

UNIVERSITE DE LIMOGES
ED S2I : Sciences et Ingénierie pour l'Information
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2009

Thèse N°56-2009

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes"

Spécialité : "Télécommunications"

présentée et soutenue par

Dina SERHAL

le 30 octobre 2009

**Radiocommunications avec les véhicules terrestres par
antennes sectorielles grand gain**

Application aux liaisons haut débit avec les trains

Thèse dirigée par Monsieur Bernard JECKO
et co-encadrée par Monsieur Marc THEVENOT

JURY :

Madame	V. MADRANGEAS	Présidente
Monsieur	G. KOSSIAVAS	Rapporteur
Monsieur	M. HELIER	Rapporteur
Monsieur	B. JECKO	Examineur
Monsieur	M. THEVENOT	Examineur
Monsieur	D. PELLETIER	Examineur
Monsieur	D. ROUSSEL	Invité

À mes parents
À mes sœurs
À Khalil
À Léa

Remerciements

Ce travail a été effectué à la Faculté des Sciences et Techniques de l'Université de Limoges, au sein du laboratoire XLIM, dirigé par Monsieur Bernard JECKO et co-encadré par Monsieur Marc THEVENOT.

Je tiens à remercier, en premier lieu, Monsieur Bernard JECKO, Professeur à l'Université de Limoges, responsable du département Ondes et Systèmes Associés (OSA) de m'avoir accueillie dans son équipe et d'avoir dirigé mes travaux.

Un merci tout particulier à Marc THEVENOT, chargé de recherche CNRS, qui a assuré l'encadrement de cette thèse.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Madame Valérie MADRANGEAS, Professeur à l'Université de Limoges, pour avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je remercie très sincèrement Monsieur Georges KOSSIAVAS, Professeur à l'Université de Nice, et Monsieur Marc HELIER, Professeur à l'Université Pierre et Marie Curie pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

J'associe également à ces remerciements Monsieur Dominique ROUSSEL, Ingénieur LEGRAND, et Monsieur Daniel PELLETIER, Ingénieur R&D et Directeur associé de RADIALL pour avoir accepté de siéger à mon jury de thèse.

J'exprime ma gratitude à Régis CHANTALAT pour son aide précieuse et sa confiance qu'il m'a témoignée. Je te remercie pour ta disponibilité, tes encouragements et ton soutien sans faille. Que tu trouves ici l'expression de ma sincère reconnaissance et de mon profond respect.

Je remercie également Julien DROUET et Sébastien REYNAUD pour leur soutien et leurs conseils.

Mes remerciements s'adressent aussi à M. Laurent AUROY, responsable de la société Prototig, pour son savoir faire et le soin apporté à la réalisation des antennes. Je remercie également Stéphanie LIEBUS pour avoir accepté de faire les mesures à Brive.

Un grand merci à nos secrétaires Patricia LEROY et Nadine AYMARD pour leur gentillesse, leur bonne humeur, leur aide précieuse et leurs disponibilités.

Je ne peux que remercier humblement Eric ARNAUD, Ingénieur d'études au CNRS, qui m'a offert son temps et qui a toujours contribué à ce que les mesures se passent

dans la bonne humeur.

Mes plus vifs remerciements vont à tous mes collègues du département OSA et notamment à Mohamad, Alaa, les deux Ahmad, Lina, Fatna, Majed, Hassan, Oussama, Adil, Serge, Laure, Emilien, Nico, Moctar, Zhang et tous les autres. Merci pour l'ambiance conviviale et agréable que vous avez su créer. Dans cette ambiance, les lourdes journées passaient si vite ..

Un grand merci au fond du cœur ira à mes parents et mes sœurs, pour leur amour, leur encouragement et leur soutien moral, enfin, pour tout... Une pensée chaleureuse ira particulièrement à mes parents, sans eux, beaucoup de choses n'auraient pas été possibles.

Et pour finir, mes derniers remerciements, sans doute les plus profonds, sont pour Khalil, sans qui rien de tout cela n'aurait été possible. Merci pour ton amour, tes conseils précieux et ton encouragement pendant les bons et les mauvais moments. Merci à toujours.

Table des matières

Table des matières	v
Table des figures	xiii
Introduction générale	1
1 Contexte de l'étude et problématique	7
1.1 Contexte de l'étude et objectif	8
1.1.1 Présentation	8
1.1.2 Systèmes existants par satellite	9
1.1.2.1 Lien terrestre/satellitaire	9
1.1.2.2 Historique de l'Internet à bord du train	9
1.1.2.3 Limitations	10
1.1.3 Objectif : Liaison terrestre hertzienne	10
1.1.3.1 Principe	11
1.1.3.2 Travaux de thèse	11
1.1.3.3 Démarche du premier chapitre	12
1.2 Réseaux de télécommunication terrestres sans fil	13
1.2.1 Les concepts de base des systèmes de communications radio- mobiles terrestres	13
1.2.1.1 Le concept cellulaire	13
1.2.1.2 Le sous-système radio	14
1.2.1.2.1 La station de base ou BTS	14
1.2.1.2.2 Le contrôleur de stations de base ou BSC	15
1.2.1.3 Le sous-système réseau	15
1.2.2 L'évolution des générations des systèmes mobiles	17
1.2.2.1 GSM (2G)	18

1.2.2.2	GPRS (2,5G) et EDGE (2,75G)	18
1.2.2.3	UMTS (3G)	18
1.2.2.4	HSDPA (3,5G)	19
1.2.2.5	HSUPA (3,75G)	19
1.2.2.6	LTE/WiMAX mobile vers la 4G	20
1.2.2.7	Vers une convergence des technologies	20
1.2.2.8	Choix du WiMAX	20
1.3	Le WiMAX	22
1.3.1	Définition	22
1.3.2	Avantages du WiMAX	22
1.3.3	Normes du WiMAX	23
1.3.3.1	Le WiMAX fixe	23
1.3.3.1.1	IEEE std 802.16	23
1.3.3.1.2	IEEE 802.16a	23
1.3.3.1.3	IEEE 802.16b	23
1.3.3.1.4	IEEE 802.16c	23
1.3.3.1.5	IEEE 802.16d ou IEEE 802.16-2004	23
1.3.3.1.6	IEEE 802.16f	24
1.3.3.2	Le WiMAX mobile	24
1.3.3.2.1	IEEE 802.16e	24
1.3.3.2.2	IEEE 802.16g	25
1.3.4	Architecture du réseau WiMAX et sa topologie de déploiement	25
1.4	Projet THDT : Définition de l'antenne de station de base	27
1.4.1	Présentation du projet THDT	27
1.4.2	Définition du cahier des charges de l'antenne de station de base	28
1.4.2.1	Bande de fréquence	28
1.4.2.2	Polarisation	29
1.4.2.3	Ouverture	29
1.4.2.4	Gain	30
1.4.2.4.1	Quelques considérations liées au réseau	30
1.4.2.4.2	Pertes atmosphériques	31
1.4.2.4.3	Détermination du gain de l'antenne SB	39
1.4.2.5	Encombrement	39
1.4.2.6	Récapitulatif du cahier des charges	39
1.4.2.7	Conclusion	39

1.5	Antennes sectorielles pour station de base	42
1.5.1	Etat de l'art	42
1.5.1.1	Réseau d'antennes	42
1.5.1.1.1	Principe de fonctionnement	42
1.5.1.1.2	Réseau de dipôles	43
1.5.1.1.3	Réseau de patchs	43
1.5.1.1.4	Réseau de fentes	45
1.5.1.2	Antennes à ouverture rayonnante	46
1.5.1.2.1	Principe de fonctionnement	46
1.5.1.2.2	Cornet	46
1.5.1.2.3	Parabole	46
1.5.2	Antenne étudiée : antenne BIE sectorielle	47
2	Antenne planaire sectorielle à bande interdite électromagnétique BIE	49
2.1	Introduction	51
2.2	Antenne BIE directive	53
2.2.1	Courbe de dispersion	53
2.2.2	Résonateur en $z'z$	54
2.2.3	Ouverture rayonnante	55
2.2.4	Conception d'une antenne BIE	55
2.2.4.1	Coefficient du résonateur 1D	56
2.2.4.2	Hauteur du résonateur 1D	57
2.2.4.3	Détermination du gain de l'antenne	57
2.2.5	Source d'excitation	58
2.2.5.1	Excitation du champ magnétique près du plan de masse	58
2.2.5.2	Excitation du champ électrique	59
2.2.6	Cas particulier important	59
2.3	Antenne BIEM directive	60
2.3.1	Etude électromagnétique	61
2.3.2	Effet du taux de remplissage de la grille sur le facteur de qualité .	64
2.3.3	Facteur de qualité et directivité	64
2.3.4	Facteur de qualité et bande passante	65
2.4	Antenne BIEM sectorielle	67
2.4.1	Objectif	67
2.4.2	Principe de fonctionnement	67

2.4.3	Insertion de murs électriques	68
2.5	Conception d'une antenne BIEM sectorielle en polarisation TM	70
2.5.1	Principe de Babinet en électromagnétisme pour des écrans parfaitement conducteurs	70
2.5.2	Application aux antennes	72
2.5.3	Utilisation du principe de Babinet pour la conception d'une antenne sectorielle en polarisation TM	73
2.5.4	Abaques de directivité et de bande passante	74
2.5.5	Méthode de conception	74
2.6	Technique multisource	78
2.6.1	Principe de fonctionnement	78
2.6.2	Nombre de sources d'excitation	79
2.6.3	Espacement entre les sources	80
2.6.3.1	Directivité fréquentielle	81
2.6.3.2	Cartographie du champ électrique	82
2.6.3.3	Diagrammes de rayonnement	82
2.6.4	Effet de la répartition du champ électrique sur le rayonnement d'une antenne BIE bisource - approche analytique	83
2.7	Conclusion	87
3	Conception, réalisation et validation expérimentale de l'antenne définitive	89
3.1	Introduction	91
3.2	Conception de l'antenne de station de base BIE sectorielle	92
3.2.1	Cahier des charges	92
3.2.2	Etapes de la conception de l'antenne BIEM sectorielle monosource	93
3.2.2.1	Pourcentage en bande passante	93
3.2.2.2	Détermination de Q à partir de BP	93
3.2.2.3	Détermination de τ à partir de Q	93
3.2.2.4	Détermination de D_d à partir de Q	93
3.2.2.5	Détermination de la directivité D_s de l'antenne sectorielle monosource	94
3.2.3	Nombre de sources d'alimentation et espacement entre sources .	94
3.2.4	Grille métallique	94
3.3	Validation de la conception de l'antenne	94
3.3.1	Descriptif du prototype réalisé	95

3.3.2	Performances de l'antenne	96
3.3.2.1	Adaptation et couplage	96
3.3.2.2	Diagrammes de rayonnement	97
3.3.2.3	Bilan des pertes en puissance	98
3.3.2.4	Directivité et gain fréquentiels	101
3.3.3	Conclusion	101
3.4	Antenne SB sectorielle grand gain "opérationnelle"	102
3.4.1	Description du prototype de l'antenne SB finale	102
3.4.1.1	Présentation de l'antenne	102
3.4.1.2	Structure métallique	102
3.4.1.3	Réseau d'excitation	103
3.4.2	Circuit de distribution	104
3.4.2.1	Quelques rappels sur les lignes microrubans	105
3.4.2.1.1	Coefficient de vitesse d'un microruban	105
3.4.2.1.2	Lignes quart d'onde	106
3.4.2.1.3	Déphasseur	106
3.4.2.1.4	Diviseur de Wilkinson	106
3.4.2.1.5	Transformateur d'impédance à ligne quart d'onde	107
3.4.2.1.6	Logiciel utilisé	107
3.4.2.2	Conception et réalisation du diviseur de puissance 1 voie vers 12	108
3.4.2.2.1	Substrat utilisé	108
3.4.2.2.2	Remarque importante sur les phases aux sorties du circuit	108
3.4.2.2.3	Le circuit	109
3.4.2.3	Coefficients de réflexion et de transmission du circuit	111
3.4.2.4	Pertes par réflexion et isolation dans le circuit	113
3.4.3	Montage de l'antenne et du circuit	114
3.4.3.1	Présentation	114
3.4.3.2	Choix des câbles	115
3.4.3.2.1	Cas où les câbles ne sont pas de même longueur	116
3.4.3.2.2	Cas où les câbles ont une même longueur	116
3.4.4	Prototype réalisé	117
3.4.5	Système de mesure	117

3.4.6	Performances du système	118
3.4.6.1	Adaptation	118
3.4.6.1.1	Antenne seule	118
3.4.6.1.2	Système entier	118
3.4.6.2	Diagrammes de rayonnement	121
3.4.6.3	Directivité et gain fréquentiel	123
3.4.7	Insertion de l'antenne dans un radôme	124
3.4.7.1	Choix de l'épaisseur de la mousse de maintien	124
3.4.7.2	Effets du radôme sur les performances de l'antenne	126
3.4.7.2.1	Adaptation	126
3.4.7.2.2	Diagrammes de rayonnement	126
3.5	Conclusion	127
4	Prise en compte de la réflexion sur le sol dans la liaison SB - train et optimisation	129
4.1	Introduction	130
4.2	Bilan de liaison sans tenir compte de la réflexion sur le sol	132
4.2.1	Les antennes	132
4.2.1.1	Antenne de station de base	132
4.2.1.2	Antenne sur le train	132
4.2.2	Bilan de liaison	133
4.3	Prise en compte de la réflexion sur le sol	135
4.3.1	Modèles asymptotiques à deux rayons : cas d'antennes ayant un gain constant	135
4.3.1.1	Bilan de liaison approché dans le cas d'une polarisation TE	137
4.3.1.2	Bilan de liaison approché dans le cas d'une polarisation TM	139
4.3.1.3	Tracés des bilans de liaison approchés dans les deux cas TE et TM	140
4.3.2	Influence de l'antenne sectorielle SB polarisée TM	141
4.3.3	Influence de l'antenne directive située sur le train polarisée TM	144
4.3.3.1	Prise en compte du trajet direct seul	145
4.3.3.2	Prise en compte du trajet réfléchi seul	145
4.3.4	Analyse du bilan de liaison	147

4.3.5	Impact de la hauteur de l'antenne SB	148
4.4	Optimisation	151
4.4.1	Changement de la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne SB	152
4.4.1.1	Tilter l'antenne de la station de base vers le haut	153
4.4.1.2	Affiner le lobe principal de l'antenne de station de base	155
4.4.1.2.1	Origine d'une antenne en cosécante carrée	156
4.4.1.2.2	Expression du gain d'une antenne en cosécante carrée	157
4.4.1.2.3	Bilan de liaison obtenu avec un diagramme théorique idéal en cosécante carrée	159
4.4.1.3	Conclusions sur la forme du lobe principal de l'antenne de station de base	161
4.4.2	Changement de la polarisation des antennes	162
4.4.2.1	Polarisation à 45°	162
4.4.2.1.1	Bilan de liaison	162
4.4.2.1.2	Modèle proposé	163
4.4.2.1.3	Performances	164
4.4.2.2	Polarisation horizontale	165
4.4.2.2.1	Bilan de liaison	165
4.4.2.2.2	Modèle proposé	167
4.4.2.3	Double polarisation TE/TM	168
4.5	Conclusion	169
Annexes		176
A Les matériaux BIE		177
A.1	Les matériaux à bande interdite électromagnétique	177
A.1.1	Historique	177
A.1.2	Les structures BIE à défaut	178
B Calcul de Q en fonction de r_{BIE}		185
C Les surfaces sélectives en fréquence FSS		191
C.1	Définition	191
C.2	Association de plusieurs FSS	192

D	Calcul de l'impédance caractéristique et de la permittivité effective d'une ligne microruban	193
D.1	Equations de synthèse	194
D.2	Equations d'analyse	194
E	Décomposition d'une onde plane sur une interface diélectrique	197
E.1	Cas où le champ électrique est perpendiculaire au plan d'incidence : polarisation TE	197
E.2	Cas où le champ électrique est parallèle au plan d'incidence : polarisation TM	199
	Glossaire	201
	Bibliographie	205

Table des figures

1.1	Voyageur à bord du train se connectant sur Internet	8
1.2	Architecture de la liaison train/satellite	9
1.3	(a) L'antenne satellite protégée par un dôme. (b) Satellite Hispasat	10
1.4	Description de la liaison : Station de base - Train	11
1.5	Représentation des cellules	14
1.6	Architecture du sous-système radio	15
1.7	Sous-système réseau	16
1.8	Evolution des générations des systèmes mobiles	17
1.9	Vers un accès unifié	21
1.10	Appareil fonctionnant à 5GHz fourni par <i>Proxim Wireless</i>	21
1.11	Réseau IEEE 802.16 typique	26
1.12	Réseau ferré en Limousin entre Limoges et Guéret	28
1.13	Spectres de fréquence avec et sans licence pour le BWA	29
1.14	Disposition et angle d'ouverture des stations de base sur la voie ferrée .	30
1.15	Atténuation atmosphérique	33
1.16	Exemple de végétation	34
1.17	Atténuation par la végétation à 5,6 GHz pour les modèles MED et IUT-R	36
1.18	Mesure de l'atténuation par la végétation	38
1.19	Forme de la tache de couverture pour une antenne SB sectorielle.	40
1.20	Exemple d'un diagramme de rayonnement sectoriel	42
1.21	Réseau d'antennes schématisé avec son alimentation parallèle	43
1.22	Antenne sectorielle de 65° pour la bande des 1800 MHz	44
1.23	Réseau de deux dipôles imprimés placés sur un réflecteur formé	44
1.24	Exemple de réseaux de patchs sectoriels	44
1.25	Guide d'onde à fente (a) en polarisation horizontale et (b) en polarisation verticale	45

1.26	Réseau de fentes dans un résonateur cylindrique	45
1.27	Exemples de cornets sectoriels	46
1.28	Antenne parabolique sectorielle	47
2.1	Antenne BIE directive 1D	53
2.2	Courbe de dispersion des modes installés dans la structure BIE	54
2.3	Les différents trajets de champ entre le matériau BIE et le plan de masse	54
2.4	Cartographies du champ électrique sur le toit horizontal de l'antenne (a) et sur le plan de symétrie vertical (b) à $f < f_0$. Diagramme de rayonnement directif à $f < f_0$ (c) et formé à $f > f_0$ (d)	56
2.5	Exemple d'excitation du champ magnétique	58
2.6	Exemple d'excitation du champ électrique	59
2.7	(a) Matériau BIE sans défaut (b) Matériau BIE avec défaut (c) Matériau BIE avec défaut constitué d'une lame et un plan de masse	60
2.8	Le modèle étudié de l'antenne BIEM directive	61
2.9	Evolution de la directivité d'une antenne BIEM directive en fonction de la fréquence	62
2.10	Evolution du coefficient de qualité du résonateur 1D en fonction du taux de remplissage de la grille métallique	64
2.11	Evolution de la directivité d'une antenne BIEM en fonction du coefficient de qualité de la cavité	65
2.12	Evolution de la bande passante d'une antenne BIEM en fonction du coefficient de qualité du résonateur en z	66
2.13	Evolution de la bande passante d'une antenne BIEM en fonction sa directivité	66
2.14	(a) Ouverture rayonnante circulaire d'une antenne BIEM directive. (b) Diagramme 3D directif	67
2.15	(a) Ouverture rayonnante elliptique d'une antenne BIEM sectorielle. (b) Diagramme 3D sectoriel	68
2.16	Cartographie du champ électrique au milieu de la cavité d'une antenne BIEM directive	69
2.17	Cartographie du champ électrique au milieu de la cavité d'une antenne BIEM après insertion des murs électriques	69
2.18	Modèle d'une antenne BIEM sectorielle en polarisation TM	70
2.19	Représentation d'une source et d'un point d'observation	71

2.20	Représentation d'un obstacle diffractant entre la source et le point d'observation	71
2.21	Champ électromagnétique derrière un écran et son complémentaire . . .	72
2.22	Equivalence de rayonnement entre une fente et son complémentaire . .	72
2.23	Antenne BIEM sectorielle dont les tiges sont maintenues par des supports en plexi-glass	73
2.24	Le modèle proposé de l'antenne BIEM sectorielle en polarisation TM . .	74
2.25	Phase du coefficient de la grille métallique et de son complémentaire . .	75
2.26	Coefficient de qualité en fonction du taux de remplissage de la grille métallique complémentaire	75
2.27	Evolution de la directivité et de la bande passante en fonction du coefficient de qualité	76
2.28	Bande passante en fonction de la directivité dans le cas de la structure BIEM complémentaire	76
2.29	Ouvertures rayonnantes des antennes carrée et rectangulaire	77
2.30	Etalement de l'ouverture rayonnante d'une antenne grâce à l'excitation multi-source	79
2.31	Evolution de la directivité en fonction du nombre de sources d'excitation	80
2.32	Evolution de la directivité en fonction de l'espacement entre les sources d'excitation (quatre sources)	81
2.33	Evolution des diagrammes de rayonnement dans le plan E en fonction du nombre de sources d'excitation (à 5,6 GHz)	84
2.34	Distribution du champ électrique dans le cas bisource	85
2.35	Diagrammes de rayonnement considérés dans le cas bisource	86
2.36	Diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE bisource pour différentes valeurs de d	87
3.1	Illustration de la liaison Station de base - Train	92
3.2	(a) Prototype de l'antenne réalisée. (b) Répartition des antennes patch sur le plan de masse. (c) Vue latérale du système d'alimentation	96
3.3	Résultats en mesure et en simulation de quelques coefficients de réflexion (port 1) et de couplage (entre les ports 2 et 3)	97
3.4	Diagrammes normalisés dans les plans E et H à 5,6 GHz	98
3.5	Bilan des pertes en puissance dans le système	99
3.6	Coefficient de réflexion mesuré à l'entrée du système	100

3.7	Les différentes pertes dans le système	100
3.8	Les résultats en mesure et en simulation du gain	101
3.9	Vue en perspective de l'antenne SB sectorielle	103
3.10	Vue de côté de l'antenne	103
3.11	Disposition des patchs sur le plan de masse	104
3.12	Schéma détaillé d'un patch sur le plan de masse	104
3.13	Constitution d'une ligne microruban	105
3.14	Ligne à retard de phase en technologie microruban	106
3.15	Diviseur de Wilkinson	107
3.16	Transformateur d'impédance à ligne quart d'onde	107
3.17	Evolution de l'impédance caractéristique d'une ligne microruban en fonction de la hauteur du substrat DUROID 6002 et de la largeur de la ligne	109
3.18	Variation de la phase en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de lignes	110
3.19	Vue en coupe de la disposition de la ligne d'alimentation derrière l'antenne	110
3.20	Le diviseur de puissance 1 voie vers 12 et la boîte métallique qui le contient	111
3.21	Photographie du circuit réalisé	111
3.22	Résultats de mesure et de simulation du coefficient de réflexion du circuit au niveau du port principal	112
3.23	Résultats de simulation et de mesure des modules des coefficients de transmission S_{i1} du circuit	113
3.24	Résultats de simulation et de mesure des phases des coefficients de transmission S_{i1} du circuit	114
3.25	Résultats de simulation et de mesure des pertes par adaptation et par isolation dans le circuit de distribution	115
3.26	Montage proposé de l'ensemble : antenne, circuit et câbles	115
3.27	Cas où les câbles ne sont pas identiques	116
3.28	(a) Vue en face de l'antenne. (b) Vue de dessous de l'antenne et disposition des câbles et du diviseur de puissance	117
3.29	Système de mesure dans la chambre anéchoïque de la base de Satimo . .	118
3.30	Résultats de simulation des paramètres d'adaptation S_{ii} de l'antenne . .	119
3.31	Résultats de mesure des paramètres d'adaptation S_{ii} de l'antenne	119
3.32	Résultats de simulation des paramètres de couplage S_{i1} de l'antenne . .	120
3.33	Résultats de mesure des paramètres de couplage S_{i1} de l'antenne	120

