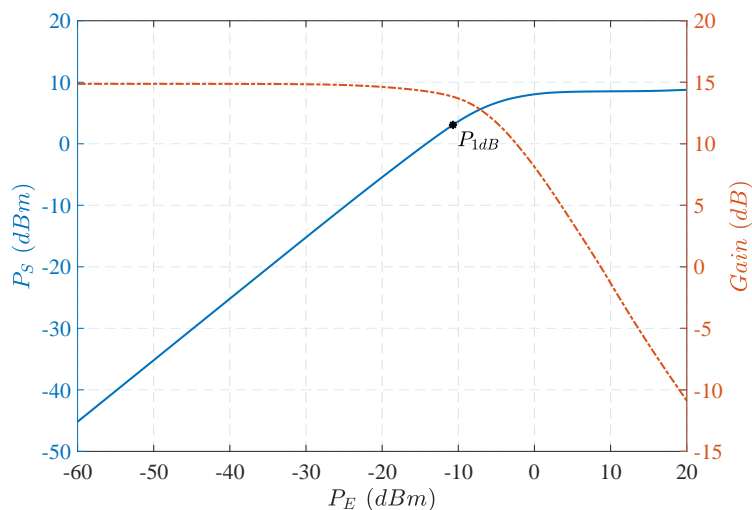
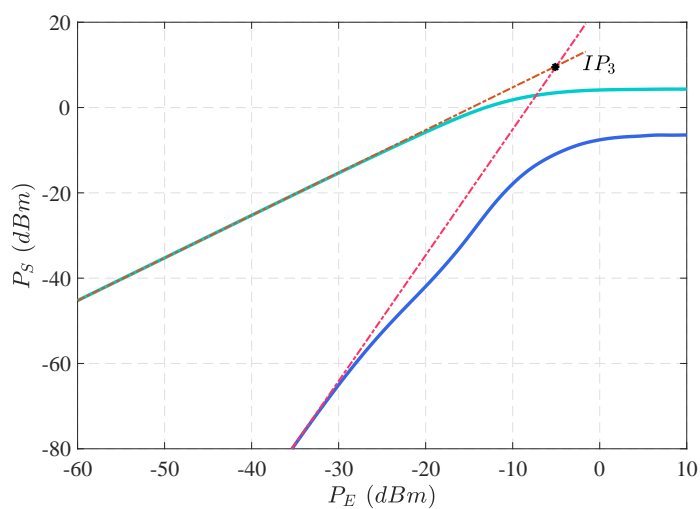
FIGURE C.3 – Paramètres S_{21} et facteur de bruit F 

FIGURE C.4 – Gain et point de compression à 1 dB

FIGURE C.5 – Point d'interception d'ordre 3 (IP_3)

C.2 LNA₃

Le layout du LNA₃ fonctionnant à 62,8 GHz est donné à la figure C.6. Ses performances issues des simulations électromagnétiques “post-layout” sont présentées dans les figures C.7, C.8, C.9 et C.10.