3.34	Résultats de mesure et de simulation du coefficient de réflexion du système entier	121
3.35	Diagramme de rayonnement en site à 5,6 GHz	122
3.36	Diagrammes de rayonnement en azimut à 5,6 GHz	122
3.37	Résultats de mesure et de simulation de la directivité et du gain réalisé .	123
3.38	L'antenne protégée dans le radôme. (a) Vue en perspective. (b) Vue transversale	125
3.39	Directivité de l'antenne sans et avec le radôme pour les deux valeurs de l'épaisseur de la mousse de maintien	126
3.40	Puissances normalisées revenant dans les 12 accès de l'antenne protégée par le radôme choisi	127
3.41	Diagramme de rayonnement dans le plan E de l'antenne avec le radôme	127
3.42	Diagramme de rayonnement dans le plan H de l'antenne avec le radôme	128
4.1	L'antenne station de base et son diagramme de rayonnement 3D à 5,6 GHz	132
4.2	Diagramme de rayonnement de l'antenne station de base dans le plan $\Phi = 0^\circ$, à 5,6 GHz	133
4.3	Description de l'antenne située sur le train	133
4.4	Diagramme de rayonnement de l'antenne située sur le train dans le plan $\Phi = 0^\circ$, à 5,6 GHz	134
4.5	Puissance reçue par l'antenne située sur le train, en voie descendante, sans tenir compte du sol	134
4.6	Trajets direct et réfléchi d'une liaison point-à-point sans fil entre la station de base et le train	135
4.7	Bilan de liaison en fonction de la polarisation à l'émission	141
4.8	Puissance reçue tenant compte du diagramme de l'antenne de la station de base sectorielle	143
4.9	Gain de l'antenne de station de base pour chacun des trajets direct et réfléchi en fonction de la distance	144
4.10	Trajets direct et réfléchi avec les gains correspondants	145
4.11	Puissance reçue tenant compte du diagramme de l'antenne SB sectorielle et celui de l'antenne train directive	146
4.12	Puissance reçue sans et avec atténuation par la pluie	147

4.13	Diagramme de rayonnement de l'antenne SB (a) et puissance reçue par l'antenne train (b) aux points critiques	149
4.14	Evolution de la puissance reçue en fonction de la hauteur de la station de base	150
4.15	Evolution de la profondeur du dernier évanouissement du signal en fonction de la hauteur de la station de base	151
4.16	Evolution de la profondeur du dernier évanouissement du signal en fonction de la hauteur de la station de base	152
4.17	Evolution des puissances au niveau du trou et à 8 km en fonction de l'angle de tilt de l'antenne SB	154
4.18	Evolution des puissances au niveau du trou et à 8 km en fonction de l'angle de tilt et de la hauteur de l'antenne SB	154
4.19	Comparaison des bilans de liaisons obtenues avec une antenne BIE sectorielle alimentée par 12 patches et une autre alimentée par 24 patches .	156
4.20	Schéma de principe dans la configuration "radar"	157
4.21	Schéma de principe	158
4.22	Comparaison entre le diagramme de l'antenne BIE sectorielle et celui en cosécante carrée idéal	159
4.23	Gains des trajets direct et réfléchi pour les deux cas : diagramme de la BIE sectorielle et diagramme en cosécante carrée idéal	160
4.24	Le bilan de liaison optimisé par l'utilisation d'un diagramme en cosécante carrée idéal pour l'antenne SB	161
4.25	Comparaison entre les bilans de liaison obtenus avec les polarisations TM et 45°	163
4.26	Prototype d'une antenne BIE sectorielle monosource à polarisation 45° .	164
4.27	Polarisations principale et croisée	164
4.28	Modules des deux composantes principales (θ et ϕ) du champ électrique	165
4.29	Phases des deux composantes principales (θ et ϕ) du champ électrique .	166
4.30	Diagrammes de rayonnement de l'antenne dans les plans E et H à la fréquence centrale	166
4.31	Comparaison entre les bilans de liaison obtenus avec les polarisations TM et TE	167
4.32	Prototype d'une antenne BIE sectorielle monosource en polarisation TE	168
4.33	Diversité de polarisation TE/TM	168

A.1	Principe du miroir de Bragg.	177
A.2	Différents types de défauts basés sur la rupture de la périodicité du motif élémentaire.	179
A.3	Exemple de dimension du défaut.	179
A.4	Coefficients de réflexion et de transmission de la structure BIE sans défaut.	180
A.5	Propagation à travers une structure BIE 1D.	181
A.6	(a) Structure BIE à défaut. (b) Coefficient de transmission de la structure BIE à défaut.	181
A.7	Exemple de distribution de densité de puissance obtenue avec une structure BIE 1D à défaut pour la fréquence f_0 . (a) Structure BIE 1D à défaut dans le plan (xOz). (b) $P_{f_0}(\vec{k})$ à f_0 représentée dans l'espace réciproque, plan (k_x, O, k_z)	182
B.1	Géométrie d'une cavité BIE	185
B.2	Coefficient de transmission et résonance	189
C.1	Exemples de FSS	191
C.2	Association de plusieurs FSS	192
D.1	Géométrie d'une ligne microruban	193
E.1	Phénomène de propagation en polarisation TE	198
E.2	Phénomène de propagation en polarisation TM	200

Introduction générale

Internet fait partie des nouvelles technologies devenues indispensables à notre quotidien que ce soit pour la recherche d'informations, pour la création d'un réseau social, pour l'achat de produits ou encore bien d'autres raisons.

Depuis quelques années, les professionnels du marketing ont annoncé le décollage de l'Internet mobile. Ainsi, un abonné peut accéder à Internet via son téléphone mobile, ou encore via une simple clé USB (*Universal Serial Bus*) branchée à son ordinateur portable. Ou encore, il peut acquérir un "modem", un simple boîtier à connecter à une prise de courant, relié à un ordinateur de bureau via un câble réseau pour recevoir et transmettre via Internet.

Côté consommateurs, l'apparition des forfaits Internet illimités et le renouvellement à venir du parc de téléphones portables en faveur des mobiles multimédias, GPS (*Global Positioning System*), aux larges écrans tactiles laissent présager un décollage grand public des usages.

A l'heure de l'Internet mobile, être connecté au Web à bord d'un train qui se déplace à plus de 160 km/h, ce n'est plus seulement une prouesse, c'est le quotidien de nombreux voyageurs. C'est véritablement une première : les voyageurs peuvent surfer et accéder à des contenus multimédias pendant leur voyage.

Ce n'est que depuis le mois de mai 2008 qu'a été réellement ouvert ce service, pour la première fois de manière pérenne dans les trains Thalys (à destination de Paris, Bruxelles, Amsterdam, Cologne). Ce confort est obtenu grâce à l'utilisation combinée d'une liaison satellite et d'un réseau WiFi (*Wireless Fidelity*) à terre. Mais l'inconvénient principal de cette liaison réside toutefois dans le faible débit effectif : 5 Mbit/s à partager entre les 360 personnes qui se trouvent dans une seule rame !

Les travaux de cette thèse se situent dans le cadre du projet Très Haut Débit dans les Trains (THDT) signé entre le laboratoire XLIM et d'autres partenaires industriels. Son premier objectif est de fournir aux voyageurs à bord du train un très haut débit atteignant 18 Mbit/s mais cette fois par une liaison hertzienne terrestre beaucoup

moins compliquée que la liaison terrestre satellitaire. Dans ce contexte, le train communique, le long de son voyage, avec des stations de base localisées aux bords de la voie ferrée par une liaison de type WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) mobile. L'accès à Internet dans le train se fait par une liaison WiFi sans fil : dans chaque wagon, des points d'accès créent le réseau visible par les voyageurs. Enfin, la connexion au réseau dorsal local se fait par une liaison hertzienne ou autre, ou encore avec la fibre optique de la Société Nationale des Chemins de Fer Français (SNCF).

Le deuxième objectif de ce projet est l'utilisation d'un nombre limité de stations de base afin de réduire le coût et limiter le nombre de répéteurs.

Le troisième objectif est d'optimiser le système de communication sans fil entre la station de base et le train.

A titre d'application, nous avons choisi la voie ferrée située entre Limoges et Guéret. La liaison entre ces deux villes de la région du Limousin est effectuée par des trains express régionaux (T.E.R.) qui véhiculent beaucoup de passagers par an, et donc fournir du haut débit à ces voyageurs est un objectif socio-économique.

Durant cette thèse, nous nous sommes focalisés sur la liaison la plus complexe et la plus originale, c'est la liaison WiMAX entre le train et les stations de base. Nos travaux portent sur deux grandes tâches :

- La première consiste à définir, concevoir et réaliser l'antenne de station de base. L'antenne située sur le train fait le sujet d'étude d'une autre thèse en cours de préparation au sein du laboratoire XLIM.
- La deuxième consiste à optimiser le bilan de liaison entre le train et la station de base en effectuant des études de propagation.

L'antenne de station de base doit répondre aux contraintes de propagation et de couverture de la voie ferrée considérée. Une antenne sectorielle à fort gain est la seule solution pouvant satisfaire à ces contraintes. Un nouveau type d'antenne semble prometteur et suscite de plus en plus d'intérêt de la part des industriels : l'antenne à bande interdite électromagnétique, ou BIE.

Les structures à bande interdite électromagnétique connaissent un développement qui croît exponentiellement depuis une vingtaine d'années. Les applications sont très nombreuses dans le domaine de l'optique et des microondes, mais une application particulière consiste à utiliser les propriétés filtrantes de ces structures pour réaliser une antenne directive.

L'antenne BIE à défaut permet d'obtenir une focalisation forte de l'énergie dans une direction. Ce type d'antenne présente l'avantage d'être planaire et d'obtenir un gain et

un rayonnement variant en fonction des caractéristiques de la structure utilisée. De conception relativement simple, elle peut rayonner une polarisation linéaire aussi bien qu'une polarisation circulaire.

C'est sur ce type d'antenne que seront basées toutes les études présentées dans ce manuscrit. L'antenne de station de base à concevoir sera alors une antenne BIE plane, sectorielle et très directive.

Présentation du manuscrit et contribution

Ce manuscrit est constitué de quatre chapitres.

- Le **chapitre 1** est consacré à la détermination des caractéristiques de l'antenne de station de base adéquate pour optimiser le système de télécommunication par voie hertzienne terrestre. Tout d'abord, nous détaillerons la technologie WiMAX qui sera utilisée pour notre application et nous ferons au préalable un état de l'art des systèmes de télécommunications terrestres. Ensuite, nous déterminerons le cahier des charges de l'antenne à adopter. Enfin, nous effectuerons un état de l'art des antennes sectorielles existantes et nous montrerons leurs caractéristiques principales et leurs limitations.
- Le **chapitre 2** expliquera le principe de fonctionnement d'une antenne BIE et ses propriétés électromagnétiques. En particulier, nous étudierons les antennes à bande interdite électromagnétique à base de structure métallique (BIEM). Ensuite, nous montrerons le principe de fonctionnement d'une antenne BIEM sectorielle et nous proposerons une méthode pour la conception d'une telle antenne partant d'un cahier de charges donné. Enfin, nous étudierons la technique multisource et nous montrerons comment elle permet d'améliorer les performances de l'antenne BIE en termes de directivité et de bande passante. Cette technique sera utilisée dans la conception de l'antenne de station de base.
- Le **chapitre 3** est dédié à présenter l'antenne que nous avons conçue pour la station de base. Pour ce faire, nous proposerons un modèle rigide et simple à réaliser. Dans un premier temps, nous validerons la méthode de conception que nous avons adoptée ainsi que d'autres considérations de mesure en réalisant un petit prototype de l'antenne. Dans un deuxième temps, nous présenterons l'antenne finale et les résultats expérimentaux obtenus. L'alimentation de l'antenne sera faite par un diviseur de puissance que nous allons concevoir et

réaliser. Enfin, nous étudierons la possibilité d'ajouter un radôme pour protéger l'antenne. Ce choix sera basé sur l'optimisation des performances de l'ensemble constitué par l'antenne et le radôme.

- Une fois que nous avons réussi à concevoir et réaliser l'antenne de station de base à prix non exorbitant du point de vue industriel et qui satisfait aux contraintes mentionnées précédemment (rayonnement sectoriel et fort gain), nous étudierons dans le **chapitre 4** le bilan de liaison établi entre l'antenne de station de base et celle située sur le train avec pour objectif l'optimisation de ce bilan. Dans ce contexte, nous tiendrons compte de la réflexion de l'onde sur le sol et des diagrammes réels de l'antenne de station de base et de celle située sur le train pour établir la formule de la puissance reçue par ce dernier le long de son trajet. Ensuite, nous montrerons que cette réflexion est à l'origine d'un fort évanouissement du signal reçu pendant une certaine période de temps. Nous terminerons ce chapitre par la mise en place de plusieurs propositions afin de remédier à ce problème.

Enfin, nous terminons ce document par une **conclusion générale** dans laquelle un bilan du travail effectué ainsi que des perspectives d'avenir sont présentés.

Publications

■ **Revues**

- **D. Serhal**, S. Reynaud, R. Chantalat, B. Jecko, T. Monédière, "On Combating the Deep Fades Due to Ground Reflection in Point-to-Point WiMAX Communications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, **soumis**, 2009.
- **D. Serhal**, M. Hajj, R. Chantalat, J. Drouet, B. Jecko, "Multi-fed sectoral EBG antenna for WiMAX applications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.8, pp.620-623, 2009.
- M. Hajj, **D. Serhal**, R. Chantalat, B. Jecko, "New development around M-PRS antennas for sectoral coverage of telecommunication networks with dual polarization", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2009.
- M. Hajj, E. Rodes, **D. Serhal**, T. Monédière, B. Jecko, "Design of Sectoral Antennas Using a Metallic EBG Structure and Multiple Sources Feeding for Base Station Applications", *International Journal of Antennas and Propagation*, Vol.2008, 2008.
- M. Hajj, E. Rodes, **D. Serhal**, B. Jecko, "Metallic EBG Sectoral Antennas with different polarizations", *Automatika, Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*, Vol.49, N°3-4, November 2008.

■ **Colloques internationaux avec actes**

- **D. Serhal**, R. Chantalat, T. Monédière, M. Hajj, B. Jecko, "Sectoral Metallic EBG Antenna for High Data Rate Wireless Terrestrial Communications with Vehicles using WiMAX Technology", *International Workshop on Antenna Technology, IWAT 2010, Lisbon, Portugal, 01-03 Mar. 2010*, **soumis**.
- M. Hajj, **D. Serhal**, B. Jecko, "Design of simple MPRS superstrates for different applications to sectoral base station antennas", *3rd International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics, London, UK, 01-04 Sep. 2009*.
- **D. Serhal**, M. Hajj, B. Jecko, "High gain sectoral metallic EBG antenna", *The 3rd European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2009, Berlin, Allemagne, 23-27 Mar. 2009*.

- M. Hajj, E. Rodes, **D. Serhal**, T. Monédière, B. Jecko, "Metallic EBG superstrates for dual polarized sectoral base station antennas", The 3rd European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2009, Berlin, Allemagne, 23-27 Mar. 2009.
- **D. Serhal**, M. Hajj, R. Chantalat, B. Jecko, "A novel model of sectoral M-EBG antenna for WiMAX applications", 2nd International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics, Pamplona, Spain, 21-26 Sep. 2008.
- M. Hajj, **D. Serhal**, E. Rodes, T. Monédière, B. Jecko, "Dual-Band Metallic FSS-EBG Sectoral Antenna", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, San Diego, USA, 05-12 Jul. 2008.
- **D. Serhal**, M. Hajj, E. Rodes, B. Jecko, "EBG Antennas conformation for beamforming", 4th IEEE Loughborough Antennas and Propagation Conference, LAPC 2008, Loughborough, UK, pp. 121-124, 17-18 Mar. 2008.
- M. Hajj, E. Rodes, **D. Serhal**, M. Thévenot, T. Monédière, B. Jecko, "Metallic EBG sectoral antenna for a base station with horizontal polarization", 2nd European Conference on Antennas and Propagation EuCAP2007, Edinburgh, UK, 11-16 Nov. 2007.
- M. Hajj, E. Rodes, **D. Serhal**, R. Chantalat, M. Thévenot, T. Monédière, B. Jecko, "Metallic EBG Sectoral Antenna for Base Stations", 19th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications ICECom 2007, Dubrovnik, Republic of Croatia, 24-26 Sep. 2007.

■ Colloques nationaux

- **D. Serhal**, M. Hajj, B. Jecko, "Impact de l'alimentation multi-source sur les performances d'une antenne sectorielle à bande interdite électromagnétique", 16èmes Journées Nationales Microondes, Grenoble, France, 27-29 Mai 2009.

Chapitre 1

Contexte de l'étude et problématique

Sommaire

1.1	Contexte de l'étude et objectif	8
1.1.1	Présentation	8
1.1.2	Systèmes existants par satellite	9
1.1.3	Objectif : Liaison terrestre hertzienne	10
1.2	Réseaux de télécommunication terrestres sans fil	13
1.2.1	Les concepts de base des systèmes de communications radio-mobiles terrestres	13
1.2.2	L'évolution des générations des systèmes mobiles	17
1.3	Le WiMAX	22
1.3.1	Définition	22
1.3.2	Avantages du WiMAX	22
1.3.3	Normes du WiMAX	23
1.3.4	Architecture du réseau WiMAX et sa topologie de déploiement	25
1.4	Projet THDT : Définition de l'antenne de station de base	27
1.4.1	Présentation du projet THDT	27
1.4.2	Définition du cahier des charges de l'antenne de station de base	28
1.5	Antennes sectorielles pour station de base	42
1.5.1	Etat de l'art	42
1.5.2	Antenne étudiée : antenne BIE sectorielle	47

1.1 Contexte de l'étude et objectif

1.1.1 Présentation

Surfer à très haut débit dans les trains devient de plus en plus un challenge dans le monde de l'Internet. Soit une révolution pour quiconque souhaite rentabiliser le temps de son voyage pour travailler/se détendre/trouver des renseignements sur sa destination, etc. (figure 1.1 [1]). Cela paraît pourtant très simple en ces jours où Internet est accessible n'importe où, ou presque, à partir d'un téléphone mobile. Pourtant, la mise au point d'un tel système nécessite de gros investissements et des études approfondies. Ce n'est pas simple en effet d'assurer un service constant dans un train se déplaçant à grande vitesse.



FIG.1.1 – Voyageur à bord du train se connectant sur Internet

Combinant des technologies multiples comme le WiMAX mobile et le WiFi, la solution apportée dans ce manuscrit est audacieuse. Son enjeu principal est d'**améliorer le confort des voyageurs** à bord du train en leur permettant, quel que soit le wagon dans lequel ils se trouvent, d'accéder à Internet à partir de leurs équipements personnels (ordinateurs portables, téléphones, assistants numériques personnels, etc.) avec un **haut débit** atteignant les 18 Mbit/s, alors qu'actuellement, les voyageurs n'utilisent que quelques Mbit/s à partager entre eux! [2]. Il est également possible grâce à ce système d'embarquer des serveurs vidéo afin que les passagers puissent regarder l'actualité, la météo et des films, le tout directement depuis leur ordinateur portable.

Pour commencer, nous faisons tout d'abord un bref état de l'art des systèmes actuels de communication avec les trains.

1.1.2 Systèmes existants par satellite

1.1.2.1 Lien terrestre/satellitaire

C'est sur un satellite géostationnaire que repose actuellement l'accès à Internet dans les trains [3]. Afin d'assurer la liaison satellite, chaque rame du train est équipée d'une parabole dissimulée dans un radôme sur le toit d'une des voitures du train et visant en permanence le satellite (figure 1.2 [4]). Ce pointage automatique est réalisé grâce à l'antenne GPS installée à côté de la parabole. Mais cette liaison satellite ne gère pas directement l'accès à Internet, il ne fait rien que relier le train à une passerelle Internet gérée par un opérateur local. Le signal satellite qui parvient au hub est donc redirigé via un lien optique à la plate-forme de l'opérateur. C'est elle qui régit ensuite le trafic Internet. L'accès à Internet dans le train se fait par une liaison WiFi sans fil : dans chaque wagon, des points d'accès créent le réseau visible par les voyageurs.

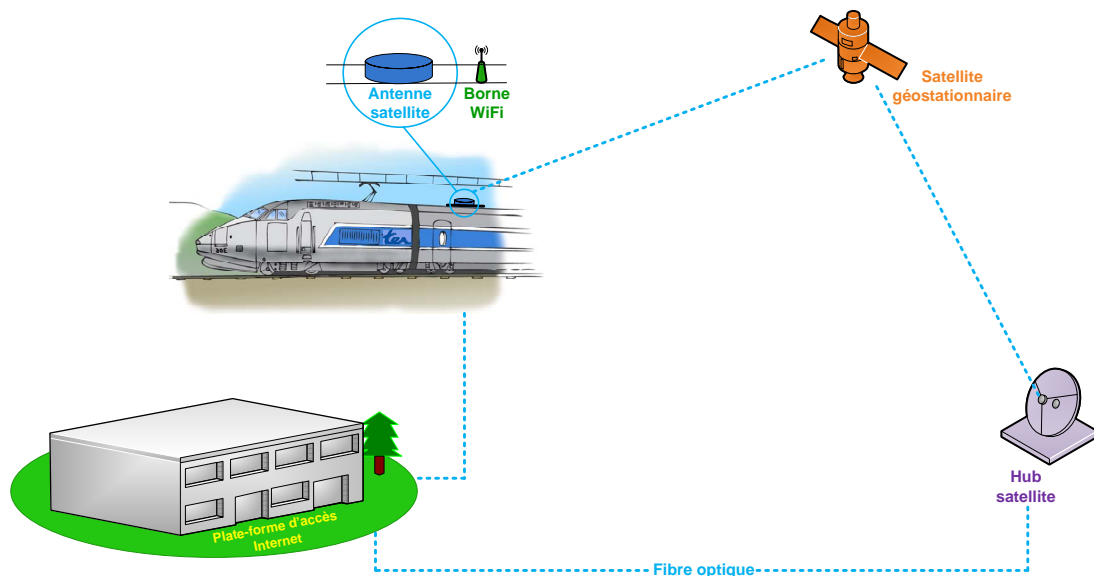


FIG.1.2 – Architecture de la liaison train/satellite

1.1.2.2 Historique de l'Internet à bord du train

En 2005, Thalys, filiale belge de la SNCF, est la première compagnie ferroviaire en Europe à tester l'accès au Net à bord d'une rame. Entre avril et novembre 2005, un millier de voyageurs ont découvert ainsi le surf dans un train à grande vitesse.

En juin 2007, la SNCF a lancé des tests d'accès au Net sur trois rames de trains

à très grande vitesse TGV EST Européen (Allemagne, Suisse, Luxembourg). De son côté, Thalys a dévoilé, en septembre 2007, la composition du consortium qui mettra en œuvre son service Internet : Nokia Siemens Networks (pour la gestion globale du projet), 21Net (connectivité satellite) et Telenet (service commercial).

C'est le 14 mai 2008 que Thalys ouvre le premier service commercial à bord de ses trains [1]. La figure 1.3(a) illustre l'antenne satellite protégée par un dôme qui a été installée sur le toit d'un train Thalys, visant le satellite Hispasat (figure 1.3(b)). Relié à sa base de Madrid, il fait la liaison avec le réseau Internet public.



FIG.1.3 – (a) L'antenne satellite protégée par un dôme. (b) Satellite Hispasat

1.1.2.3 Limitations

L'un des gros handicaps de ces offres existantes jusqu'à présent, c'est qu'il ne peut pas y avoir plus de 50 usagers connectés simultanément, avec un débit effectif d'une centaine de Kbit/s pour chacun, soit 5 Mbit/s en total. 50, cela paraît peu alors que chaque rame de TGV peut embarquer au moins 360 personnes! En plus, la mise en œuvre de la liaison train/satellite est compliquée et coûte horriblement cher parce qu'elle est payée au Mbit.

1.1.3 Objectif : Liaison terrestre hertzienne

Notre travail s'inscrit dans le projet *Très Haut Débit dans les Trains* (THDT) dans lequel l'antenne de station de base, implémentée sur la voie ferrée, communique avec une autre antenne située sur le toit du train. L'objectif de ce projet est de fournir du **très haut débit dans les trains** (18 Mbit/s) beaucoup plus important que celui donné par une liaison terrestre/satellitaire, mais cette fois-ci par **voie terrestre hertzienne**, avec un **nombre limité de stations de base**.

1.1.3.1 Principe

Dans le contexte de la liaison terrestre hertzienne, trois types de réseaux sont considérés (figure 1.4) :

- Un réseau outdoor entre le train et des stations de base situées à proximité, le long de la voie ferrée. Cette liaison est de type **WiMAX mobile**.
- Un réseau indoor **fixe** de type **WiFi point-multipoints** à l'intérieur du train. Dans chaque wagon, des points d'accès créent le réseau visible par les voyageurs.
- Une liaison hertzienne ou autre pour la connexion au réseau dorsal local ou avec la fibre optique de la SNCF.

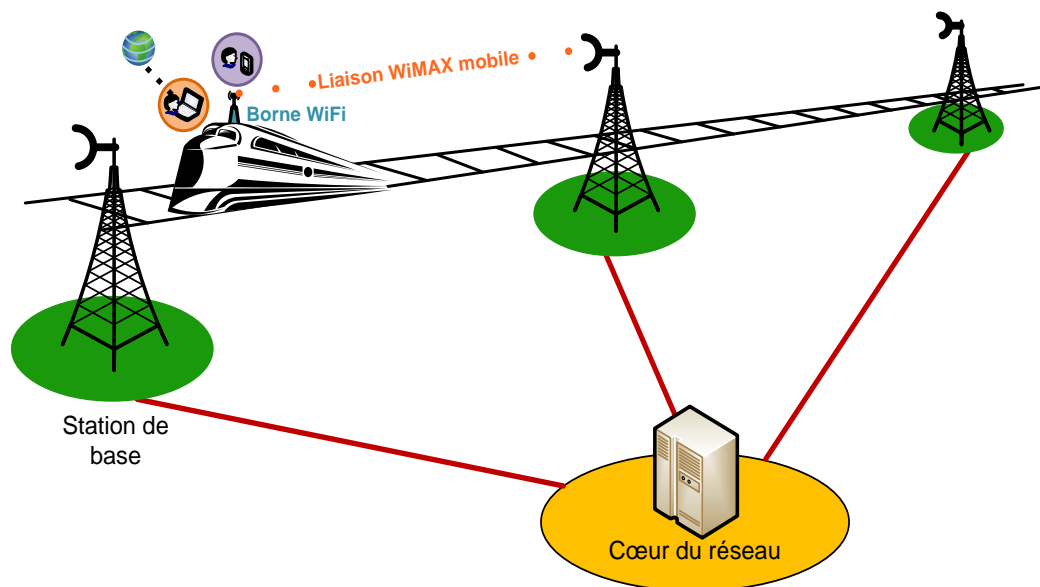


FIG.1.4 – Description de la liaison : Station de base - Train

Comme l'illustre la figure 1.4, les stations de base seront localisées aux bords de la voie ferrée, alors que l'antenne située sur le toit du train devra avoir l'agilité nécessaire pour être toujours capable de se connecter à la station de base WiMAX la plus efficace.

1.1.3.2 Travaux de thèse

Nos travaux de thèse se divisent en deux grandes tâches :

- La première consiste à définir, concevoir et réaliser l'antenne de station de base.
- La deuxième consiste à optimiser le bilan de liaison entre le train et la station de base en effectuant des études de propagation.

L'antenne située sur le train fera le sujet d'une autre thèse en cours de préparation au sein du laboratoire XLIM.

1.1.3.3 Démarche du premier chapitre

Ce premier chapitre est dédié à déterminer les caractéristiques de l'antenne de station de base (SB) pour optimiser le système de télécommunication par voie terrestre hertzienne. Par conséquent, nous allons tout d'abord détailler la technologie WiMAX qui sera utilisée pour cette application. Nous ferons au préalable un état de l'art des systèmes de télécommunication hertziens.

Dans un deuxième temps, nous effectuerons une étude en considérant le choix du WiMAX mobile qui permettra de définir le cahier des charges de l'antenne à adopter.

Dans un troisième temps, nous effectuerons un état de l'art des antennes qui pourront répondre à ces critères et nous montrerons leurs limites.

Dans un quatrième temps, nous exposerons le principe de l'antenne qui sera étudiée pour cette application au cours de cette thèse.

1.2 Réseaux de télécommunication terrestres sans fil

1.2.1 Les concepts de base des systèmes de communications radio-mobiles terrestres

La radiocommunication mobile repose sur l'utilisation individuelle et temporaire d'un canal radiofréquence permettant de communiquer avec la station de base. Cette dernière communique avec toutes les stations mobiles situées dans sa zone de couverture. Deux bandes de fréquences sont généralement utilisées, l'une permettant la communication de la station de base vers la station mobile (voie descendante) et l'autre de la station mobile vers la station de base (voie montante) [5], [6].

1.2.1.1 Le concept cellulaire

Les réseaux hertziens de communications mobiles connaissent actuellement un engouement extraordinaire (GSM pour *Global System for Mobile communications*, UMTS pour *Universal Mobile Telecommunications System*, WiFi, WiMAX, LMDS pour *Local Multipoint Distribution Service*, etc.). Tous ces systèmes outdoor ou outdoor-indoor sont basés sur un découpage de zones à couvrir en un grand nombre de cellules. Chaque cellule est en général associée à une station de base [7], [8].

Le nombre de communications qu'il est possible d'établir simultanément dans une même cellule dépend de la configuration matérielle, et est donc limité. C'est la raison pour laquelle en zone urbaine, afin de s'adapter à la densité des utilisateurs, les cellules sont d'une taille plus faible qu'en zone rurale : on parle alors de microcellules. C'est donc à l'opérateur de dimensionner son réseau en termes de nombre de cellules et de dimensions en fonction du "trafic".

L'opérateur peut réutiliser une bande de fréquence en plusieurs endroits géographiques, dans la mesure où il n'y a pas de risque d'interférences. Deux cellules adjacentes ne peuvent donc pas utiliser deux bandes de fréquence similaires. Les cellules qui sont modélisées par des hexagones comme l'illustre la figure 1.5 fonctionnent donc sur des canaux différents ou sur le même canal en fonction de leur position.

La présence d'un grand nombre de cellules et la mobilité de l'utilisateur impliquent une des fonctionnalités de la radiocommunication mobile, *le handover*, c'est-à-dire la capacité pour un terminal de changer de cellule. La mobilité est l'une des facteurs

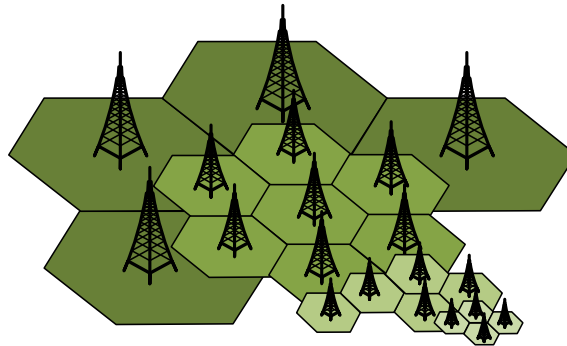


FIG.1.5 – Représentation des cellules

fondamentaux du réseau, la communication ne doit pas être interrompue lorsque l'utilisateur se déplace.

Un réseau cellulaire est constitué essentiellement de trois sous-systèmes [9] - [11] :

- Le sous-système radio qui assure les transmissions et gère la ressource radio.
- Le sous-système réseau qui comprend l'ensemble des fonctions nécessaires à la connexion au réseau et à la mobilité.
- Le sous-système d'exploitation et de maintenance qui permet à l'opérateur d'administrer son réseau.

Dans la suite, nous allons nous baser sur l'architecture GSM pour expliquer ces sous-systèmes.

1.2.1.2 Le sous-système radio

Le sous-système radio est l'ensemble des constituants du réseau qui gère l'échange et la transmission des données par voie hertzienne. Le sous-système radio est principalement constitué de deux éléments : la station de base et le contrôleur de stations. La figure 1.6 illustre l'architecture du sous-système radio.

1.2.1.2.1 La station de base ou BTS

La station de base (ou BTS pour *Base Transceiver Station*) est un ensemble d'émetteurs/récepteurs. Elle gère les problèmes liés à la transmission radio (modulation, démodulation, égalisation, codage correcteur d'erreur, etc.). Le placement et les antennes des stations de base déterminent la forme des cellules. Elle réalise également des mesures radio pour vérifier qu'une communication en cours se déroule correctement. Ceci s'effectue par l'évaluation de la distance et de la puissance

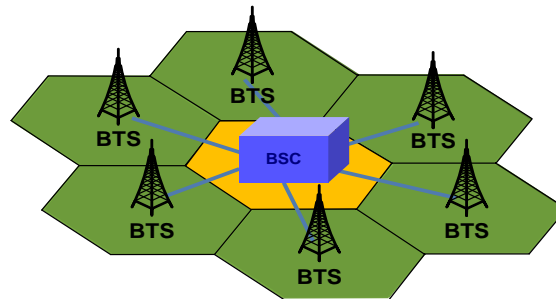


FIG.1.6 – Architecture du sous-système radio

du signal émis par la station mobile. Ces mesures sont directement transmises au contrôleur des stations de base.

1.2.1.2.2 Le contrôleur de stations de base ou BSC

Le contrôleur de stations de base (ou BSC pour *Base Station Controller*) est l'organe intelligent du sous-système radio. Il commande l'allocation des canaux et utilise les mesures effectuées par la station de base pour contrôler la puissance d'émission de la station mobile afin que la liaison soit toujours de bonne qualité. En ville, si un portable par exemple émet à pleine puissance, il perturbe toutes les cellules aux alentours. Le contrôleur des stations, par le biais de la station de base, envoie alors l'ordre de baisser ou d'augmenter la puissance d'émission de cette dernière. Une autre fonction du contrôleur est de gérer le *handover*.

1.2.1.3 Le sous-système réseau

Le sous-système réseau est l'interface entre le réseau public et les contrôleurs des stations de base BSC. Il est constitué de commutateurs et de bases de données utilisateurs. La figure 1.7 illustre le sous-système réseau.

Le sous-système réseau contient plusieurs bases de données, un centre de calcul et des commutateurs. La première base de données, HLR (*Home Location Register*), gère toutes les informations concernant les connectés au réseau (par exemple, pour un abonné téléphonique : le numéro de l'utilisateur, le numéro réseau de ce même abonné, le profil de l'abonnement, etc.). Cette base de données gère également la position courante du mobile puisqu'elle enregistre le numéro de la zone de localisation où il se trouve. Il y a une HLR par opérateur.

Le second type de base de données est constitué par les VLR (*Visitor Location*

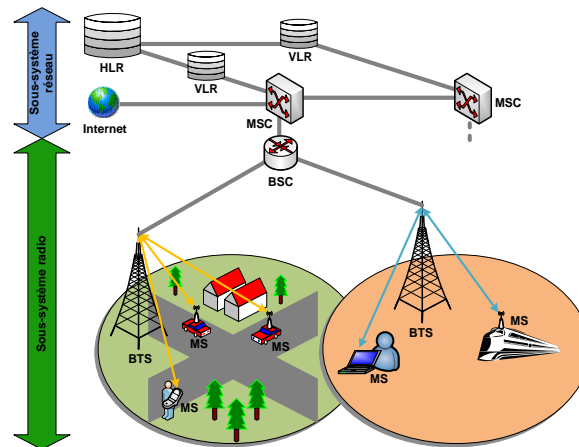


FIG.1.7 – Sous-système réseau

Register), qui contiennent les informations concernant les mobiles situés dans une zone de localisation précise. On y retrouve les informations générales sur les usagers, ainsi que le numéro permettant de joindre le mobile sur le réseau. Généralement, ces VLR sont associés à des commutateurs.

Les commutateurs, MSC (*Mobile services Switching Center*), ont une fonction de routage des appels et des informations concernant les usagers. Ils jouent le rôle de passerelle entre le réseau fixe et le réseau mobile. Ils assurent également l'établissement d'une communication entre un mobile et un autre MSC situé dans une autre zone, transmettent des messages courts et interviennent dans l'exécution d'un *handover*. Généralement, on trouve un seul MSC associé avec un VLR.

Le centre d'authentification, AuC (*Authentication Center*), est un ordinateur utilisé pour l'identification des mobiles et le cryptage des communications. Sa base de données contient le numéro réseau et les paramètres de calcul du coût des communications.

La dernière base de données présente dans le sous-système réseau est l'EIR (*Equipment Identity Register*). Elle contient les numéros d'identification des portatifs IMEI (*International Mobile Equipment Identity*). Cette base de données est consultée lors des demandes de services d'un mobile pour vérifier qu'il est autorisé à fonctionner sur le réseau. S'il n'est pas homologué, ou s'il est signalé comme volé, l'accès au réseau est refusé.

Nous avons donc, par opérateur, une base de données générale qui est le HLR. Puis, les cellules sont regroupées en zones de localisation qui dépendent chacune d'un

VLR contenant l'identité des mobiles situés dans cette zone. Ce VLR est généralement associé à un MSC ; on parle donc souvent de l'ensemble MSC/VLR.

1.2.2 L'évolution des générations des systèmes mobiles

Depuis le début des années 1990, l'explosion des services de communications mobiles a touché à divers niveaux tous les pays du globe.

Les réseaux cellulaires numériques utilisés actuellement, comme le GSM, sont appelés systèmes de seconde génération (2G) par opposition aux réseaux cellulaires analogiques nommés systèmes de première génération (1G). Ces systèmes 2G ont permis aux communications vocales de s'affranchir de la paire de cuivre et de gérer efficacement la mobilité de leurs utilisateurs.

Les systèmes de troisième génération (3G) ont été conçus pour les communications multimédia. Avec ces systèmes, les communications sont enrichies d'images et de vidéo de grande qualité. L'accès aux informations et aux services est facilité par des débits importants et des fonctionnalités avancées. Parmi les services offerts, on peut citer les services vocaux, les séquences vidéo, le multimédia interactif, le transfert de fichiers et d'images, la navigation sur le web, le courrier électronique, des services d'information, la télémétrie, les SMS (*Short Message Service*), etc.

Prochainement, l'intérêt du prix modéré et du très haut débit de données fera avancer la quatrième génération (4G).

La figure 1.8 montre l'évolution des différentes générations des systèmes mobiles au fil du temps [12], [13].

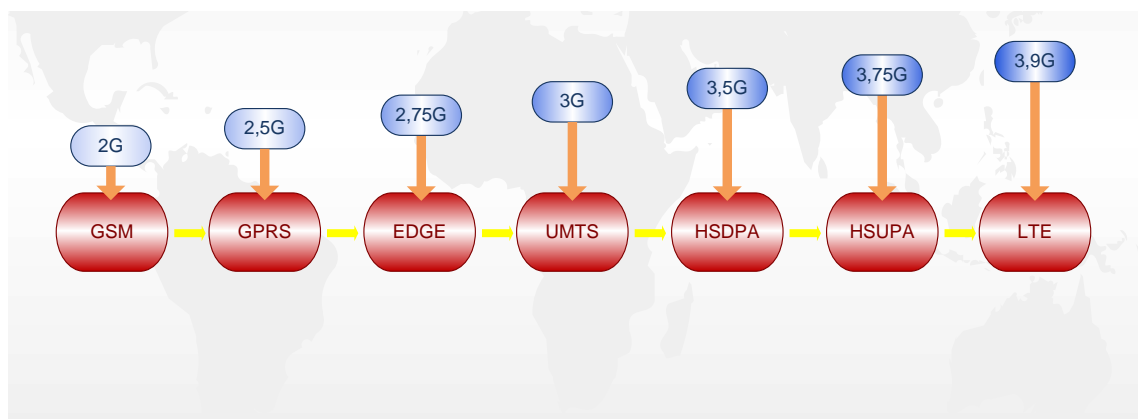


FIG.1.8 – Evolution des générations des systèmes mobiles

1.2.2.1 GSM (2G)

Il s'agit du standard européen de téléphonie cellulaire de seconde génération, apparu en 1992. Cette norme est la première norme européenne utilisant des modulations numériques.

Effectivement, il existe des systèmes concurrents, comme le CDMA IS-95 (*Code Division Multiple Access Interim Standard*) aux Etats-Unis ou le PHS (*Personal Handy-phone System*) au Japon. De plus, si les bandes de fréquences ont été harmonisées en Europe et en Asie, cela n'est pas le cas aux Etats-Unis, où le GSM s'appelle PCS et est affecté à d'autres bandes de fréquences que celles utilisées en Europe.

Les caractéristiques essentielles du GSM sont résumées dans le tableau 2.1.

TAB.1.1 – Bandes de fréquences attribuées au GSM en Europe et en Asie

Systeme	Voie montante (MHz)	Voie descendante (MHz)	Largeur de canal (KHz)	Nombre de canaux
GSM (GSM900)	890 – 915	835 – 960	200	124
DCS (GSM1800)	1710 – 1785	1805 – 1880	200	374

1.2.2.2 GPRS (2,5G) et EDGE (2,75G)

L'évolution du GSM a d'abord connu une étape intermédiaire avec les technologies 2,5G (GPRS, pour *General Packet Radio Service*) et 2,75G (EDGE, pour *Enhanced Data rates for GSM Evolution*) qui permettent, outre que la voix, la transmission des données par paquet. De nouveaux modules ont été ajoutés à l'architecture précédemment présentée pour assurer cette fonctionnalité, mais les bandes de fréquence ont été conservées avec cette évolution.

1.2.2.3 UMTS (3G)

L'UMTS s'appuie sur la technologie W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access), un procédé d'étalement de spectre par code dont l'un des principaux avantages est de proposer des **débits assez élevés** tout en assurant la **mobilité**. Chaque utilisateur peut se voir attribuer selon le besoin et les conditions d'accessibilité et de

disponibilité de la station de base, des débits compris entre 7,5 kbit/s et 2 Mbit/s, permettant des accès multimédia à des débits moyens compris entre 64 et 128 kbit/s.

L'UMTS a été défini selon deux modes de fonctionnement possibles :

- Le premier fondé sur une distinction entre les fréquences émises par les mobiles (fréquences montantes) et les fréquences émises par les stations de base (fréquences descendantes). Ce mode de fonctionnement, appelé mode duplex fréquentiel (FDD pour *Frequency Division Duplexing*), a été implémenté le premier en Europe ;
- Le second mode, appelé duplex temporel (TDD pour *Time Division Duplexing*), vise à utiliser la même bande de fréquence d'émission pour le mobile et la station de base, mais à des instants différents pour éviter les interférences.

L'UMTS a adopté essentiellement les fréquences présentées dans le tableau suivant :

TABLEAU 1.2 – Bandes de fréquences attribuées à l'UMTS

Système	Voie montante (MHz)	Voie descendante (MHz)
UMTS - FDD (Europe)	1920 – 1980	2110 – 2170
UMTS - TDD	1900 – 1920	

1.2.2.4 HSDPA (3,5G)

L'HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*) appartient à la génération 3,5G des systèmes mobiles. Pratiquement, cette technologie expose un débit plus important que celui fourni par la génération 3G (2 Mbit/s en voie descendante et 384 kbit/s en voie montante). Elle pourrait être utilisée avec les systèmes UMTS-TDD et UMTS-FDD. Pour cette technologie, les modulations QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*) et le 16-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) sont utilisés.

1.2.2.5 HSUPA (3,75G)

L'HSUPA (*High Speed Uplink Packet Access*) appartient à la génération 3,75G des systèmes mobiles. Cette technologie offre des débits plus importants que l'HSDPA. C'est une extension des systèmes 3G classiques qui permettent un transfert de données à un débit de 1,45 Mbit/s en voie montante.

1.2.2.6 LTE/WiMAX mobile vers la 4G

Le haut-débit mobile c'est bien, mais le très-haut-débit mobile, c'est mieux. A l'heure où les consommateurs se convertissent enfin massivement à la 3G, la nouvelle génération de téléphonie mobile se profile déjà à l'horizon. Avec la 4G, l'abonné mobile disposera, à minima, d'une dizaine de Mbit/s au creux de la main pour surfer, regarder la télévision ou communiquer en vidéo avec la même fluidité que sur son PC. Et c'est pour bientôt : la 4G pourrait être commercialisée en France dès la fin de 2011, si la feuille de route avancée par l'Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes (ARCEP) est respectée.

Si l'UMTS (et ses dérivés HSDPA, HSUPA, etc.) est le moteur de la 3G, on ne connaît pas encore celui de la 4G. Deux technologies sont envisageables : le LTE (pour *Long Term Evolution*) et le WiMAX Mobile. En théorie, rien n'empêchera un opérateur avec une licence 4G d'utiliser les deux. Mais en fait c'est le LTE qui sera le successeur naturel de la 3G, surtout en Europe, puisqu'il sera suivi par le plus grand nombre d'abonnés [14]. Alors que le WiMAX mobile sera utilisé essentiellement dans les zones rurales vu son prix de déploiement relativement faible.