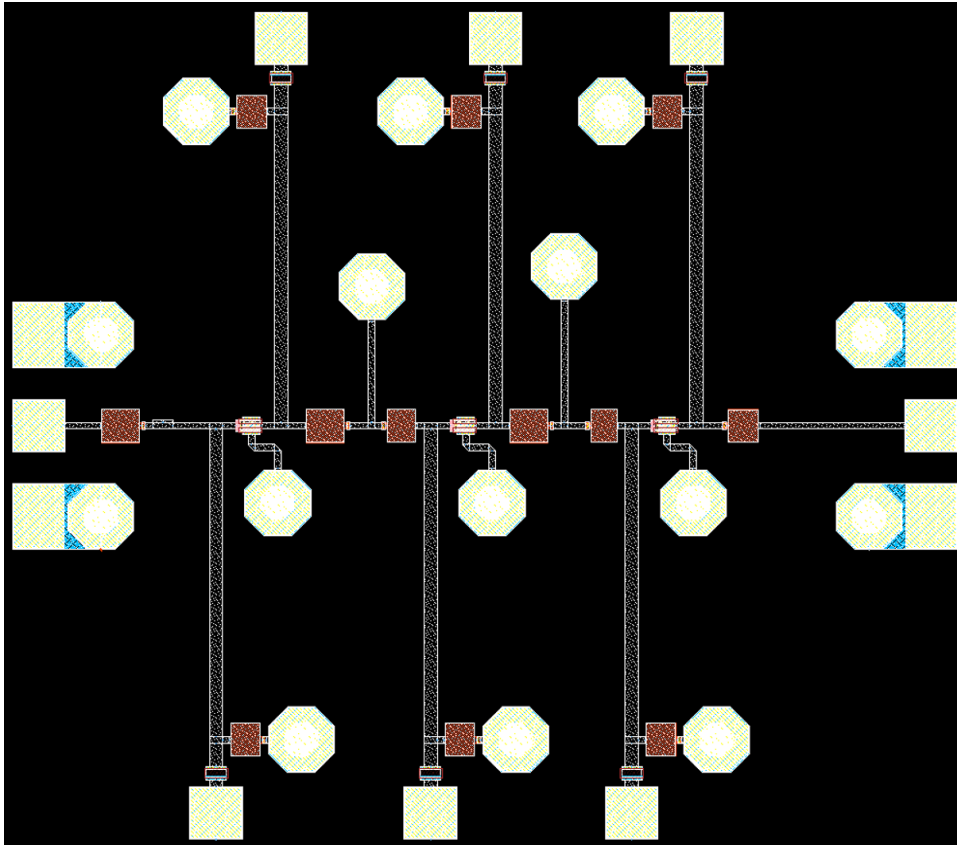


FIGURE C.6 – Masque du LNA à 62,8 GHz : 1,26 x 1,44 mm²

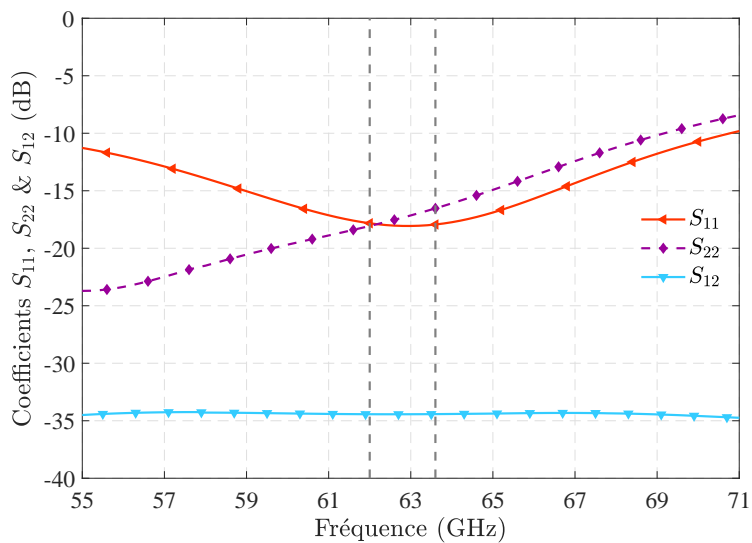


FIGURE C.7 – Coefficients de réflexion et d’isolation

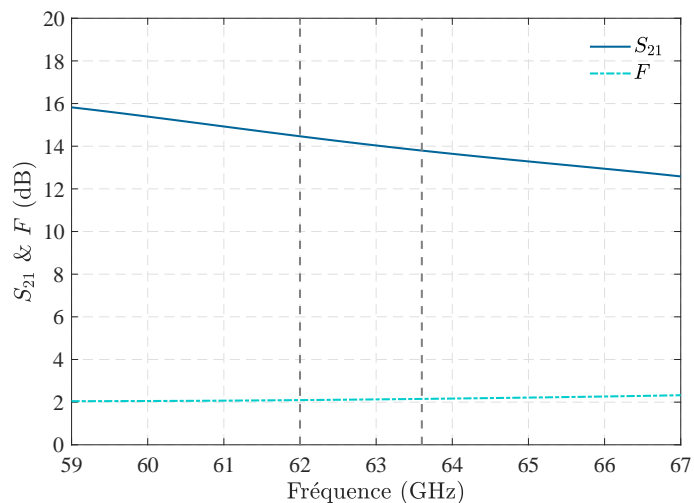
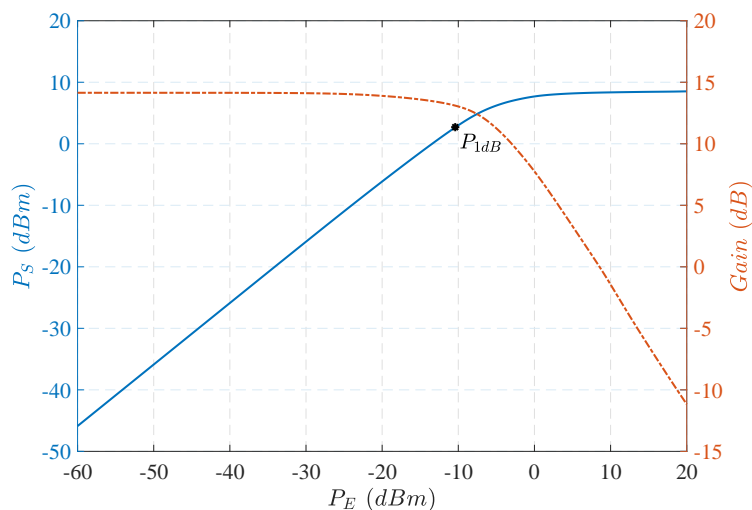
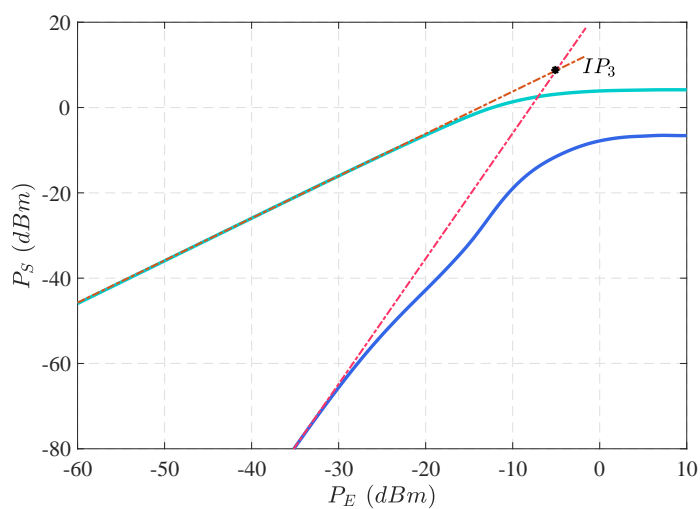
FIGURE C.8 – Paramètres S_{21} et facteur de bruit F 

FIGURE C.9 – Gain et point de compression à 1 dB

FIGURE C.10 – Point d'interception d'ordre 3 (IP_3)

C.3 LNA₄

Le masque du LNA₄ fonctionnant à 65,2 GHz est présenté à la figure C.11. Ses caractéristiques issues des simulations électromagnétiques “post-layout” sont données dans les figures C.12 - C.15.