1.2.2.7 Vers une convergence des technologies

Grâce à la promesse de la 4G, notre opérateur bascule de façon transparente, depuis son terminal, d'un réseau à un autre et utilise toutes les technologies radio selon la zone dans laquelle il se trouve, tantôt un hot spot WiFi, de la 3G, ou encore du WiMAX, comme l'illustre la figure 1.9 [15]. Cette promesse de la 4G repose partiellement sur la migration vers des réseaux basés totalement sur l'IP (*Internet Protocol*) ou *ALL-IP-Network*.

Dans ce contexte, Alvarion, le plus important fournisseur de solutions WiMAX et haut débit sans fil, et Intel Corporation ont démontré, en juin 2009, lors du Mobile World Congress, les possibilités de *handover* sans couture entre les réseaux WiMAX et 3G à un haut niveau de débit et avec de multiples sessions simultanées [16].

1.2.2.8 Choix du WiMAX

Les conditions de choisir une technologie sans fil (3G, WiFi, WiMAX, etc.) étaient floues au début du projet. La création d'un flux haut débit entre les stations de base (fixe) et le train (mobile) est notre objectif. Ainsi, deux conditions doivent être

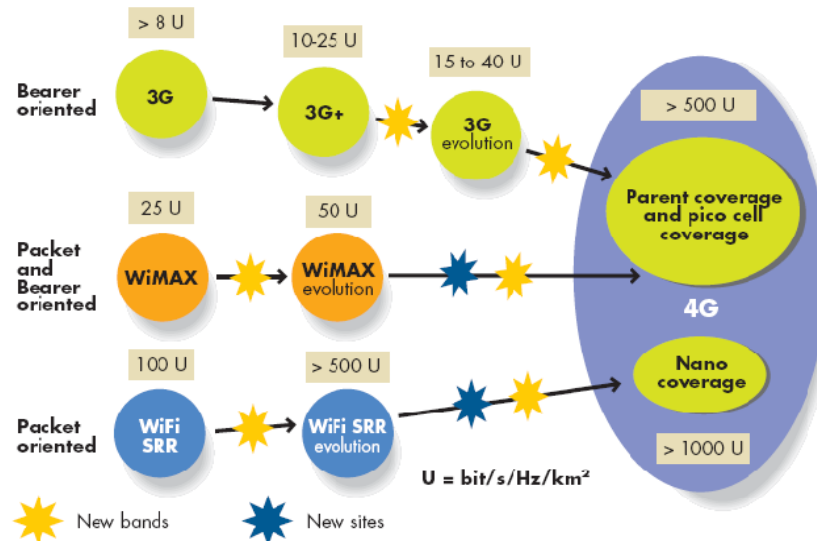


FIG.1.9 – Vers un accès unifié

satisfaites dans le choix de la technologie sans fil :

- Le handover.
- Le Doppler (160 km/h).

Parmi tous les fournisseurs de générateurs satisfaisant ces conditions, nous n'avons trouvé que *Proxim Wireless*¹ qui nous a fourni un matériel "compatible WiMAX mobile" fonctionnant sur la bande 5,47 – 5,725 GHz 1.10. Notre choix du système de télécommunication sans fil entre la station de base et le train sera donc basé sur cette technologie.

FIG.1.10 – Appareil fonctionnant à 5GHz fourni par *Proxim Wireless*

Dans le paragraphe suivant, nous mettons l'accent sur la technologie WiMAX que nous allons utiliser dans notre projet THDT, pour la liaison outdoor établie entre la

¹Proxim Wireless : The Leader in End-to-End Broadband Wireless Networks for Voice, Video, Data and Mobility, URL : <http://www.proxim.com>

(les) station (s) de base et le train qui représente la station mobile.

1.3 Le WiMAX

1.3.1 Définition

Basé sur le standard IEEE 802.16, le WiMAX est une technologie de transmission **haut débit** par **ondes radio** [18]. Elle permet notamment de transporter l'ensemble des flux de communications (Internet, données, voix sur IP), avec un niveau de garantie défini selon les besoins. Un long amendement a été proposé pour ce standard en vue d'y ajouter la mobilité, ce qui donne le système dit WiMAX Mobile. Un des objectifs majeurs est d'avoir une haute efficacité spectrale, c'est-à-dire une valeur élevée de bit/s/Hz, dans un environnement où cohabitent plusieurs services ayant souvent des contraintes différentes. Ces contraintes peuvent porter sur le débit de données, le délai (moyen, maximal ou autre), le taux d'erreur de transmission ou encore d'autres paramètres. Le système WiMAX cherche à atteindre cet objectif au prix d'un système proposé relativement complexe [19].

1.3.2 Avantages du WiMAX

Les opérateurs mobiles déployant un réseau WiMAX, ou utilisant le WiMAX comme extension de leur réseau existant, bénéficient de plusieurs avantages [20] :

- **Vrai haut débit mobile** : La technologie WiMAX basée sur l'IP est une solution efficace et rentable qui permet aux utilisateurs d'accéder à l'information n'importe où et n'importe quand, à très haut débit.
- **Interférence réduite** : Puisque la technologie WiMAX utilise la technique de modulation OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) et les techniques d'accès multiples OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*), le niveau d'interférence dans le réseau sera réduit.
- **Moindre coût pour les opérateurs** : L'architecture WiMAX est basée sur l'IP. Sa mise en œuvre a donc un très bon rapport coût/efficacité pour les déploiements à petite et grande échelle à la fois. En plus, son architecture distribuée permet une gestion efficace à distance et des mises à jour par l'intermédiaire des logiciels.

Il y a eu de nombreuses évolutions de la technologie WiMAX. Nous citons le WiMAX fixe et le WiMAX mobile.

1.3.3 Normes du WiMAX

1.3.3.1 Le WiMAX fixe

Le WiMAX fixe est aussi connu sous le nom de protocole IEEE 802.16-2004, cette gamme permet de recevoir une connexion Internet haut débit à domicile. Une installation WiMAX fixe ressemble à une installation Tv, en effet l'abonné reçoit le haut débit par l'intermédiaire d'une antenne située sur le toit de son domicile. La technologie 802.16-2004 utilise les bandes de fréquences allant de 2 à 11 GHz. En théorie, le débit délivré est de 75 Mbit/s, le tout sur une portée de 10 Km.

Le WiMAX fixe est une alternative à l'ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) ou au câble, et peut se voir très utile pour les personnes n'habitant pas dans des zones couvertes par l'ADSL ou le câble.

1.3.3.1.1 IEEE std 802.16

Cette norme a été validée en octobre 2002, elle est utilisée dans les réseaux métropolitains sur la bande de fréquence allant de 10 à 66 GHz. Cette norme est aujourd'hui obsolète.

1.3.3.1.2 IEEE 802.16a

L'IEEE 802.16a était une des normes les plus utilisées par le WiMAX fixe, celle-ci a été validée en octobre 2003. Cette norme utilise la bande de fréquence 2 à 11 GHz et offre une portée d'environ 50 Km, elle est aujourd'hui obsolète.

1.3.3.1.3 IEEE 802.16b

Cette norme a été fusionnée avec le standard IEEE 802.16a. Elle permet l'utilisation des fréquences allant de 5 à 6 GHz, celles-ci étant destinées aux utilisations libres, c'est-à-dire sans licences. Cette norme est aujourd'hui obsolète.

1.3.3.1.4 IEEE 802.16c

L'IEEE 802.16c n'est pas indispensable pour un simple accès WiMAX, puisque celle-ci permet seulement de gérer les options supplémentaires choisies par l'abonné. Cette norme a été mise en place en décembre 2002 et est aujourd'hui devenue obsolète.

1.3.3.1.5 IEEE 802.16d ou IEEE 802.16-2004

Cette norme est aujourd'hui utilisée par tous les utilisateurs du WiMAX fixe, elle

apporte certaines améliorations aux normes IEEE 802.16, IEEE 802.16a, IEEE 802.16c qui sont aujourd'hui devenues obsolètes. C'est donc cette norme qui a été choisie pour déployer le réseau WiMAX fixe depuis juin 2004. Celle-ci utilise la bande de fréquence allant de 2 à 11 GHz et délivre un débit montant et descendant d'environ 75 Mbit/s sur une portée d'environ 6 à 8 Km.

1.3.3.1.6 IEEE 802.16f

L'IEEE 802.16f a été validé en août 2004, il a permis de faire évoluer la norme 802.16 au niveau LAN (Réseaux locaux) et MAN (Réseaux métropolitains). Cette norme est aujourd'hui incluse dans la norme standard du WiMAX fixe, le 802.16d.

1.3.3.2 Le WiMAX mobile

Le WiMAX mobile permet de se déplacer tout en restant connecté à Internet, ceci par l'intermédiaire d'un appareil mobile (ordinateur portable, assistant personnel ou téléphone mobile) équipé d'une carte WiMAX. Le WiMAX mobile permet de se déplacer dans l'intégralité d'une zone couverte par l'intermédiaire d'une antenne centrale, le tout sans déconnexion, il permet aussi de passer d'une zone de couverture à une autre sans déconnexion. Le WiMAX mobile peut donc être un concurrent du WiFi au niveau informatique et de la 3G au niveau mobile puisqu'une installation WiMAX coûte moins cher qu'une installation WiFi ou filaire. Le WiMAX mobile permet aussi d'utiliser la téléphonie IP ainsi que tous les services de téléphonie haut débit, dans des lieux où il n'y a aucune couverture des réseaux de téléphonie mobile.

1.3.3.2.1 IEEE 802.16e

Cette norme a été validée en septembre 2004 et elle utilise la bande de fréquence allant de 2 à 6 GHz, elle permet en pratique de se connecter en haut débit en se déplaçant à 160 Km/h, le tout avec des débits montants et descendants de 30 Mbit/s. En revanche la portée est réduite à environ 3,5 Km, il faut donc passer d'un réseau à l'autre afin de ne pas subir de déconnexion.

Cette technologie offre aussi la possibilité d'établir des réseaux temporaires, ceci pouvant se voir utile en cas d'urgence. Cette norme est totalement compatible avec le WiMAX fixe puisqu'elle offre une interopérabilité entre les plates-formes fixes 802.16a et les plates-formes mobiles 802.16e.

La norme IEEE 802.16e est importante car elle intéresse les opérateurs pour

répondre au besoin de mobilité des utilisateurs. Elle permet également d'avoir un réseau plus robuste et plus performant.

Elle utilise notamment les nouvelles technologies suivantes : la FFT (*Fast Fourier Transform*), OFDM, OFDMA, MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*), Turbo Coding, etc. Elle permet de meilleures performances indoor que 802.16d et s'adapte aux conditions radio avec une modulation adaptative et en pouvant sélectionner la bande de fréquences émettrice.

1.3.3.2.2 IEEE 802.16g

Cette norme a été validée en août 2004, elle étendait le mobilité du WiMAX du mobile sur des couches réseaux supérieures, mais celle-ci a été remplacée par la norme 802.16e.

Après avoir eu une idée sur la technologie WiMAX et ses différentes normes, nous focalisons dans le paragraphe suivant sur l'architecture du réseau WiMAX et sa topologie de déploiement.

1.3.4 Architecture du réseau WiMAX et sa topologie de déploiement

Un réseau 802.16 est constitué de sites d'infrastructure fixes. En effet, ce réseau ressemble à un réseau téléphonique cellulaire. Chaque cellule contient une station de base et une ou plusieurs stations d'abonnés, selon l'implémentation de la topologie. Ainsi, la station de base fournit des services PTP ou PMP afin de servir plusieurs stations d'abonnés. Les stations de base assurent la connexion au cœur du réseau. Comme nous l'avons déjà mentionné dans le paragraphe précédent, la station d'abonné peut être une station fixe montée sur un toit ou bien un terminal et ses équipements associés (CPE), mais aussi il peut être une station mobile comme un téléphone mobile, un assistant digital personnel (PDA, *Personal Digital Assistant*) ou encore une carte PCI (*Peripheral Component Interconnect*) pour ordinateurs de bureau ou ordinateurs portables. Dans le cas d'un CPE installé à l'extérieur d'un bâtiment, les utilisateurs se trouvant à l'intérieur sont connectés à un réseau conventionnel comme un réseau local Ethernet filaire (IEEE 802.3 pour LAN, *Local Area Network*) ou sans fil (IEEE 802.11b/g pour WLAN, *Wireless LAN*) qui ont accès au CPE.

Plusieurs cellules peuvent être groupées pour former un réseau, dans lequel les stations de base sont connectées ensemble à travers le cœur du réseau, comme l'illustre la figure 1.11.

Les antennes utilisées pour les stations de base ont généralement une ouverture

relativement large dans le plan d'azimut. Un mât peut supporter une ou plusieurs antennes sectorielles de façon à ce que la somme des différents secteurs couvre un angle de 360° . D'autre part, **les CPEs utilisent typiquement des antennes très directives afin de viser les stations de base.**

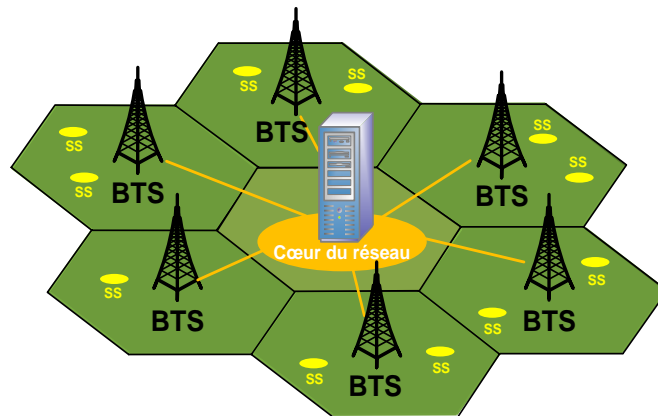


FIG.1.11 – Réseau IEEE 802.16 typique

Dans le contexte de notre projet, nous nous sommes rendu compte que **le matériel qui nous a été fourni** (figure 1.10) **ne peut pas satisfaire à nos besoins**, comme nous le verrons dans la partie suivante de ce chapitre. Donc nous avons décidé de **fabriquer nous-mêmes l'antenne de station de base**. Pour cela, nous avons fait une étude exhaustive de la liaison SB-Train afin de définir le cahier des charges de cette antenne.

1.4 Projet THDT : Définition de l'antenne de station de base

1.4.1 Présentation du projet THDT

XLIM a signé avec des partenaires industriels, dans le cadre du projet THDT, un protocole d'amélioration du confort dans les trains. Ce confort passe par la possibilité aux voyageurs à bord d'utiliser leurs équipements personnels (ordinateurs portables, téléphones, etc.) pour des **applications à haut débit** telles que la connexion à Internet, les services d'emails, les appels téléphoniques. En plus, ce projet permet éventuellement de fournir du haut débit pour la SNCF (contrôle, commandes, informations). Le principe de ce système de communication terrestre a été donné dans 1.1.

Le dispositif est composé d'antennes de station de base localisées le long de la voie et d'une antenne sur le toit du train. Durant cette thèse, nous nous sommes focalisés sur la liaison la plus complexe et la plus originale, c'est la liaison outdoor de type WiMAX mobile dont nous avons détaillé le fonctionnement dans la partie précédente, établie entre le train et la station de base. En particulier, **notre travail se base sur l'étude de l'antenne de station de base** pour satisfaire les contraintes du projet THDT.

Le Limousin est une région sans TGV : la liaison entre les villes de cette région et celles de la région voisine est essentiellement effectuée par des trains express régionaux (T.E.R.) qui véhiculent beaucoup de passagers par an. Fournir du haut débit à ces voyageurs est donc un **objectif socio-économique** pour le projet THDT. Nous avons donc considéré, à titre d'application, la voie ferrée du Limousin **située entre Limoges et Guéret** représentée sur la figure 1.12 ² avec pour objectif de fournir 18 Mbit/s avec un **nombre limité de stations de base**. Des études de rentabilité menées par des partenaires ont montré qu'un nombre maximal de 7 stations de base devait être obtenu pour cette liaison. **L'objectif de portée est donc d'environ 8,5 km.**

Nous allons maintenant définir le cahier des charges de l'antenne de station de base.

² Situation du réseau ferré en Limousin en septembre 2006, d'après le Réseau Ferré en France



FIG.1.12 – Réseau ferré en Limousin entre Limoges et Guéret

1.4.2 Définition du cahier des charges de l'antenne de station de base

1.4.2.1 Bande de fréquence

La figure 1.13 montre les spectres de fréquence alloués aux accès sans fil (ou BWA pour *Broadband Wireless Access*). Parmi les spectres du WiMAX mobile, nous avons hésité entre les deux bandes : 2,4 – 2,48 GHz et 5,47 – 5,725 GHz qui sont deux bandes à accès libre en Europe (d'après l'ETSI, *European Telecommunications Standards Institute*). En effet, le spectre BWA comporte des bandes avec et sans licence, comme l'illustre la figure 1.13 [23]. Les bandes avec licence appartiennent actuellement aux fournisseurs ayant payé pour avoir la permission d'utiliser ces bandes. Alors que les bandes sans licences sont libres pour n'importe quelle application expérimentale.

Une comparaison entre ces bandes nous a emmené à **opter finalement pour la bande située autour de 5 GHz**. Dans cette bande, l'antenne à concevoir pour la station de base aura une dimension plus petite que si elle fonctionnait autour de 2,4 GHz. D'autre part, l'atténuation par la végétation serait moins forte si l'antenne de station de base fonctionnait à 2,4 GHz. Ce problème pourrait être affranchi lors de l'installation des stations de base le long de la voie, en les surélevant par exemple dans les zones très boisées.

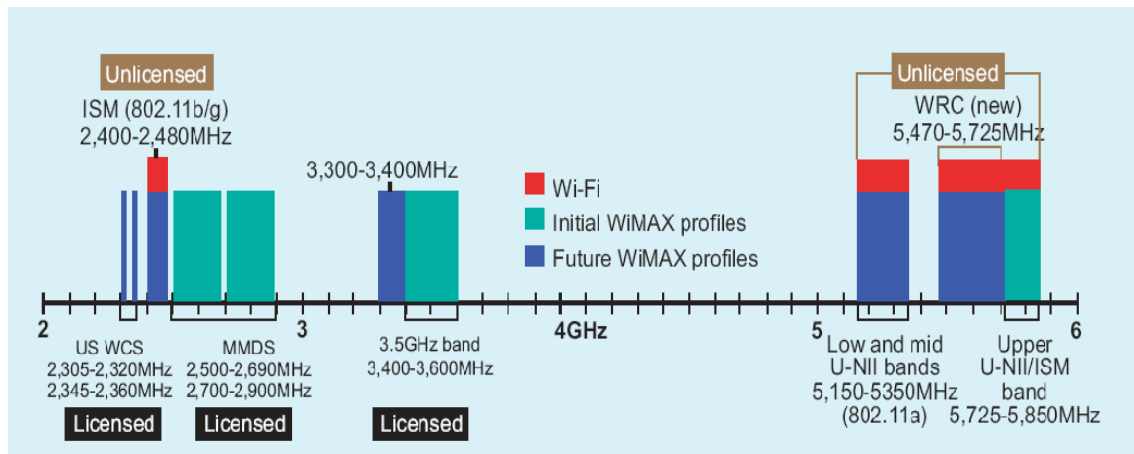


FIG.1.13 – Spectres de fréquence avec et sans licence pour le BWA

Terminologies :

ISM : Industrial, Scientific and Medical band

UNII : Unlicensed National Information Infrastructure band

WCS : Wireless Communications Service

MMDS : Multi-channel Multipoint Distribution Service

1.4.2.2 Polarisation

La polarisation de l'antenne de station de base est **verticale** : elle est quasiment **imposée par l'autre antenne située sur le train**. En effet, cette dernière sera posée directement sur le toit du train, qui se comporte comme un plan de masse. Et par suite le champ E serait nul si l'antenne située sur le train était polarisée horizontalement.

Ce choix de polarisation n'étant pas optimal pour l'établissement du bilan de liaison, comme nous le verrons dans le dernier chapitre de ce manuscrit.

1.4.2.3 Ouverture

Comme nous venons de le dire, notre objectif est de mettre 7 stations de base le long de la voie ferrée Limoges-Guéret, donc une station de base tous les 8,5 km environ. D'après la figure 1.14, nous remarquons la présence de méandres (virages) entre chaque deux SB consécutives. La valeur maximale de ces secteurs est de 60°. D'où la nécessité d'utiliser des antennes de stations de base qui couvrent des secteurs de 60° en azimut.

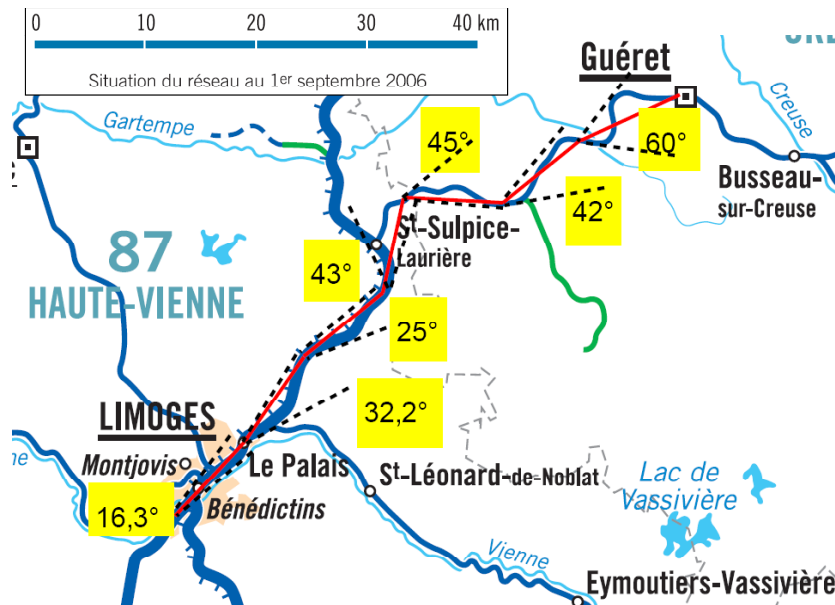


FIG.1.14 – Disposition et angle d'ouverture des stations de base sur la voie ferrée

1.4.2.4 Gain

Ce paragraphe est consacré au calcul du gain de l'antenne SB nécessaire pour optimiser le système de télécommunication. Tout d'abord, nous partons de quelques considérations liées au réseau (PIRE et sensibilité de réception). Ensuite, nous estimons les pertes atmosphériques que l'on peut avoir. Nous ferons au préalable un état de l'art des atténuations par la pluie et la végétation. Partant de ces données, nous calculons enfin le gain de l'antenne SB qui répond à la formule de Friis dans laquelle nous introduisons les atténuations atmosphériques.

1.4.2.4.1 Quelques considérations liées au réseau

a) PIRE

Pour les raisons évoquées précédemment, nous allons utiliser des modules WiMAX mobiles qui travaillent autour de 5 GHz. Dans cette gamme de fréquence, et conformément à la Décision n° 05-1080 de l'ARCEP en date du 13 décembre 2005 [24], l'utilisation des installations d'accès sans fil incluant les réseaux locaux radioélectriques (WAS/RLAN pour *Radio Local Area Networks/Wireless Access Systems*) dans la bande de fréquences 5470–5725 MHz à l'intérieur et à l'extérieur des bâtiments est limitée à une Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente (PIRE) moyenne maximale

de 1W.

b) Sensibilité de réception

Afin d'assurer une bonne réception, la valeur du rapport porteuse/bruit minimal (C/N_{min}) nécessaire à l'entrée du récepteur numérique est déterminé par une combinaison de trois paramètres : le type de modulation (QPSK, 16-QAM ou 64-QAM), le rendement de code et le mode de réception (qui se traduit en type de canal de transmission, Rice pour le mode de réception fixe et Rayleigh pour le mode de réception portable). Cette valeur de C/N_{min} se traduit par **un niveau de champ minimal nécessaire au niveau de l'antenne de réception**. Ce dernier permet à son tour de déterminer **le niveau de puissance à l'émission** nécessaire pour couvrir une zone donnée.

La table 2.3 présente quelques valeurs de la sensibilité de réception du module WiMAX fourni par *Proxim Wireless* (figure 1.10) en fonction de la modulation utilisée à la réception [25].

TAB.1.3 – Sensibilité de réception versus modulation

Modulation	Coding rate	Burst rate [Mbit/s]	Received signal threshold [dBm]
64-QAM	3/4	54	-66
64-QAM	2/3	48	-70
16-QAM	3/4	36	-75
16-QAM	1/2	24	-80
QPSK	3/4	18	-81
QPSK	1/2	12	-83
BPSK	1/2	6	-85

Durant ce travail, nous nous sommes placés en **modulation 16-QAM(1/2) comme situation moyenne** pour faire le calcul du bilan de liaison, ce qui correspond à un seuil de réception de **-80 dBm (-110 dB)**.

1.4.2.4.2 Pertes atmosphériques

Dans ce paragraphe, nous allons faire un rappel sur l'atténuation dans l'atmosphère induite par la pluie, les gaz et la végétation, afin d'en déduire la valeur des pertes que nous allons considérer durant nos travaux de thèse.

Si n représente la valeur de pertes atmosphériques en dB/km, la puissance reçue par le train lorsqu'il se trouve à une distance R (exprimée en mètres) de la station de base est calculée à partir de la formule de Friis considérée en voie descendante (SB-train), étant donné que l'antenne SB et celle située sur le train sont identiques et possèdent les mêmes caractéristiques en voie montante et en voie descendante :

$$10 \log (P_r^T(R)) = 10 \log \left(\text{PIRE } G_T \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \right) - n \cdot R \cdot 10^{-3} \quad (1.1)$$

Soit en linéaire :

$$P_r^T(R) = \text{PIRE } G_T \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{10^{-\frac{nR}{10^4}}}{R^2} \quad (1.2)$$

Avec P_r^T dénote la puissance reçue par le train et G_T le gain de l'antenne située sur le train.

a) Atténuation par l'eau et les gaz

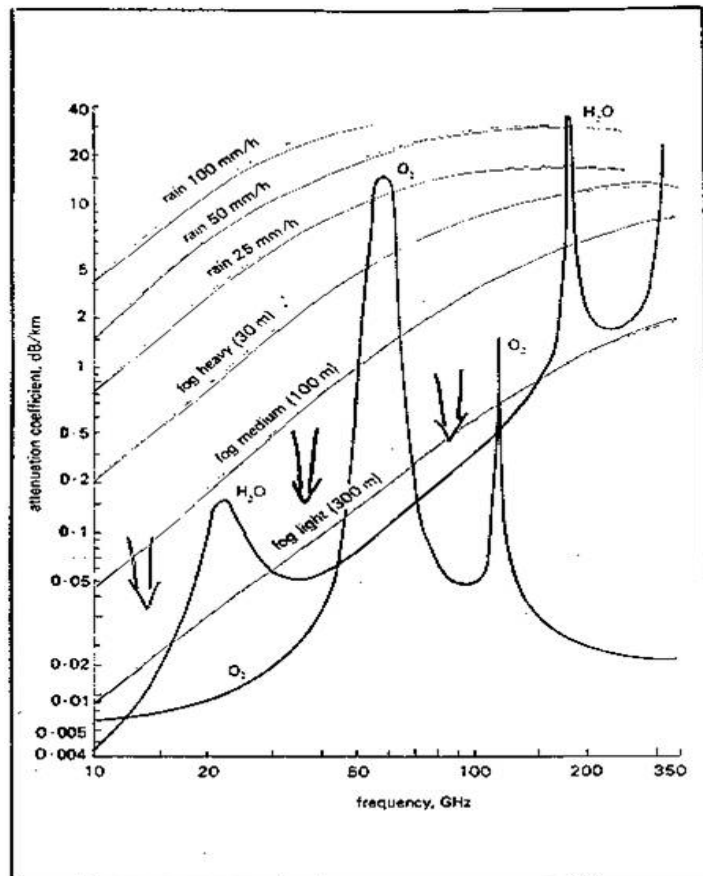
La traversée des zones de pluie, de nuages ou de brouillards donne lieu à une atténuation des ondes les plus courtes : centimétriques et millimétriques. Cette atténuation, qui résulte de pertes par absorption et par diffusion, augmente rapidement avec la fréquence et l'intensité de la précipitation. Ce ne sont pas *les pertes par absorption* dans les gouttes d'eau qui sont les plus importantes, mais *les pertes par diffusion* qui dépendent des valeurs relatives de la longueur d'onde et de la dimension des particules.

Les nuages et les brouillards qui contiennent des gouttelettes d'eau très fines ne produisent pas de phénomènes de diffusion importants. Par contre la pluie, dont les gouttes d'eau ont un diamètre de l'ordre de un à quelques millimètres, peut produire une atténuation d'autant plus importante que la précipitation est intense, surtout aux fréquences supérieures à 10 GHz.

Contrairement à l'eau, la glace atténue très peu. Il en résulte que l'atténuation, due à une chute de neige ou de grêle, dépend de la proportion d'eau sous forme liquide.

Quant aux gaz contenus dans l'atmosphère, ils peuvent produire une absorption pour les ondes car leurs molécules se comportent comme de petits dipôle électriques (H_2O) ou magnétiques (O_2) ; il s'ensuit, à des fréquences bien définies, des résonances moléculaires par changement des niveaux d'énergie des électrons sus l'effet de l'onde incidente.

En se basant sur des résultats expérimentaux, Boithias dans [26] a donné les formules approchées de l'atténuation due à l'oxygène et à la vapeur d'eau. La figure 1.15 fournit les affaiblissements dus à ces divers agents d'atténuation atmosphériques entre 10 et 350 GHz.



1 Attenuation by atmospheric gases
Pressure = 1 atm (1013.6 mbar); temperature = 20°C; water vapour density = 7.5 g/m³

FIG.1.15 – Atténuation atmosphérique

En Limousin, sachant que le niveau de pluie est souvent élevé, nous avons pris le cas d'un taux de pluie de 100 mm/h. Par extrapolation de la courbe présentée sur la figure 1.15 à 5 GHz, **l'atténuation par la pluie est donc de 1 dB/km**. Les atténuations dues aux gaz sont très négligeables à 5 GHz, elles ne seront pas prises en compte lors du calcul du bilan de liaison.

Outre que l'atténuation due à la présence de l'eau et les gaz, la végétation a aussi un effet non négligeable sur le bilan de liaison. Dans ce qui suit, nous allons présenter brièvement quelques modèles existants permettant d'estimer les pertes par

la végétation.

b) Atténuation par la végétation

Les effets de la propagation sur les systèmes de communication ont été le sujet d'une étude considérable dans les dernières années. Le rapport de Weissberger [27] résume les mesures faites depuis 1982, concernant les atténuations dues à la végétation en fonction de l'épaisseur de végétation traversée sur une liaison considérée.

La figure 1.16 montre un exemple de propagation à travers une zone de végétation située entre les antennes émettrice TX et réceptrice RX, avec les phénomènes d'atténuation possibles : la réflexion, la diffraction et la dispersion.

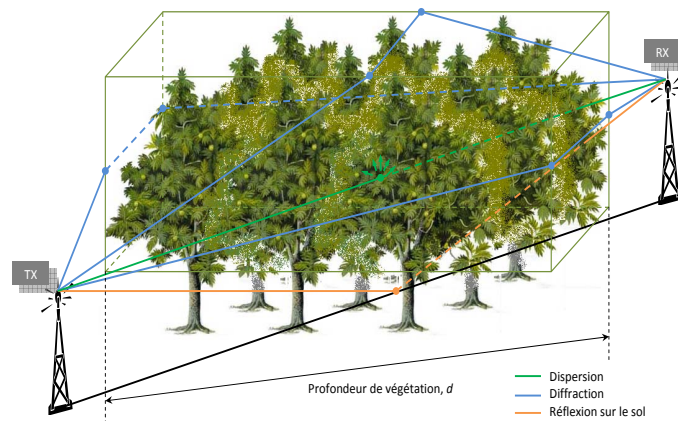


FIG.1.16 – Exemple de végétation

La plupart des modèles de végétation fournis par la littérature ont été formulés pour des raisons militaires dans le cadre du développement de nouvelles techniques de communication numérique et des systèmes radar. Des modèles empiriques, semi-empiriques et théoriques ont été développés pour caractériser les effets de la végétation sur la propagation des ondes radio. Ce paragraphe présente un résumé de ces différents modèles.

i) Les modèles empiriques :

Les modèles empiriques ont un avantage considérable grâce à la simplicité des expressions mathématiques qui les décrivent, et ainsi la facilité de leur application. En revanche, de tels modèles sont formulés strictement pour certaines mesures et sont incapables de donner aucune indication concernant les processus physiques impliqués dans la propagation dans les canaux.

Ces modèles peuvent être utilisés pour estimer l'atténuation du signal lors de sa propagation à travers une végétation.

Parmi ces modèles, on cite :

i.1) Le modèle d'affaiblissement exponentiel (ou *Exponential Decay model*, EXD).

i.2) Le modèle d'affaiblissement exponentiel modifié (ou *Modified Exponential Decay model*, MED).

i.3) Le modèle Le modèle de l'union internationale de télécommunications du secteur radio (ou *International Telecommunications Union of Radio sector*, IUT-R) et ses dérivés.

i.1) Le modèle exponentiel EXD :

Ce modèle fut décrit par Weissberger [27]. L'expression de la puissance reçue s'écrit sous la forme :

$$P_r = \frac{P_e G_e G_r}{l_{bo}} \exp^{-\alpha d_f} \quad (1.3)$$

où P_e et P_r sont les puissances émise et reçue, G_e et G_r sont les gains des antennes émettrice et réceptrice, l_{bo} est l'atténuation en absence des arbres, α est l'atténuation spécifique (Np/m) et d_f est la profondeur de la végétation.

i.2) Le modèle exponentiel modifié MED :

Weissberger développa un modèle d'affaiblissement exponentiel modifié. Ce modèle est décrit par l'équation 1.4,

$$A = \begin{cases} 1,33f^{0,284} d^{0,558} & \text{pour } 14m \leq d \leq 400m \\ 0,45f^{0,284} d & \text{pour } 0m \leq d \leq 14m \end{cases} \quad (1.4)$$

où A est l'atténuation en dB, f est la fréquence en GHz, et d est la profondeur des arbres en mètres.

i.3) Le modèle IUT-R et ses dérivés :

Le modèle IUT-R et ses dérivés est publié dans la littérature permettant la prévision de l'atténuation causée par la végétation. Ces modèles empiriques, présentés dans [28], ont été optimisés pour différentes géométries et types de végétation, fournissant des estimations rapides et générales sur les valeurs d'atténuations excessives causées par un milieu de végétation particulier.

Le modèle proposé prend la forme de l'équation 1.5, pour deux états de végétation :

feuillage et hors-feuillage.

$$A[dB] = \begin{cases} 0,39f^{0,39}d^{0,27} & \text{feuillage} \\ 0,37f^{0,18}d^{0,59} & \text{hors - feuillage} \end{cases} \quad (1.5)$$

où f est la fréquence en MHz et d est la profondeur de la végétation en m.

La figure 1.17 présente l'évolution de l'atténuation en fonction de la profondeur du feuillage, pour les trois modèles MED et IUT-R, à la fréquence 5,6 GHz.

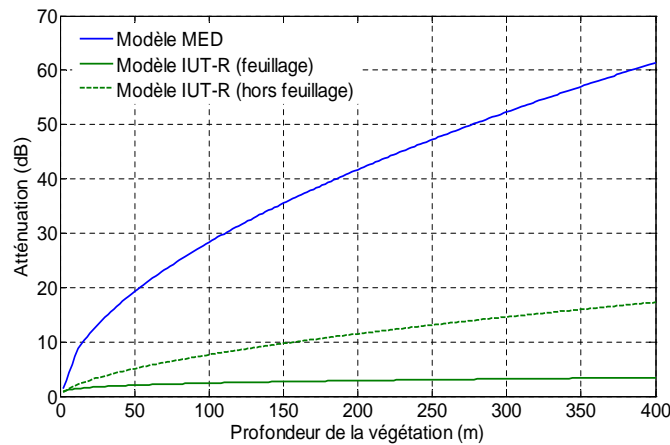


FIG.1.17 – Atténuation par la végétation à 5,6 GHz pour les modèles MED et IUT-R

D'après ces courbes, nous aurons, à 5,6 GHz, les valeurs d'atténuation dues à la végétation présentées dans la table 1.4. Ces valeurs sont calculées pour une profondeur de végétation de 10 m (ce qui correspond environ à 3 arbres en moyenne).

TAB.1.4 – Atténuation due à 10 m de végétation à 5,6 GHz, pour les modèles MED et IUT-R

Modèle	Atténuation (dB)
MED	7,35
IUT-R (feuillage)	1,36
IUT-R (hors feuillage)	2

ii) Les modèles semi-empiriques :

Les modèles semi-empiriques prennent en considération quelques paramètres en relation avec la géométrie et la végétation, telles que les surfaces illuminées communes, les dimensions physiques de la forêt, et la distance de l'antenne à la forêt. En plus,

ces modèles sont très simples à utiliser puisqu'ils sont exprimés par des formules mathématiques simples.

Parmi ces modèles, on distingue : le gradient non zéro (Non Zero Gradient, NZG) [29] et le modèle gradient dual (Dual Gradient Model, DGM) [30].

En revanche, ces modèles ne modélisent pas proprement le comportement physique actuel des ondes radio, et ils ne conviennent pas à tous les types de forêts.

iii) Les modèles analytiques

Contrairement aux modèles empiriques, les modèles analytiques offrent un aperçu des processus physiques impliqués dans la propagation des ondes radio à travers une végétation. Cependant, ils nécessitent l'utilisation des méthodes d'analyse numérique pour résoudre les équations analytiques compliquées. Dans [31], deux types différents de modèles théoriques sont présentés. Le premier type considère que le milieu de végétation est homogène et doit être traité comme un diélectrique isotrope ayant une permittivité et une conductivité constantes. Alors que le second le considère hétérogène, où la végétation est décrite par un mélange de troncs, branches, feuillages et air. Dans le dernier cas, chaque matériel est représenté par une forme géométrique simple et caractérisé par sa permittivité complexe, le volume effectif qu'il occupe, et la distribution statistique de l'orientation spatiale de ses éléments.

iv) Résultats de mesure

Une mesure a été faite sur 73 m de végétation dans une zone plus ou moins forestière. Nous avons obtenu une moyenne de pertes de 0,88 dB par mètre de végétation (figure 1.18), ou aussi **9 dB environ sur 10 m de végétation.**

v) Conclusion sur l'atténuation par la végétation

Comme nous venons de le voir, les valeurs d'atténuation par la végétation sont à considérer avec précaution car elles aboutissent à des prédictions différentes. Dans le contexte de notre projet, il nous paraît très difficile d'estimer la valeur des pertes par végétation, et ceci revient à deux raisons principales :

- Les valeurs des pertes obtenues, bien que variables suivant le modèle, sont très importantes et peuvent donc fortement réduire les performances du système.
- Nous n'avons pas de connaissance précise de la végétation sur le terrain; l'épaisseur de cette dernière pourrait être très variable sur la ligne Limoges-Guéret.

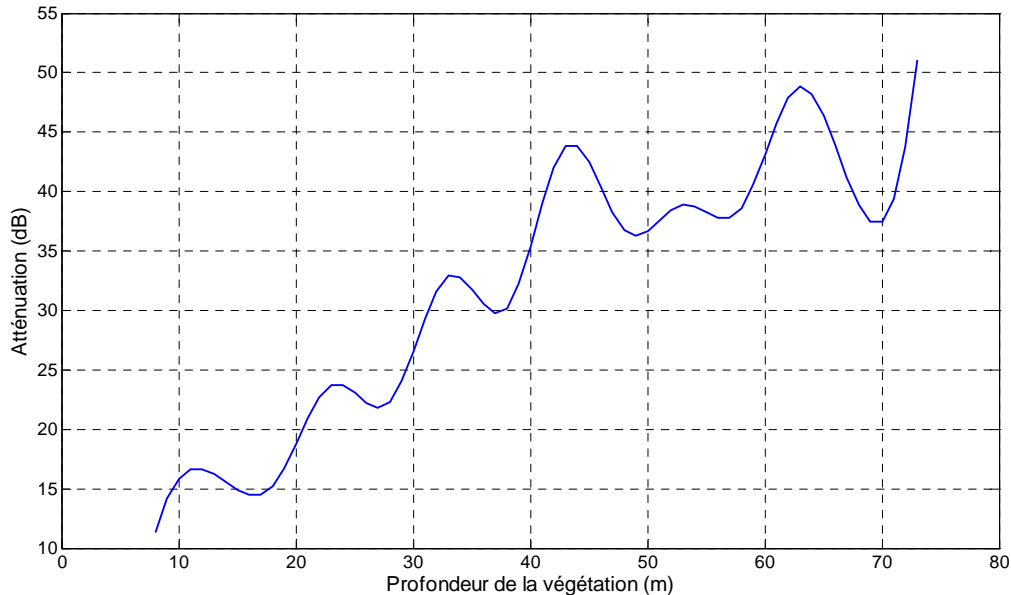


FIG.1.18 – Mesure de l'atténuation par la végétation

A la vue de cette étude, nous envisageons de disposer des solutions **lors de l'installation des stations de base** le long de la voie ferrée, comme par exemple en les **surélevant** dans les zones boisées.

c) Conclusion sur l'atténuation dans le milieu

Dans la suite de ce manuscrit, **l'atténuation dans le milieu est considérée de $n = 1$ dB/km**. En effet, une atténuation par la pluie de 1 dB/km (cf. paragraphe 1.4.2.4.2.(a)) est une valeur surestimée, c'est le cas le plus draconien possible puisque nous n'avons jamais de pluie sur 8,5 km. D'autre part, les pertes par végétation seront introduites dans cette marge de sécurité : ceci nous permet d'être plus réalistes en ayant peu de pluie et peu de végétation le long de la voie ferrée considérée. Par exemple, nous pouvons considérer une profondeur de végétation de 6 m et de la pluie sur 3,5 km environ.

Nous pourrions également nous servir de la polarisation des antennes pour limiter ces effets d'atténuation, comme nous le verrons plus tard dans le dernier chapitre de ce manuscrit.

Maintenant, nous sommes capables de déterminer la valeur du gain de l'antenne de station de base.

1.4.2.4.3 Détermination du gain de l'antenne SB

Partant des données considérées ci-dessus, nous allons déterminer maintenant le gain de l'antenne de station de base à 5,6 GHz à partir de l'équation 1.2, dans un milieu avec pertes ($n = 1$ dB/km). Ainsi, **nous obtenons la valeur de 24 dB** pour une portée maximale de 8,5 km. Donc notre objectif est de concevoir une antenne de station de base ayant cette valeur de gain.

1.4.2.5 Encombrement

Dans le projet THDT, nous ne sommes autorisés qu'à mettre les antennes de station de base sur des poteaux verticaux. L'antenne à concevoir ne doit donc pas être trop encombrante mais quasi-planaire.

1.4.2.6 Récapitulatif du cahier des charges

A la vue de ce qui précède, notre objectif est donc de concevoir pour la station de base, une antenne **sectorielle** ayant le cahier des charges suivant :

TAB.1.5 – Cahier des charges de l'antenne de station de base.

Bande de fréquence	WiMAX Mobile 5,47 – 5,725 GHz
Polarisation	Verticale
Rayonnement	Sectoriel en azimut : $\theta_H = 60^\circ$
Gain	Fort gain 24 dB
Encombrement	quasi-planaire
Adaptation	inférieure à -10 dB sur toute la bande

1.4.2.7 Conclusion

Le module WiMAX que nous avons trouvé sur les étagères du marché (figure 1.10) ne peut pas satisfaire aux contraintes de notre projet, et cela revient aux raisons suivantes :

- Avec ce matériel disposant d'antennes de 17 dB de gain, il faudrait installer plus de 12 stations de base (une station tous les 5 km) et donc beaucoup de répéteurs le long de la voie ferrée.

- Le diagramme de rayonnement de ces antennes présente une symétrie de révolution, son ouverture est de 27° dans les plans vertical et horizontal. Cette valeur ne répond pas au cahier des charges qui nécessite une ouverture de 60° .

D'autre part, nous venons de voir que notre objectif est d'utiliser une **antenne sectorielle à fort gain** avec une ouverture de 60° en azimut. Mais il nous reste de vérifier si l'angle d'ouverture dans le plan vertical est suffisant pour notre application.

La formule empirique du gain en fonction des angles d'ouverture dans les plans horizontal (θ_H) et vertical (θ_V) s'écrit :

$$G = \frac{36000}{\theta_H \cdot \theta_V} \quad (1.6)$$

Pour une ouverture de $\theta_H = 60^\circ$ en azimut, la valeur correspondante dans le plan vertical est de $\theta_V = 2^\circ$ environ.

Maintenant, pour savoir si cette valeur est suffisante, nous allons calculer la dimension d_V de la tache de couverture dans le plan vertical à 8,5 km sachant que la station de base est située sur la voie ferrée et que son antenne pointe dans la direction horizontale parallèle à la voie, comme l'illustre la figure 1.19.

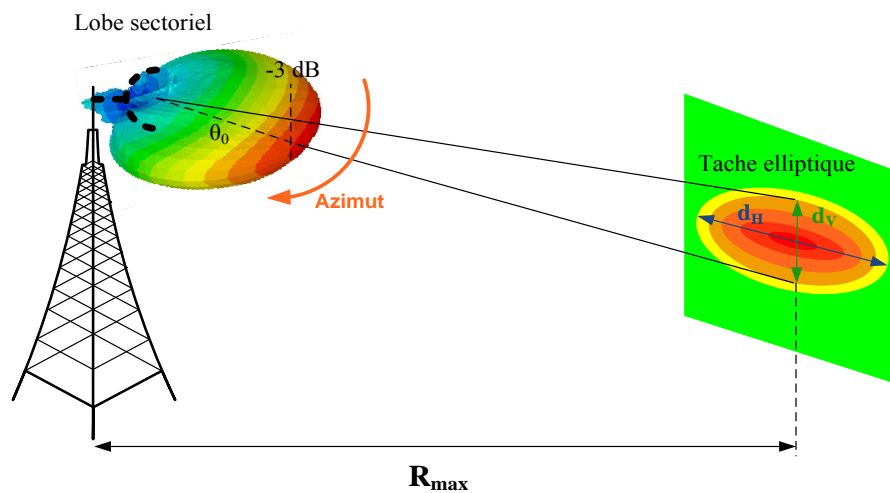


FIG.1.19 – Forme de la tache de couverture pour une antenne SB sectorielle.