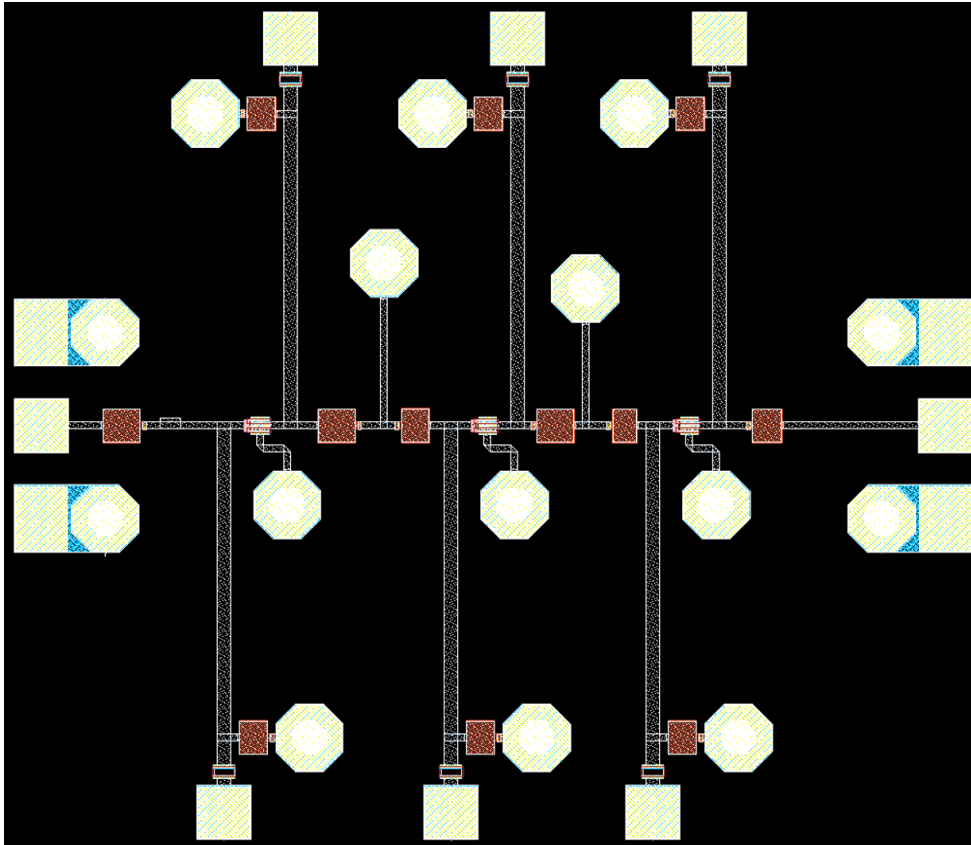


FIGURE C.11 – Masque du LNA à 65,2 GHz : 1,23 x 1,41 mm²

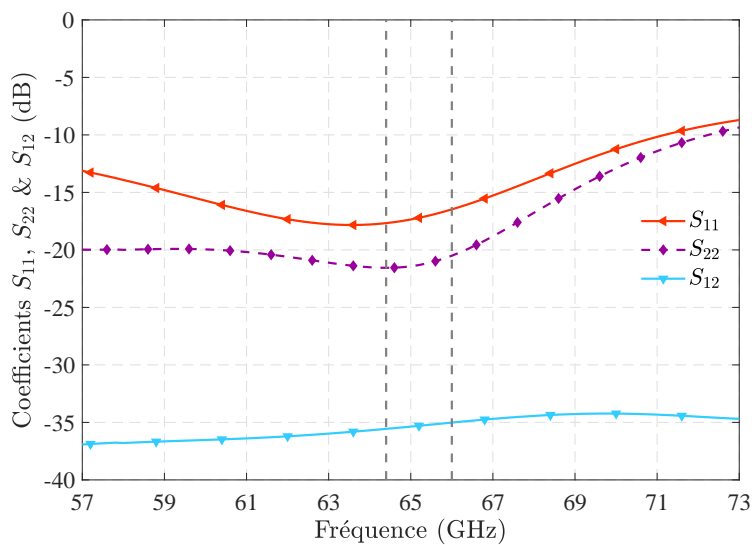


FIGURE C.12 – Coefficients de réflexion et d’isolation

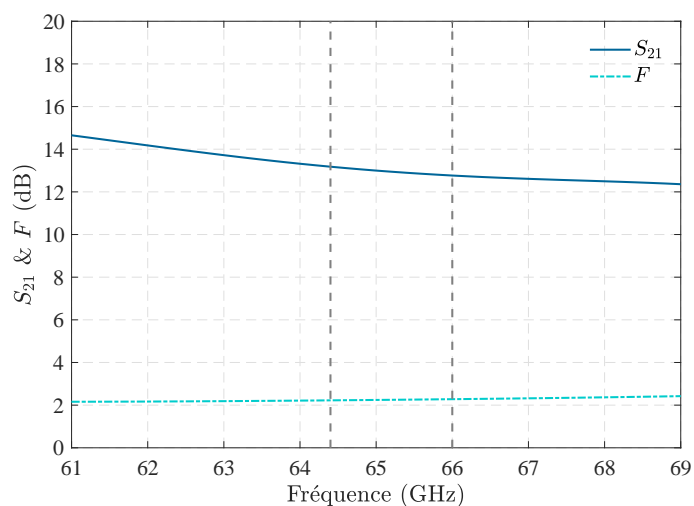
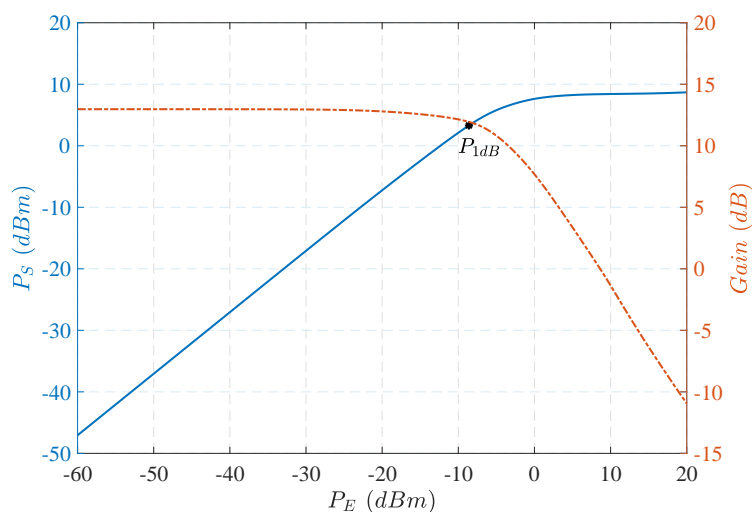
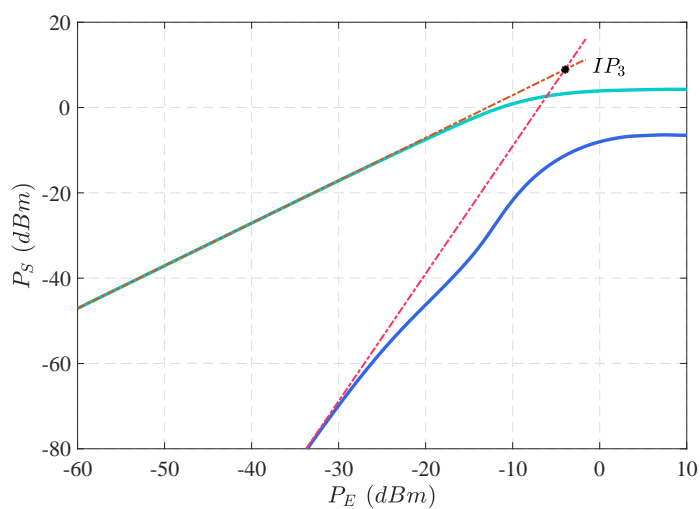
FIGURE C.13 – Paramètres S_{21} et facteur de bruit F 

FIGURE C.14 – Gain et point de compression à 1 dB

FIGURE C.15 – Point d'interception d'ordre 3 (IP_3)

Annexe D

Couverture de détection

Les couvertures de détection (angle d'incidence ; distance) du système quadri-bande proposé en comparaison avec un système classique mono-bande sont présentées dans les figures D.1, D.2, D.3 et D.4. Ces résultats sont fonction des dimensions de la cible (ici cylindrique) et de leur angle d'orientation α .