Nous avons :

$$d_V = 2R_{max} \tan \frac{\theta_V}{2} \quad (1.7)$$

La valeur obtenue est $d_V = 300$ m, **valeur suffisante car la position du train en hauteur est très peu variable sur le parcours.**

Dans la section suivante, nous faisons l'état de l'art des antennes sectorielles existantes. A la vue de cette étude, nous ferons notre choix du type de l'antenne que nous allons étudier dans ces travaux de thèse.

1.5 Antennes sectorielles pour station de base

1.5.1 Etat de l'art

Les antennes à couverture sectorielle sont largement utilisées dans les systèmes de communications sans fil. Les antennes de ce type se classent habituellement en fonction de leur ouverture ou largeur horizontale à mi-puissance dans le diagramme de rayonnement qui présente typiquement un angle d'ouverture à mi-puissance large en azimut et pincé en élévation, comme l'illustre la figure 1.20. L'autre grandeur caractéristique de ce type d'antennes est son gain.

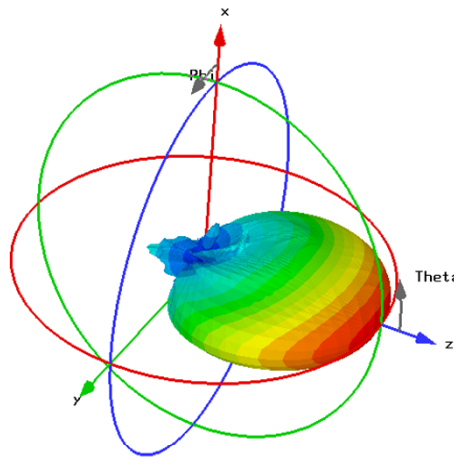


FIG.1.20 – Exemple d'un diagramme de rayonnement sectoriel

Dans la plupart des cas, l'application de ce type d'antennes est la couverture d'une zone ou plus précisément d'un secteur. Elles sont donc souvent utilisées sur les stations de base. Dans cette section, nous citons quelques antennes sectorielles existantes et nous présentons leurs caractéristiques principales.

1.5.1.1 Réseau d'antennes

1.5.1.1.1 Principe de fonctionnement

Un réseau d'antennes est un assemblage d'antennes élémentaires, suivant une ou deux dimensions, disposées périodiquement et fonctionnant à la même fréquence (figure 1.21). Les antennes sont alimentées par un réseau de distribution qui répartit l'énergie en amplitude et en phase sur les différents éléments.

L'intérêt de la mise en réseau réside dans le fait que le lobe de rayonnement peut être conformé. De cette façon, la directivité peut être augmentée. Elle est fonction du

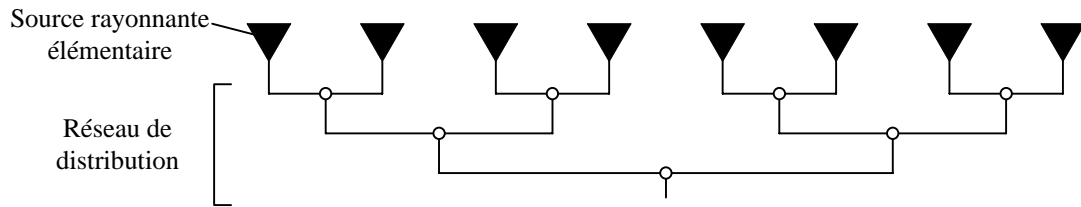


FIG.1.21 – Réseau d'antennes schématisé avec son alimentation parallèle

nombre d'éléments et de la période du réseau. En particulier, dans le cas d'un réseau d'antennes sectoriel, l'angle d'ouverture dans le plan ayant le rayonnement sectoriel est fonction du nombre d'antennes dans ce plan, de l'espacement entre ces antennes ainsi que des amplitudes et des phases appliquées. L'antenne élémentaire peut être un dipôle, un patch, une fente, un cornet, etc.

1.5.1.1.2 Réseau de dipôles

Dans ce cas, l'antenne se compose d'une association verticale de dipôles disposés face à un réflecteur afin de desservir uniquement un secteur donné. Le gain de ce type d'antennes dépend surtout du nombre de dipôles superposés et donc de la hauteur totale de l'antenne. L'alimentation des différents dipôles par des tensions d'amplitude et de phase bien définies s'opère par l'intermédiaire d'un réseau de distribution de puissance.

Ces antennes sont parmi les antennes actuellement utilisées sur les stations de base. La figure 1.22 présente une antenne SB de 65° composée d'un réseau de dipôles protégés par un radôme [32].

Nous pouvons également trouver un autre type de réseau de dipôles moins encombrant, à faible coût et d'un poids réduit. C'est le réseau de dipôles imprimés, comme le montre la figure 1.23. L'ensemble est placé sur un réflecteur formé [33].

Le réseau de dipôles est compact et agile, mais son inconvénient principal est le **faible gain** pour une couverture de 60° [33], [34], [35].

1.5.1.1.3 Réseau de patches

Le réseau de patches est un assemblage d'antennes patches disposées en une ou deux dimensions. L'alimentation est faite par un circuit de distribution de puissance placé derrière l'antenne. Ces antennes, que l'on trouve abondamment sur les stations de base, sont généralement protégées par un radôme (figure 1.24).



FIG.1.22 – Antenne sectorielle de 65° pour la bande des 1800 MHz

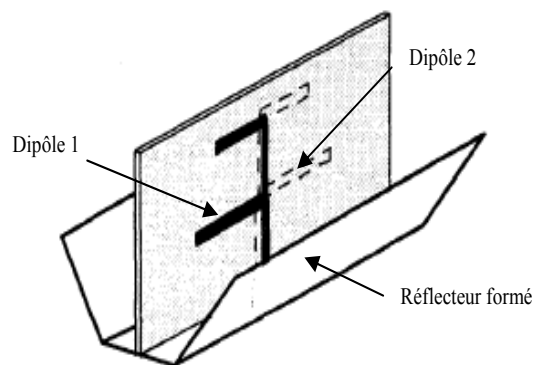


FIG.1.23 – Réseau de deux dipôles imprimés placés sur un réflecteur formé



FIG.1.24 – Exemple de réseaux de patchs sectoriels

Ces antennes sont planaires et faciles à réaliser, mais comme pour le réseau de dipôles, elles **ne sont pas très directives**. Par exemple, pour un angle d'ouverture de 60°, le gain ne dépasse pas les 17 dB dans [36], [37], [38], [39].

1.5.1.1.4 Réseau de fentes

Cette antenne est sous forme d'un guide d'onde où l'on réalise dans sa partie supérieure un réseau de fentes. Le guide peut avoir une forme rectangulaire [40] ou cylindrique [41]. Les auteurs dans [40] ont conçu un guide d'onde sectoriel à fentes de forme rectangulaire qui fonctionne à 10 GHz (figure 1.25). Son gain intrinsèque maximal est de **13 dBi** pour une couverture de 90° en azimut et de 15° en élévation.

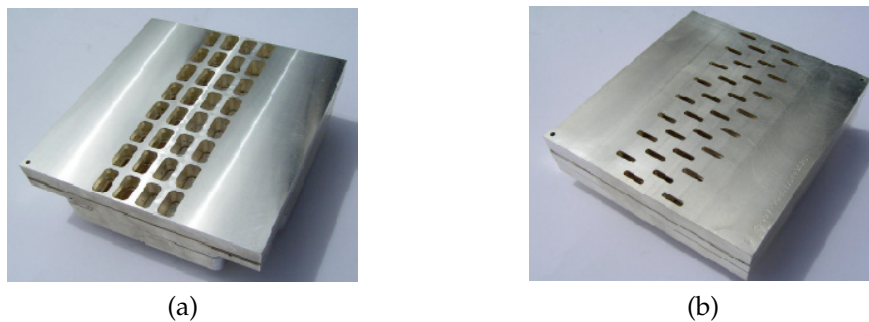


FIG.1.25 – Guide d'onde à fente (a) en polarisation horizontale et (b) en polarisation verticale

Les auteurs dans [41] ont fabriqué un réseau de deux fentes sur un secteur d'un résonateur cylindrique alimenté par une fente, comme l'illustre la figure 1.26. Le gain intrinsèque de cette antenne est de **8,93 dBi** et l'ouverture sectorielle vaut 60° en azimut et 30° en élévation.

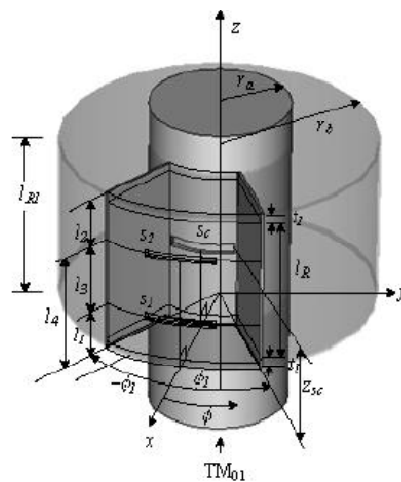


FIG.1.26 – Réseau de fentes dans un résonateur cylindrique

Ce type d'antennes est **encombrant** et de **faible gain**.

En conclusion, bien que le réseau d'antennes soit compacte et facile à réaliser, son inconvénient principal est qu'il est de faible gain. Donc pour avoir 24 dB, le réseau

devrait comporter environ 100 antennes élémentaires à connecter entre elles ! Ce qui engendrerait des pertes très importantes.

1.5.1.2 Antennes à ouverture rayonnante

1.5.1.2.1 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement des antennes à ouverture est basé, comme l'indique son nom, sur l'ouverture pratiquée à l'extrémité de l'antenne. Le rayonnement de ces antennes est la transformée de Fourier spatiale (à une constante multiplicative près) des champs électromagnétiques présents dans l'ouverture. On en déduit, de manière très générale, que pour une ouverture de faibles dimensions devant la longueur d'onde, dans un plan donné, le diagramme de rayonnement sera très large dans ce plan. A l'inverse, pour une ouverture très large en termes de longueur d'onde, le rayonnement sera forcément très directif. Donc pour avoir une antenne sectorielle, la forme de l'ouverture est généralement rectangulaire.

Pour ce type d'antennes, nous citons les cornets et les paraboles.

1.5.1.2.2 Cornet

Le cornet se comporte comme une section de transition entre le mode guidé à l'intérieur du guide d'onde et le mode non guidé (espace libre) à l'extérieur du guide. Dans le cas des cornets sectoriels, cette section est rectangulaire et sa largeur définit l'ouverture sectorielle [42]. La figure 1.27 montre des cornets sectoriels ayant une ouverture de 64° [43].



FIG.1.27 – Exemples de cornets sectoriels

1.5.1.2.3 Parabole

L'antenne parabole est une antenne disposant d'un réflecteur paraboloidal, basé sur

les propriétés géométriques de la courbe nommée parabole et de la surface nommée parabolôïde de révolution [44]. Cette antenne est utilisée pour les applications grand gain (transmission terre - satellite, radar, etc.). La figure 1.28 illustre un modèle d'une antenne parabolique sectorielle.



FIG.1.28 – Antenne parabolique sectorielle

Les antennes à ouvertures rayonnante permettent d'obtenir des diagrammes de rayonnement ayant un lobe très directif avec des faibles lobes secondaires. Leur inconvénient est surtout l'encombrement volumique (3D) qu'elles engendrent.

1.5.2 Antenne étudiée : antenne BIE sectorielle

D'après ce bref état de l'art des antennes sectorielles existantes, il est clair que pour avoir à la fois un gain de 24 dB et un angle d'ouverture de 60° en azimut à partir des antennes que nous avons trouvés, l'antenne à concevoir serait très encombrante.

Donc pour notre projet THDT nécessitant une antenne peu encombrante et ayant à la fois un fort gain et une ouverture sectorielle, nous avons utilisé un autre type d'antennes sectorielles, ce sont **les antennes à bande interdite électromagnétique (BIE)**. Ces antennes furent le sujet de recherche principal dans le laboratoire d'XLIM pendant la dernière décennie.

Les performances ainsi que les points forts de ces antennes seront étudiés en détails dans le chapitre suivant.

Chapitre 2

Antenne planaire sectorielle à bande interdite électromagnétique BIE

Sommaire

2.1	Introduction	51
2.2	Antenne BIE directive	53
2.2.1	Courbe de dispersion	53
2.2.2	Résonateur en $z'z$	54
2.2.3	Ouverture rayonnante	55
2.2.4	Conception d'une antenne BIE	55
2.2.5	Source d'excitation	58
2.2.6	Cas particulier important	59
2.3	Antenne BIEM directive	60
2.3.1	Etude électromagnétique	61
2.3.2	Effet du taux de remplissage de la grille sur le facteur de qualité	64
2.3.3	Facteur de qualité et directivité	64
2.3.4	Facteur de qualité et bande passante	65
2.4	Antenne BIEM sectorielle	67
2.4.1	Objectif	67
2.4.2	Principe de fonctionnement	67
2.4.3	Insertion de murs électriques	68
2.5	Conception d'une antenne BIEM sectorielle en polarisation TM	70
2.5.1	Principe de Babinet en électromagnétisme pour des écrans parfaitement conducteurs	70

2.5.2	Application aux antennes	72
2.5.3	Utilisation du principe de Babinet pour la conception d'une antenne sectorielle en polarisation TM	73
2.5.4	Abaques de directivité et de bande passante	74
2.5.5	Méthode de conception	74
2.6	Technique multisource	78
2.6.1	Principe de fonctionnement	78
2.6.2	Nombre de sources d'excitation	79
2.6.3	Espacement entre les sources	80
2.6.4	Effet de la répartition du champ électrique sur le rayonnement d'une antenne BIE bisource - approche analytique	83
2.7	Conclusion	87

2.1 Introduction

Les matériaux à bande interdite électromagnétiques, anciennement appelées structure à bande interdite photoniques (BIP) [45], sont décrits en annexe A. Ils sont à la base de l'antenne que nous allons concevoir pour la station de base dans le projet THDT. Ces matériaux sont classés en deux catégories : les matériaux BIE diélectriques [46], [47], [48] et les matériaux BIE métalliques [49].

Dans ce chapitre, nous ne montrerons pas les propriétés physiques et électromagnétiques des matériaux diélectriques. **Seules celles des matériaux métalliques seront détaillées** puisque ces derniers sont à la base de notre antenne finale.

A la vue des études entreprises sur ces matériaux BIE, il était possible de réaliser des **antennes BIE grand gain** et ce, en créant un défaut dans ces matériaux (annexe A). En plus, l'insertion d'un plan de masse réflecteur au milieu du défaut permet d'obtenir une antenne rayonnant dans une seule direction. Ces antennes peuvent être également **planaires** ou **cylindriques**.

Plusieurs types d'antennes peuvent être conçus à partir de la structure BIE à défaut. Nous distinguons :

- Les antennes omnidirectionnelles ou omnidirectives pour lesquelles le rayonnement est omnidirectionnel dans le plan azimutal.
- Les antennes directives pour lesquelles le diagramme de rayonnement présente la même ouverture dans les deux plans vertical et horizontal.
- Les antennes sectorielles pour lesquelles le lobe est large dans un plan et directif dans l'autre.

Les antennes BIE directives composées de structures planaires et cylindriques ont été abondamment étudiées dans la littérature [50], [51], [52], [53], [54], [55], [56]. Par contre, peu de travaux ont traité les antennes BIE sectorielles et nous ne trouvons en aucun cas des antennes à fort gain avec une ouverture large en azimut, comme dans le cas de [57]. Durant cette thèse, nous nous sommes intéressés particulièrement aux antennes **planaires** sectorielles à base de **matériaux BIE métalliques**.

Ce chapitre sera donc organisé comme suit :

Dans un premier temps, nous étudions le principe de fonctionnement d'une antenne BIE directive. Pour cela, une étude des modes installés dans la cavité de cette structure a été menée au préalable. Ensuite, nous définissons le modèle de l'antenne que nous allons étudier dans les travaux de cette thèse. Dans un deuxième

temps, nous étudions en particulier le cas des antennes directives à base de matériaux BIE métalliques ou BIEM. Le principe de ces antennes est présenté ainsi que leur composition et leurs propriétés électromagnétiques.

Dans un troisième temps, nous passons à l'étude des antennes BIEM sectorielles et nous explicitons la méthode que nous avons adoptée pour la conception de ces antennes à partir des antennes BIEM directives. Nous étudions aussi l'effet de l'insertion des murs électriques dans la structure sur les performances de l'antenne.

Finalement, nous expliquons la technique multisource permettant d'améliorer les performances de l'antenne en termes de directivité et de bande passante. Cette technique sera utilisée dans la conception de l'antenne finale servant de station de base dans le projet THDT.

2.2 Antenne BIE directive

En général, une antenne BIE directive (figure 2.1) est composée de :

- Une surface semi-réfléchissante (SSR) à réflectivité partielle ($r_{SSR} < 1$)
- Un plan de masse réflecteur ($r = -1$)
- Un résonateur défini entre la SSR et le plan de masse. Il est excité par une source d'excitation.

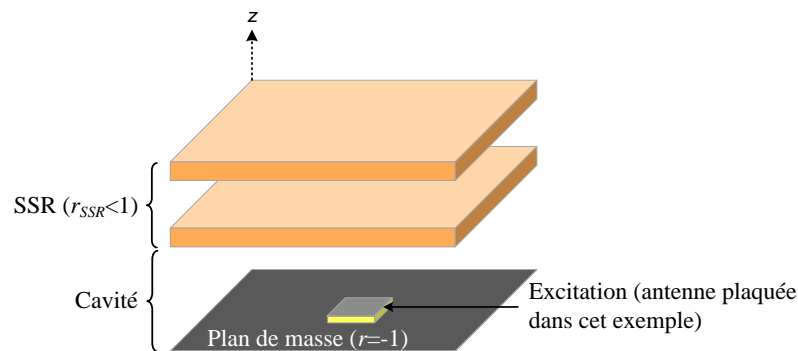


FIG.2.1 – Antenne BIE directive 1D

2.2.1 Courbe de dispersion

Les courbes de dispersion permettent de savoir quelle est la direction de rayonnement majoritaire en fonction de la fréquence. Sur ces tracés, il est généralement représenté la constante de propagation transversale β_i du mode guidé i en fonction de la fréquence f . f_i est la fréquence de coupure du mode guidé i .

Considérons la structure illustrée sur la figure 2.1. La courbe de dispersion des modes établis dans cette structure est illustrée sur la figure 2.2 [58], [59].

D'après cette figure, nous notons qu'au dessus de la fréquence de coupure f_0 , les modes sont des **modes guidés à fuite** (ou *Leaky waves*) qui se propagent transversalement. Dans cette zone, le vecteur d'onde est complexe et vaut $\Gamma = \alpha + j\beta$, où α est le coefficient d'amortissement et β est la constante de propagation.

D'autre part, les modes sont des **modes évanescents** au-dessous de la fréquence de coupure f_0 [60], [61]. Pour ces modes, le vecteur d'onde n'est autre que le coefficient d'amortissement α tel que : $\sqrt{k^2 + \alpha^2} = \text{constante}$, où k est le nombre d'ondes.

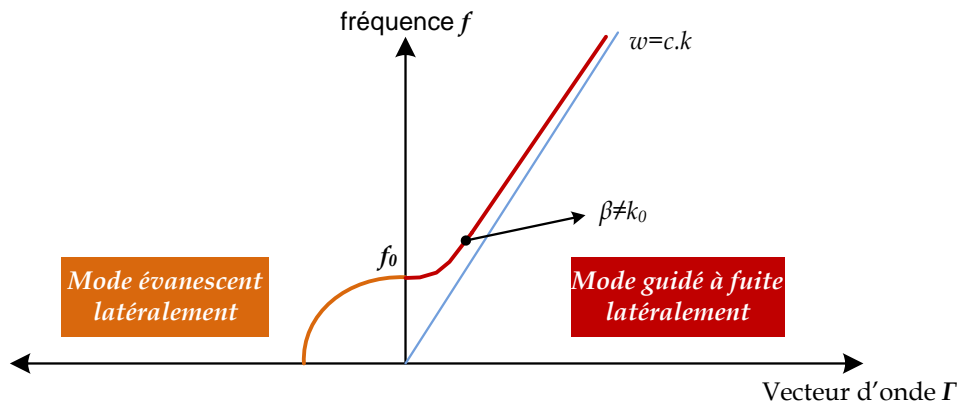


FIG.2.2 – Courbe de dispersion des modes installés dans la structure BIE

2.2.2 Résonateur en $z'z$

J. Drouet, dans sa thèse [63], a généré un outil permettant de vérifier le principe de fonctionnement d'une antenne BIE considérée comme un résonateur Fabry-Perot dans la direction $z'z$ [64], en appliquant la méthode des rayons réfléchis et transmis par la surface semi-réfléchissante. Cet outil permet notamment de calculer la "sélectivité spatiale" de la structure BIE. Cette fonction se traduit par la somme des contributions correspondant aux trajets multiples entre le plan de masse et la surface semi-réfléchissante, lorsqu'une source d'excitation est insérée dans la structure, comme illustré sur la figure 2.3.

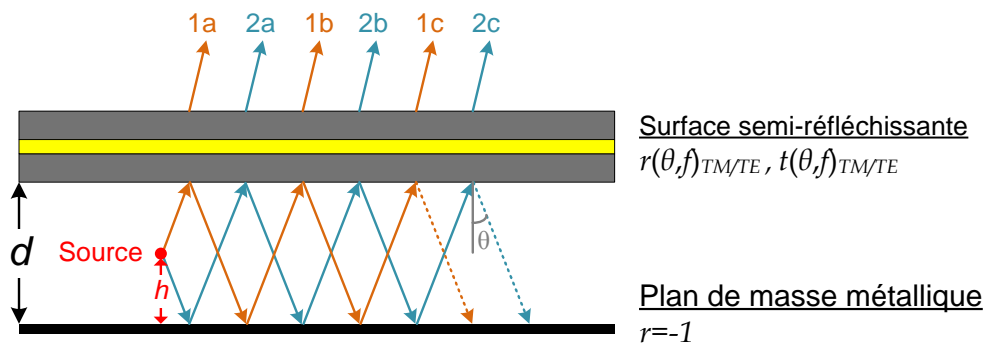


FIG.2.3 – Les différents trajets de champ entre le matériau BIE et le plan de masse

La sélectivité spatiale, donnée par 2.1, dépend des coefficients de transmission t et de réflexion r de la SSR, qui eux-mêmes dépendent de la polarisation (Transverse-Magnétique TM ou Transverse-Électrique TE). Elle dépend également de la hauteur de

la cavité d , de la hauteur de la source dans la cavité h , de la fréquence f et de l'angle d'incidence θ .

$$S_{TM/TE}(\theta, f) = \frac{t_{TM/TE}(\theta, f) \exp(-jk_0 d \cos \theta)}{1 + r_{TM/TE}(\theta, f) \exp(-2jk_0 d \cos \theta)} j \sin(k_0 h \cos \theta) \quad (2.1)$$

D'après l'équation 2.1, un pic de transmission apparaît en incidence normale ($\theta = 0^\circ$). Les autres directions sont plus ou moins filtrées en fonction de la polarisation [63]. La fonction $S_{TM/TE}(\theta, f)$ traduit donc le caractère filtrant de la structure BIE.

2.2.3 Ouverture rayonnante

Pour interpréter ce qui se passe dans l'antenne, on alimente le résonateur 1D par une source d'excitation. La répartition du champ \mathbf{E} tangentiel sur la face supérieure de la SSR définit la surface rayonnante équivalente de l'antenne.

Si on se place dans la zone du mode évanescent latéralement (figure 2.2), l'énergie emmagasinée dans le résonateur 1D ne part pas latéralement mais elle se propage suivant la direction Oz . Par conséquent, la cartographie du champ \mathbf{E} sur le plan de symétrie vertical de l'antenne décrit une forme circulaire ayant une valeur maximale dans l'axe principal de l'antenne et décroît en allant aux bords, comme le montre la figure 2.4(a). Par conséquent, le diagramme de rayonnement qui est la transformée de Fourier spatiale du champ rayonné par l'antenne [62], est directif lorsque l'antenne fonctionne en mode évanescent (figure 2.4(c)). D'autre part, dans le cas où l'on se positionne après f_0 , le diagramme de rayonnement de l'antenne aura la forme illustrée sur la figure 2.4(d). En effet, la répartition des champs étant totalement modifiée, le diagramme de rayonnement de l'antenne ne s'apparente plus à un lobe directif.

Donc pour avoir une antenne **BIE directive**, il est impératif qu'elle fonctionne sur la plage des fréquences du mode évanescent du résonateur 1D (cas où les modes supérieurs de la cavité (*leaky waves*) ne sont pas installés).

2.2.4 Conception d'une antenne BIE

La conception d'une antenne BIE ne peut être faite sans la détermination de certains paramètres essentiels, parmi lesquels le coefficient de qualité et la hauteur du résonateur 1D.

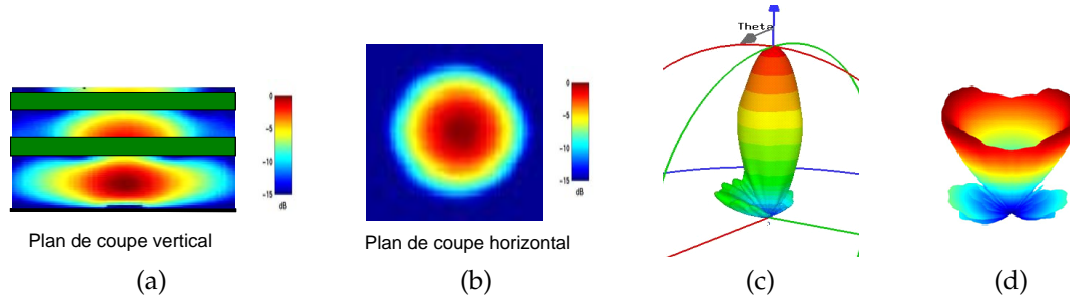


FIG.2.4 – Cartographies du champ électrique sur le toit horizontal de l’antenne (a) et sur le plan de symétrie vertical (b) à $f < f_0$. Diagramme de rayonnement directif à $f < f_0$ (c) et formé à $f > f_0$ (d)

2.2.4.1 Coefficient du résonateur 1D

Le coefficient de qualité mesure la répartition de l’énergie dans le résonateur en z . Il dépend essentiellement de la réflectivité de la SSR et de la fréquence de coupure du résonateur 1D. Ce paramètre est donné par la formule 2.2 [64]. La démonstration de cette formule se trouve en annexe B.

$$Q(f_0) = \frac{\sqrt{|r_{SSR}(f_0)|}}{1 - |r_{SSR}(f_0)|} \left(\frac{\phi_{SSR}(f_0) + \pi}{2} \right) \quad (2.2)$$

où $|r_{SSR}|$ et ϕ_{SSR} dénotent le module et la phase du coefficient de réflexion de la surface semi-réfléchissante, respectivement. f_0 est à la fois :

- la fréquence centrale du défaut dans le BIE,
- la fréquence de coupure à partir de laquelle on passe d’un mode évanescent transversalement à un mode propagatif à fuites (*Leaky Waves*),
- la fréquence maximale de résonance du résonateur que l’on obtient dans la direction Oz entre le plan de masse et la surface SSR caractérisée par une phase ϕ_{SSR} de son coefficient de réflexion,

Le coefficient de qualité est un paramètre très important pour la détermination du gain et de la bande passante de l’antenne. L’antenne BIE, assimilable à une ouverture rayonnante équivalente, a une directivité d’autant plus élevée que la résonance est plus forte dans le résonateur 1D, mais au prix d’une bande passante étroite. En effet, plus la structure est résonante, plus l’énergie s’étale à l’intérieur du résonateur et par suite sur la face supérieure de l’antenne, et donc plus le gain de l’antenne est important.

Ces propriétés seront étudiées en détails pour une antenne BIE directive à base de matériaux métalliques ; des abaques traçant le gain et la bande passante en fonction

de Q seront présentées plus tard dans ce chapitre.

2.2.4.2 Hauteur du résonateur 1D

Le deuxième paramètre qui s'avère primordial dans la conception d'une antenne BIE est la hauteur du résonateur 1D. Ce paramètre peut être exprimé en fonction de la réflectivité de la SSR par l'équation 2.3.

$$h(f_0) = \frac{\lambda_0}{2} \left(\frac{\phi_{SSR}(f_0) + \pi}{2\pi} \right) \quad (2.3)$$

où λ_0 est la longueur d'onde à la fréquence de coupure du résonateur en z .

2.2.4.3 Détermination du gain de l'antenne

Le gain de l'antenne à résonateur BIE est dicté par le rapport d/λ où d est le diamètre de cette surface rayonnante et λ la longueur d'onde à la fréquence considérée.

Pour une ouverture rayonnante uniforme **équiamplitude** et **équiphase** de diamètre d , la **valeur maximale du gain** que peut accepter l'antenne est approximée par la formule des ouvertures rayonnantes idéales (2.4) [65].

$$G(dB) = 10 \log \left(\frac{4\pi S}{\lambda_0^2} \right) = 20 \log \left(\frac{\pi d}{\lambda_0} \right) \quad (2.4)$$

avec S la surface circulaire inscrite dans la face supérieure de la structure, d le diamètre de l'ouverture et λ_0 la longueur d'onde dans le vide.

En réalité, la répartition du champ sur la surface S n'est ni équiamplitude ni équiphase, mais elle décrit une forme exponentielle lorsqu'on se situe dans la zone du mode évanescent. Par suite un rendement d'illumination doit être introduit dans la formule (2.4). La différence de directivité entre une ouverture rayonnante équiamplitude, équiphase de diamètre d et une antenne à résonateur BIE excitée par patch, de dimensions transverses L égale au diamètre d de la surface rayonnante, nous permet d'évaluer une variable qui est "le rendement d'illumination" ou "rendement de surface".

Finalement, le gain de l'antenne sera donné par :

$$G(dB) = 10 \log \left(\rho \frac{4\pi S}{\lambda_0^2} \right) \quad (2.5)$$

avec ρ est le facteur de gain, il est inférieur à 1.

2.2.5 Source d'excitation

La structure BIE résonante à défaut dispose nécessairement d'un plan de masse métallique sur lequel se greffe le dispositif d'excitation. Ce dispositif s'insère entre le plan de masse métallique et le matériau réflecteur. Ceci limite la taille verticale disponible, pour le dispositif exciteur.

Dans une structure BIE, le résonateur en z où l'énergie est emmagasinée est un élément constitutif fondamental. Ce résonateur ne doit pas être perturbé électromagnétiquement par son système d'excitation interne. Pour obtenir un tel résultat, ce dernier devra posséder un encombrement réduit dans le volume défini par la cavité. De plus, les dispositifs servant à acheminer l'énergie (câbles coaxiaux, lignes, etc.) à l'élément exciteur ne doivent pas passer à l'intérieur du résonateur.

La source d'excitation devra être choisie pour être capable d'exciter convenablement le mode de défaut du résonateur, là où le champ existe. L'un des deux champs électrique ou magnétique doit être excité.

2.2.5.1 Excitation du champ magnétique près du plan de masse

Le champ électrique est nul au niveau du plan de masse. Par conséquent, il faut exciter le champ magnétique à cet endroit du résonateur. L'exemple le plus connu de ce type d'excitation est le patch. En effet, c'est un dispositif bien maîtrisé, léger, peu volumineux et peu onéreux. Son inconvénient est caractérisé par une faible bande passante, un rayonnement parasite de la sonde d'alimentation et une réalisation difficile dans le domaine millimétrique.

Le patch est constitué d'une antenne plaquée sur un substrat diélectrique (équivalente à un dipôle magnétique) posée sur le plan de masse et en général alimentée par un coaxial traversant ce plan (figure 2.5).



FIG.2.5 – Exemple d'excitation du champ magnétique

2.2.5.2 Excitation du champ électrique

Le champ électrique étant maximal au milieu du résonateur 1D, la source excitant ce champ doit être placée à ce niveau. Ce type d'excitation n'est pas donc idéal. Il est en général effectué avec un dipôle électrique résonant horizontalement et placé dans le résonateur (figure 2.6).

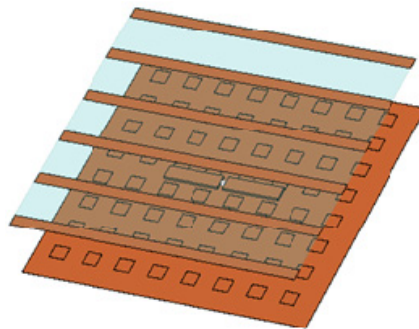


FIG.2.6 – Exemple d'excitation du champ électrique

Durant cette thèse, **nous avons choisi le patch comme source d'excitation** de tous les modèles d'antennes BIE qui figureront dans ce manuscrit puisqu'il nous semble le plus adéquat parmi les autres excitations existantes. Malheureusement, nous limiterons la bande passante des antennes.

2.2.6 Cas particulier important

Si le matériau BIE ne comporte que trois lames (figure 2.7(a)), on enlève celle du milieu pour générer le défaut (figure 2.7(b)) puis on introduit le plan de masse dans le plan de symétrie. On obtient une structure simple formée uniquement du plan de masse et d'une seule lame (figure 2.7(c)).

Cette lame, qui n'intervient qu'à travers ses coefficients de réflexion et de transmission, peut être constituée de matériau diélectrique, métallique, de métamatériau ou même d'une surface très mince telle qu'une FSS (*Frequency Selective Surface*, annexe C). On obtient ainsi l'interprétation simple d'**un seul résonateur en z** avec une **évanescence de champ radialement**.

Dans ce manuscrit, nous nous intéressons seulement au cas d'une antenne dont **la SSR est constituée d'une seule couche formée par une séquence de tiges métalliques**. Tout d'abord, nous avons conçu nos antennes avec des tiges métalliques imprimées sur un diélectrique, et ensuite avec une grille entièrement métallique constituée d'une

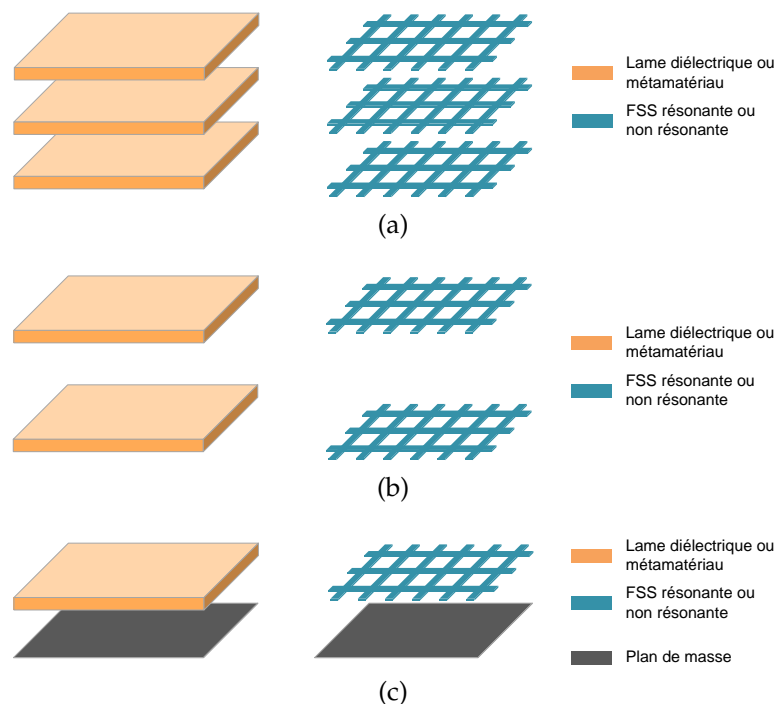


FIG.2.7 – (a) Matériau BIE sans défaut (b) Matériau BIE avec défaut (c) Matériau BIE avec défaut constitué d'une lame et un plan de masse

séquence de tiges rigides. Par contre, nous avons confronté des difficultés dans la réalisation des antennes à base de matériaux purement diélectriques à cause de la non disponibilité de tels matériaux chez notre fournisseur mais aussi puisqu'une telle antenne n'est pas assez rigide. Ce cas ne sera pas donc étudié dans ce mémoire.

La section suivante traite les antennes BIEM directives. Les propriétés électromagnétiques de ces antennes seront étudiées en détails.

2.3 Antenne BIEM directive

Après avoir parlé du principe des antennes BIE directives, nous allons aborder maintenant le cas particulier utilisant **une seule lame de SSR constituée d'une grille métallique**. Donc nous allons étudier le cas d'antenne BIEM directive en polarisations TE et TM :

- Lorsque le champ électrique généré par la source d'excitation est perpendiculaire aux tiges métalliques, l'antenne est considérée en polarisation TE.
- Au contraire, lorsque le champ électrique généré par la source est parallèle aux tiges, et par suite le champ magnétique y est perpendiculaire, l'antenne est

considérée en polarisation TM.

Pour illustrer le fonctionnement d'une telle antenne et aussi étudier ses propriétés électromagnétiques, nous considérons le modèle illustré sur la figure 2.8. A titre d'exemple, ce modèle fonctionne à 5 GHz.

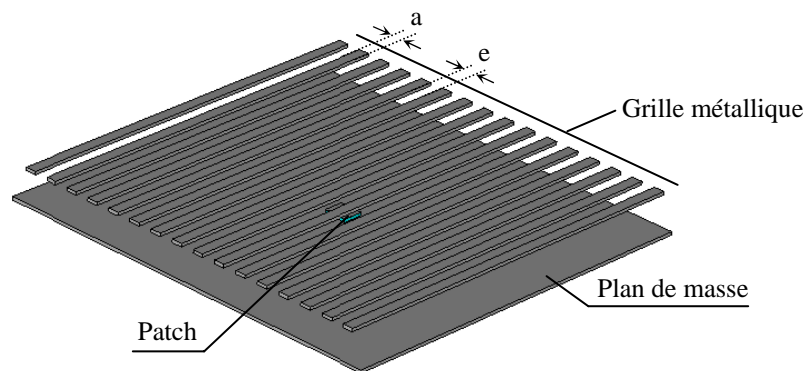


FIG.2.8 – Le modèle étudié de l'antenne BIEM directive

2.3.1 Etude électromagnétique

Dans ce paragraphe, nous allons étudier l'évolution du comportement électromagnétique de l'antenne sur les deux zones de fréquence situées de part et d'autre de la fréquence de coupure du résonateur 1D f_0 (cf. paragraphe 2.2.1). Cette étude sera faite non pas sur la courbe de dispersion mais sur la courbe d'évolution de la directivité en fonction de la fréquence illustrée sur la figure 2.9. Notons que l'antenne simulée a été surdimensionnée (30λ) afin d'éviter les résonances latérales produites dans le cas où l'antenne est limitée en dimensions.

D'après cette figure, nous pouvons identifier deux zones principales de part et d'autre de la fréquence centrale de coupure f_0 :

- La zone du mode évanescent située à gauche de f_0 . Dans cette zone, la directivité dans l'axe varie lentement.
- La zone du mode propageant située à droite de f_0 . Dans cette zone, la directivité dans l'axe varie très rapidement. Plus nous nous déplaçons à droite, plus le trou dans l'axe s'approfondit.

Etudions maintenant l'évolution des diagrammes de rayonnement aux fréquences indiquées sur la figure 2.9. Ces fréquences sont les suivantes :

- Les fréquences f_{-2} et f_{-1} situées dans la zone du mode évanescent.

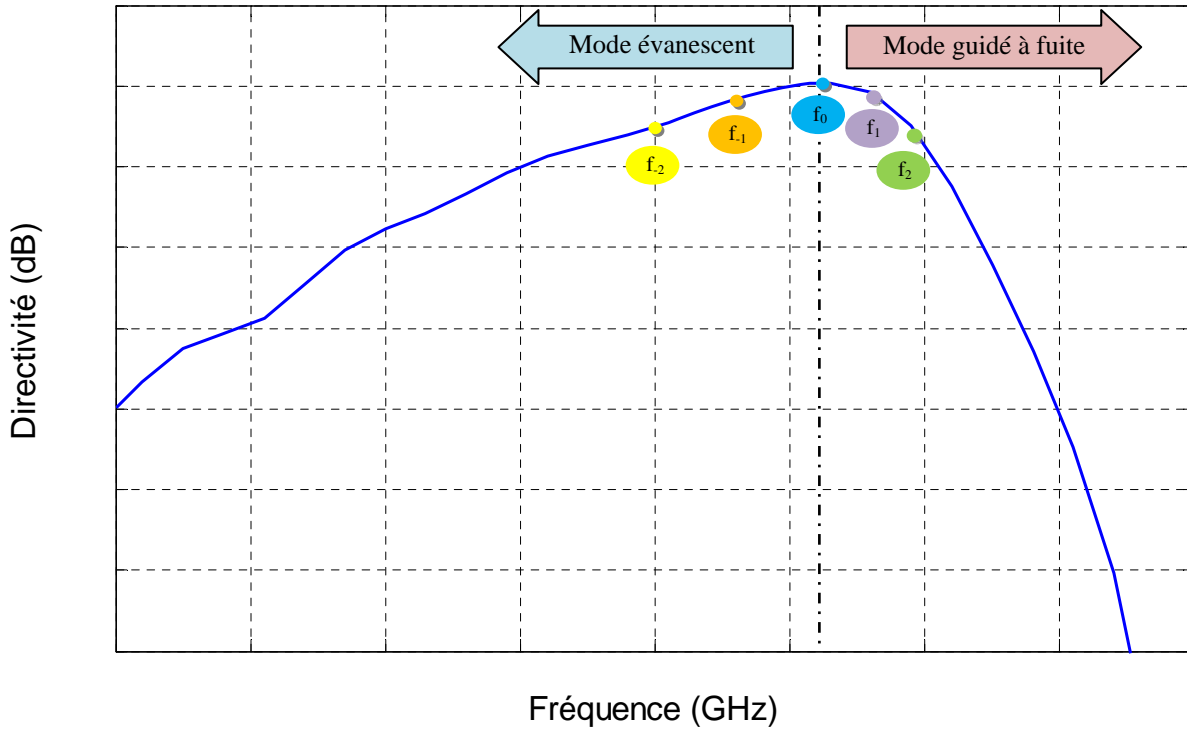


FIG.2.9 – Evolution de la directivité d’une antenne BIEM directive en fonction de la fréquence

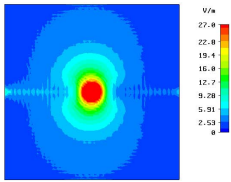
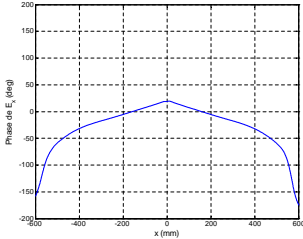
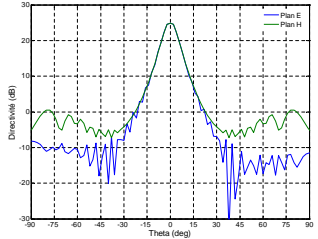
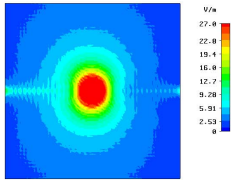
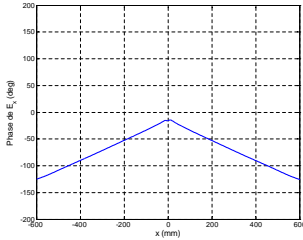
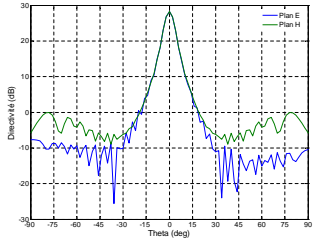
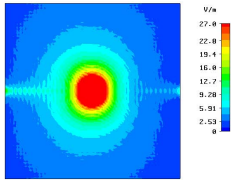
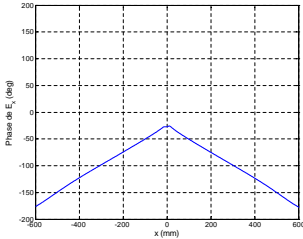
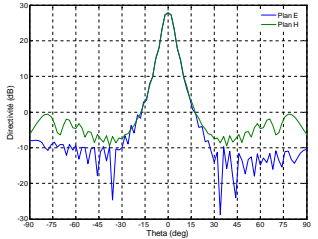
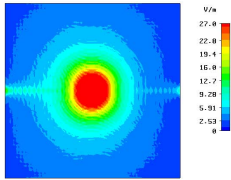
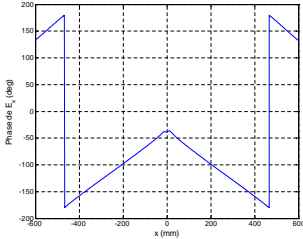
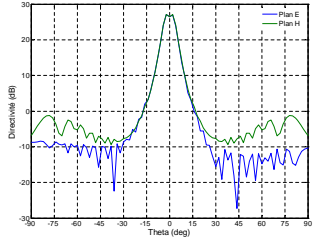
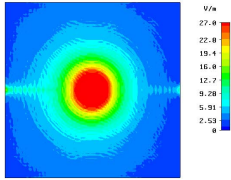
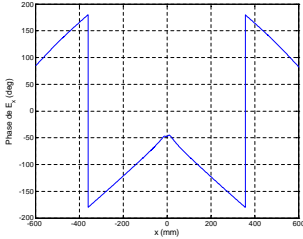
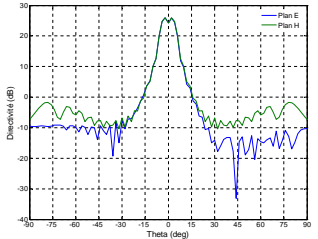
- La fréquence f_0 qui correspond à la résonance du résonateur 1D.
- Les fréquences f_1 et f_2 situées dans la zone du mode guidé à fuite.