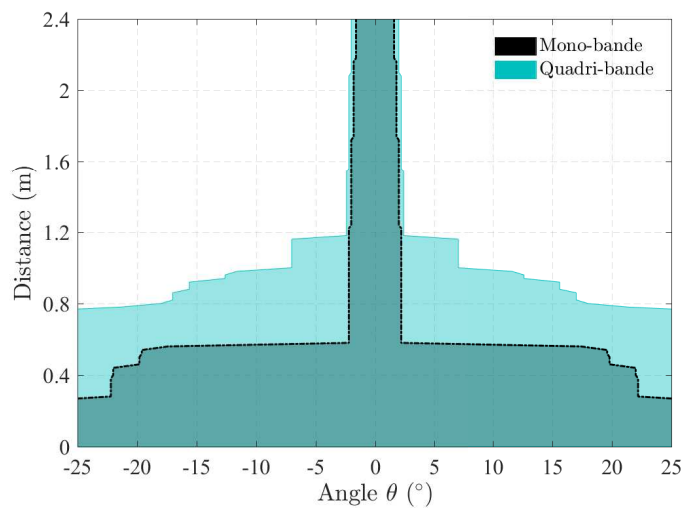
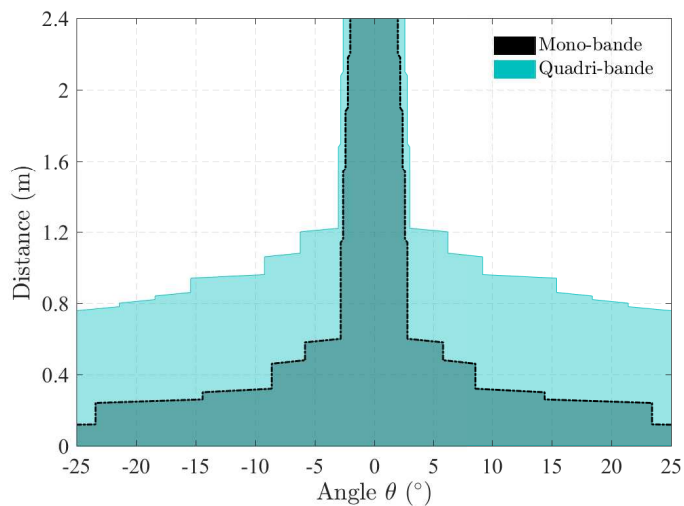
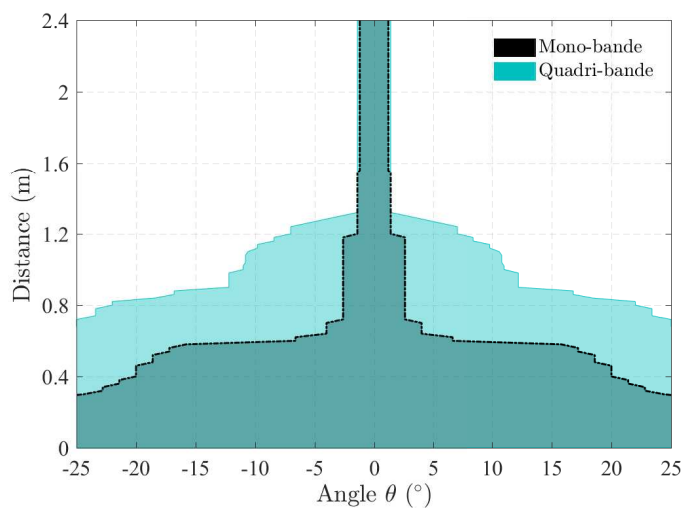
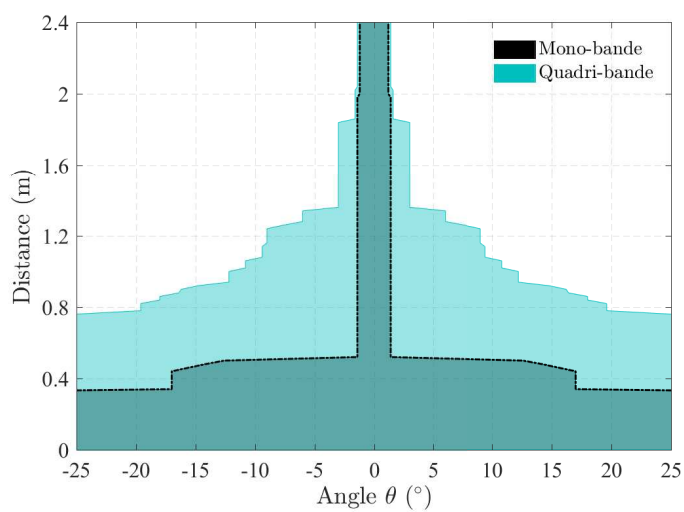


FIGURE D.1 – Performances de détection : cylindre ($r = 1$ cm ; $h = 6$ cm), $\alpha = 0^\circ$

FIGURE D.2 – Performances de détection : cylindre ($r = 1$ cm ; $h = 6$ cm), $\alpha = 40^\circ$ FIGURE D.3 – Performances de détection : cylindre ($r = 1$ cm ; $h = 10$ cm), $\alpha = 0^\circ$ FIGURE D.4 – Performances de détection : cylindre ($r = 1$ cm ; $h = 10$ cm), $\alpha = 20^\circ$

Résumé

Avec le contexte actuel des défis sécuritaires, la détection de petits objets devient un enjeu majeur pour lutter contre les actes malveillants. Mais, les évolutions des technologies en bandes millimétriques et le potentiel de ces bandes, notamment autour de 60 GHz peuvent faciliter la conception de systèmes de plus en plus performants, permettant de répondre à ces enjeux. Cette thèse s'inscrit dans ce contexte pour proposer un système de détection ultra-large bande (ULB) millimétrique pour des applications de courte portée.

Après un état de l'art détaillé des fondamentaux de la détection, nous présentons une validation de l'estimation de la surface équivalente radar (SER) par simulation avec le logiciel HFSS et par mesure en chambre anéchoïque. Ces deux études nous ont permis d'identifier les éléments essentiels à l'analyse système et les paramètres critiques de la détection d'objets canoniques cylindres et plaques.

Une fois l'analyse système cernée, nous avons proposé une approche de détection multi-bande basée sur le radar monostatique pour améliorer la couverture de détection des systèmes, mais aussi et surtout pour pallier la limitation de la détection des objets en fonction de leur orientation par rapport à l'axe de visée de l'antenne. Nous avons également proposé une architecture (émetteur-récepteur) simple pouvant être associée au principe de détection. Le dimensionnement du système nous a permis d'identifier les amplificateurs faible bruit (LNAs) comme éléments critiques du récepteur et ainsi d'établir leurs spécifications pour atteindre les performances visées.

Une comparaison des technologies SG13S de IHP et D007IH de OMMIC est menée dans la dernière partie de ce travail. Le choix de la technologie est justifié et la conception des LNAs sous ADS Keysight est détaillée. Une simulation de l'ensemble du système basée sur les performances des LNAs conçus et sur les simulations de SER est présentée pour illustrer la mise en œuvre de la détection. Enfin, les performances sont évaluées pour des cibles cylindriques et les apports du système proposé sont illustrés en comparaison avec une détection classique mono-bande.

Abstract

With the current context of security challenges, small objects detection is becoming a major issue in the fight against malicious acts. However, developments in millimeter-band technologies and the potential of these bands, particularly around 60 GHz, can facilitate the design of increasingly efficient systems to meet these challenges. This thesis is part of this context to propose an ultra-wideband (UWB) millimeter-wave detection system for short-range applications.

After a detailed state-of-the-art of the detection fundamentals, we present a validation of the radar cross-section (RCS) estimation by simulations with HFSS software and by measurements in anechoic chamber. These two studies allowed us to identify the essential elements for system analysis and the critical parameters for the detection of canonical objects such as cylinders and plates.

Once the system analysis is identified, we propose a multi-band detection approach based on monostatic radar to improve the detection coverage of the systems, but also and especially to overcome the limitation of objects detection according to their orientation in relation to the antenna boresight. We also propose a simple architecture (transceiver) that could be associated with the detection principle. The system design allowed us to identify low noise amplifiers (LNAs) as critical elements of the receiver and thus establish their specifications to achieve the targeted performances.

A comparison of IHP's SG13S and OMMIC's D007IH technologies is conducted in the last part of this work. The choice of technology is justified and the design of LNAs under ADS Keysight is detailed. A simulation of the entire system based on the performance of the designed LNAs and RCS simulations is presented to illustrate the implementation of detection. Finally, detection performances are evaluated for cylindrical targets and the contributions of the proposed system are illustrated in comparison with conventional single-band detection.