La table 2.1 présente l’évolution de la cartographie et la phase du champ E_x dans un plan situé au milieu du résonateur 1D, ainsi que des diagrammes de rayonnement au niveau des fréquences considérées.

Avant le pic de résonance (f_{-2} et f_{-1}), l’énergie emmagasinée dans le résonateur 1D sort dans la direction de l’axe vertical de l’antenne. La tache de champ grandit (avec une répartition circulaire) en passant de f_{-2} à f_{-1} , ce qui correspond à une augmentation de la directivité dans l’axe. Au niveau de la fréquence de coupure f_0 , la tache occupe un maximum de surface avec une répartition homogène du champ E_x et une phase conservant le même signe dans le résonateur 1D. Pour cette fréquence, la directivité est maximale et les lobes secondaires sont faibles.

Au-delà de f_0 (f_1 et f_2), la phase du champ E_x change d’orientation latéralement, ce qui explique la propagation transversale de l’onde dans le résonateur 1D. Nous pouvons donc dire qu’au-delà de f_0 , le mode dans la cavité est propageant. Ainsi, le diagramme de rayonnement qui est la transformée de Fourier du champ

TAB.2.1 – Evolution des cartographies du champ E_x et des diagrammes de rayonnement de l'antenne BIEM

Fréquence	Cartographie de E_x	Phase de E_x	Diagramme de rayonnement
f_{-2}			
f_{-1}			
f_0			
f_1			
f_2			

électromagnétique rayonné présente un trou dans l'axe et il sera dépointé.

2.3.2 Effet du taux de remplissage de la grille sur le facteur de qualité

Le taux de remplissage de la grille métallique est défini par l'expression suivante :

$$\tau = \frac{a}{a + e} \quad (2.6)$$

où a est la largeur d'une tige et e est l'espacement entre les tiges (figure 2.8).

En augmentant le taux de remplissage τ , nous augmentons significativement le facteur de qualité Q du résonateur 1D. Plusieurs simulations faites sur une grille métallique de dimensions transverses infinies, sans plan de masse, en changeant les valeurs de a et e , ont permis d'obtenir l'abaque illustré sur la figure 2.10.

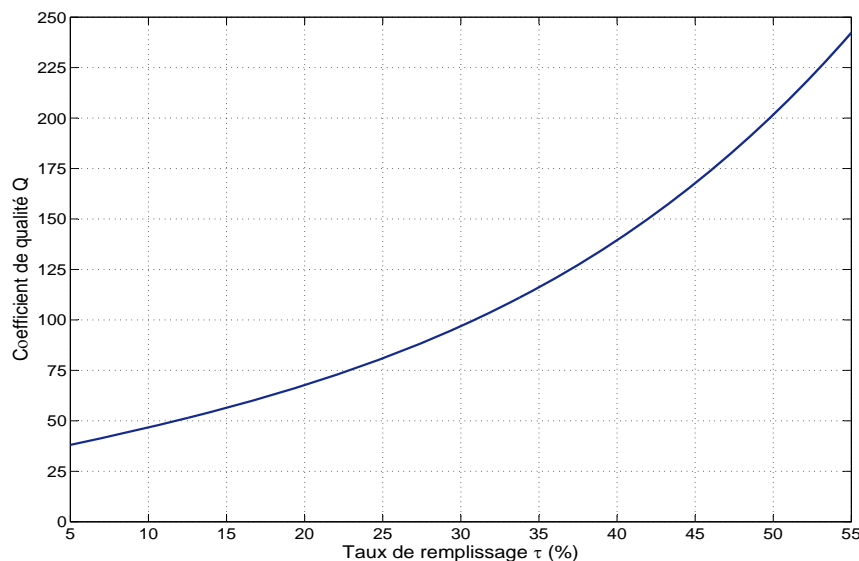


FIG.2.10 – Evolution du coefficient de qualité du résonateur 1D en fonction du taux de remplissage de la grille métallique

2.3.3 Facteur de qualité et directivité

Comme nous l'avons déjà expliqué dans le paragraphe 1.3.1.3, la directivité d'une antenne BIE résonante à défaut dépend du coefficient de qualité Q du résonateur en z . En effet, plus une cavité est résonante, plus l'énergie se répartit transversalement

d'abord dans la cavité puis sur la surface supérieure de l'antenne définissant ainsi une ouverture rayonnante de grande dimension et par suite une directivité plus forte.

La directivité de l'antenne en fonction du coefficient de qualité de la cavité BIE est représentée sur la figure 2.11.

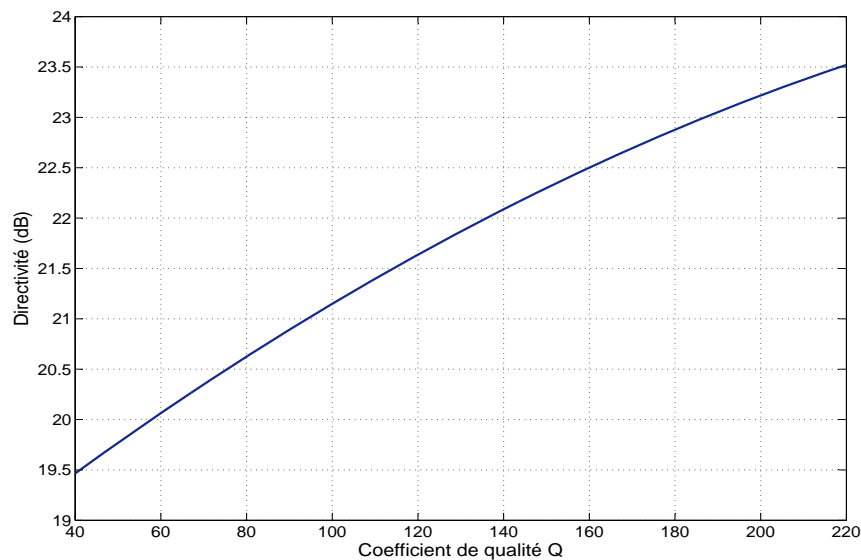


FIG.2.11 – Evolution de la directivité d'une antenne BIEM en fonction du coefficient de qualité de la cavité

2.3.4 Facteur de qualité et bande passante

Un matériau BIE à défaut n'a pas un comportement homogène suivant la fréquence. En effet, il est transparent pour une fréquence unique. Par conséquent, l'antenne BIE résonante à défaut conçue à partir de ce matériau BIE possède des caractéristiques de rayonnement qui varient suivant la fréquence. La bande passante en rayonnement de l'antenne est directement liée au coefficient de qualité du résonateur 1D. Plus ce coefficient sera élevé, plus le résonateur sera sélectif en fréquence et donc plus la bande passante à -3 dB de l'antenne sera réduite, comme nous pouvons le voir sur la figure 2.12.

Une antenne directive conçue à partir d'un matériau BIE à défaut présentant un coefficient de qualité élevé sera donc affectée d'une bande passante réduite. Une lecture transversale des figures 2.11 et 2.12 permet de relier la bande passante en rayonnement à la directivité, comme l'illustre la figure 2.13.

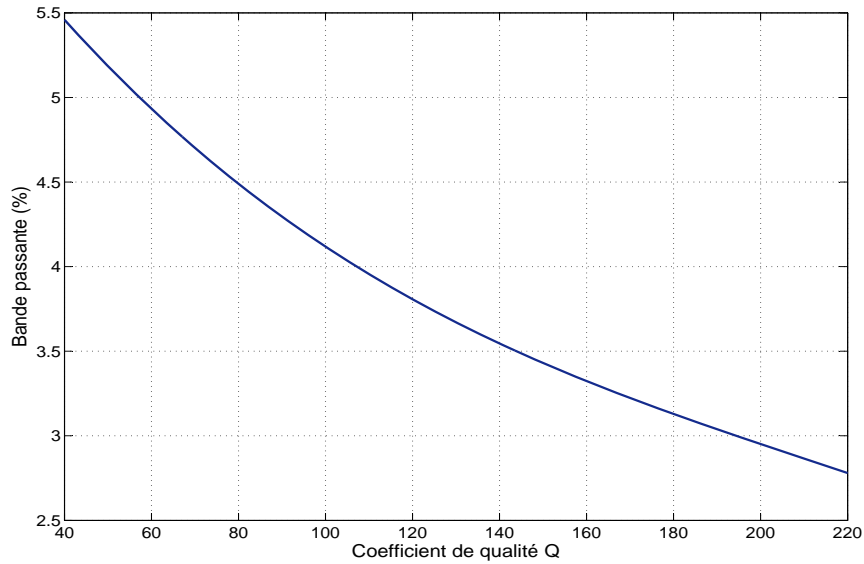


FIG.2.12 – Evolution de la bande passante d’une antenne BIEM en fonction du coefficient de qualité du résonateur en z

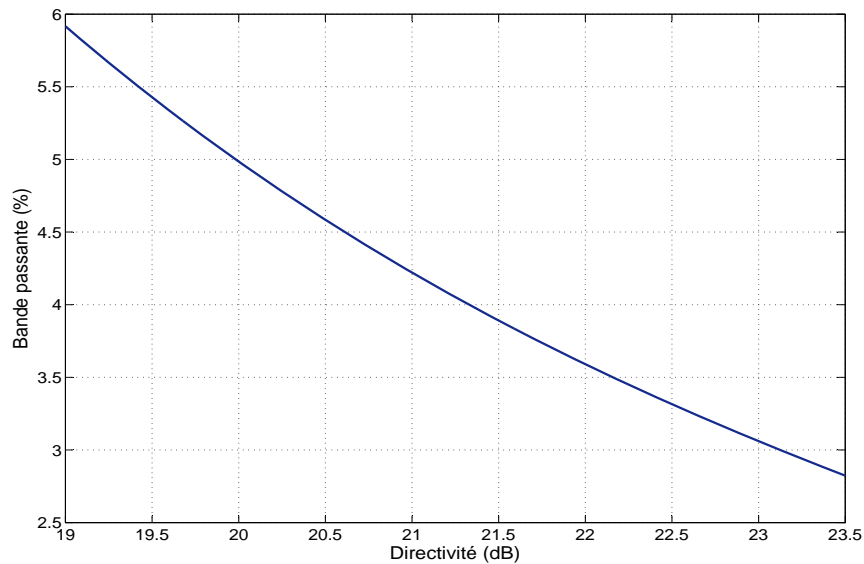


FIG.2.13 – Evolution de la bande passante d’une antenne BIEM en fonction sa directivité

L’objectif que nous nous sommes posé dès le départ était de concevoir une antenne BIEM sectorielle. La section suivante est dédiée à étudier les propriétés électromagnétiques du modèle que nous avons proposé.

2.4 Antenne BIEM sectorielle

2.4.1 Objectif

Notre objectif est de concevoir une antenne pour la station de base ayant un lobe large en azimut et étroit en site, avec un produit (gain x bande passante) élevé.

Dans ce paragraphe, nous montrons notre méthode proposée pour la conception d'une telle antenne à partir de l'antenne BIEM directive citée ci-haut.

2.4.2 Principe de fonctionnement

Comme nous l'avons déjà mentionné, le fonctionnement d'une antenne à résonateur BIE est basé sur la formation d'une ouverture rayonnante sur la surface supérieure de l'antenne. Dans le cas d'une antenne directive dont l'ouverture rayonnante a une forme circulaire, le diagramme de rayonnement présente des angles d'ouverture égaux dans les plans vertical et horizontal, car le diagramme de rayonnement est la transformée de Fourier spatiale de la distribution des champs électromagnétiques sur la surface supérieure de l'antenne. Donc afin d'obtenir un diagramme dissymétrique, caractéristique d'une antenne sectorielle, il est donc nécessaire d'obtenir une ouverture rayonnante qui sera capable de nous fournir, après une transformée de Fourier, la forme du diagramme voulu. En particulier, si l'ouverture passe **d'une forme circulaire** (figure 53-a) à **une forme elliptique** (figure 54-a), le diagramme de rayonnement de l'antenne, qui était directif (figure 53-b), sera large dans un plan et étroit dans l'autre, comme l'illustre la figure 54-b.

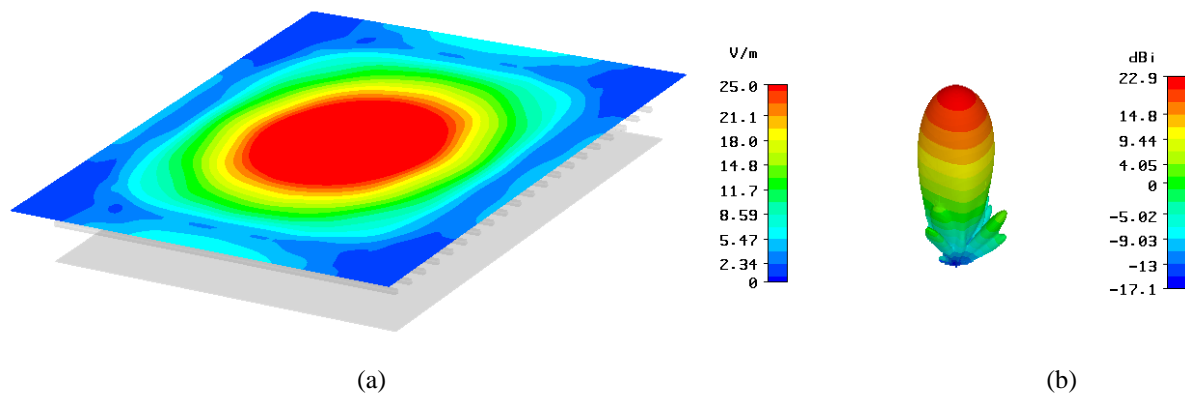


FIG.2.14 – (a) Ouverture rayonnante circulaire d'une antenne BIEM directive. (b) Diagramme 3D directif

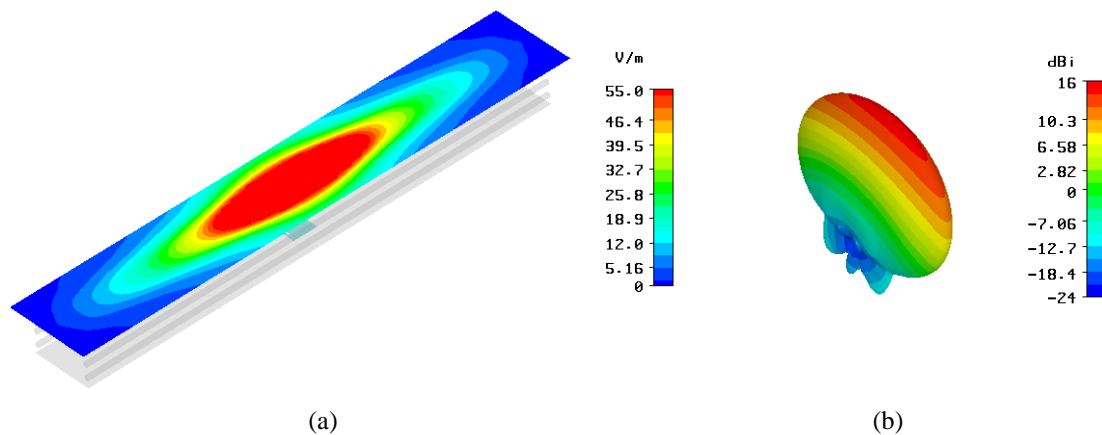


FIG.2.15 – (a) Ouverture rayonnante elliptique d’une antenne BIEM sectorielle. (b) Diagramme 3D sectoriel

L’ouverture elliptique peut se faire en donnant à l’antenne une **forme rectangulaire**. Dans la suite, nous allons étudier la possibilité d’insérer deux murs parfaitement conducteurs (PEC pour *Perfect Electrical Conductor*) au sein de la cavité de l’antenne de départ ayant une forme carrée.

2.4.3 Insertion de murs électriques

Reprenons l’antenne directive présentée sur la figure 2.8. La cartographie du champ E_x dans un plan au milieu de la cavité est représentée sur la figure 2.16. Comme le montre cette figure, le champ a une distribution de forme circulaire et il est transversalement évanescent. Donc nous pouvons insérer dans l’antenne deux murs électriques **sans changement de phase**. La figure 2.17 présente la cartographie du champ E_x dans un plan au milieu de la cavité après insertion des murs. Comme le montre cette figure, **la tache sera limitée par les deux murs** et elle s’étale pour avoir une **forme elliptique**. Le champ électrique, qui est parallèle aux tiges et par suite aux murs, sera forcé à être nul au niveau des murs et ainsi à l’extérieur de la zone limitée par ces derniers. Enfin, l’antenne sectorielle peut être donc réduite à une antenne rectangulaire fermée par deux murs métalliques, comme l’illustre la figure 2.18.

Il reste à noter que la directivité, étant reliée directement aux dimensions de l’ouverture rayonnante, est inférieure dans le cas de l’antenne sectorielle que dans le cas de l’antenne directive. Ceci peut s’expliquer par le fait que la surface de l’ouverture rayonnante de l’antenne après insertion des murs devient réduite. En revanche, des

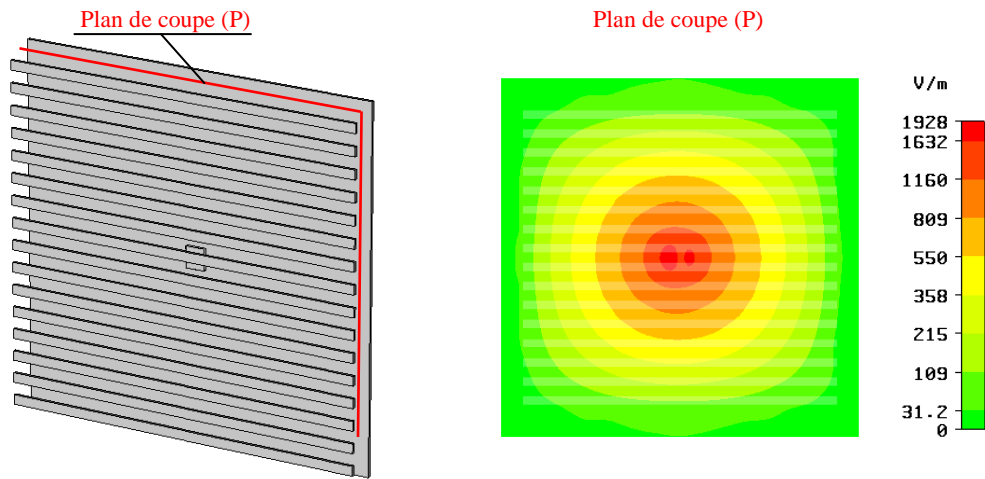


FIG.2.16 – Cartographie du champ électrique au milieu de la cavité d’une antenne BIEM directive

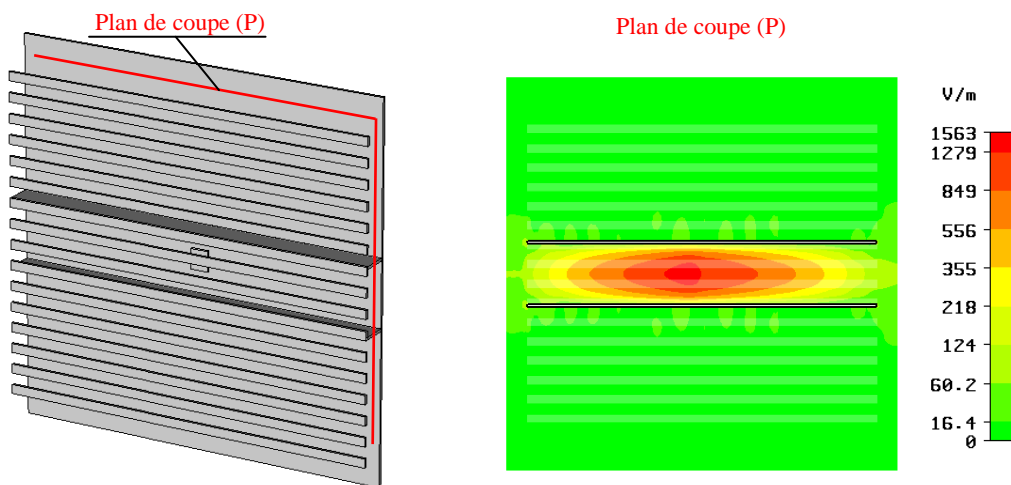


FIG.2.17 – Cartographie du champ électrique au milieu de la cavité d’une antenne BIEM après insertion des murs électriques

lobes secondaires plus importants apparaissent dans le plan E où le lobe est pincé, ce qui correspond au plan de la plus grande dimension de l’antenne c’est-à-dire à la longueur de l’antenne. Nous pouvons donc dire que l’antenne sectorielle, telle qu’elle est présentée sur la figure 2.17, a été sous-dimensionnée et il faudra donc augmenter sa longueur.

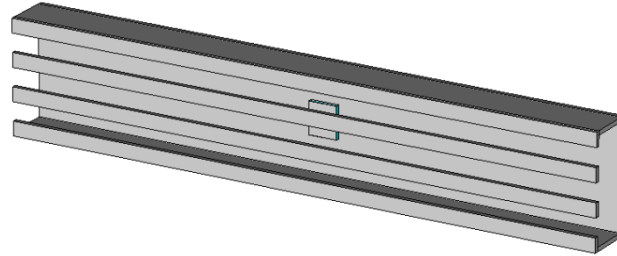


FIG.2.18 – Modèle d’une antenne BIEM sectorielle en polarisation TM

2.5 Conception d’une antenne BIEM sectorielle en polarisation TM

Dans ce paragraphe, nous présentons la technique que nous avons choisie pour concevoir une antenne BIEM sectorielle susceptible de répondre au cahier des charges souhaité (cf. chapitre 1). Comme nous l’avons déjà signalé, la polarisation de l’antenne de station de base est quasiment imposée par l’antenne située sur le train, qui ne peut avoir qu’une **polarisation verticale**. Dans notre cas, les tiges qui constituent la grille métalliques doivent donc être parallèles au champ électrique généré par la source d’excitation (polarisation TM). Or la réalisation d’une telle configuration s’avère difficile, nous **proposons une autre technique de conception des tiges tout en gardant toujours la même polarisation**. Cette technique est basée sur le principe de Babinet.

2.5.1 Principe de Babinet en électromagnétisme pour des écrans parfaitement conducteurs

La généralisation du théorème de Babinet à l’électromagnétisme des équations de Maxwell fait appel à la notion de champ incident, de champ diffracté, et de champ total qu’il nous faut préalablement définir.

Considérons tout d’abord la figure 2.19 sur laquelle nous représentons simplement une source de champs électromagnétiques et un point d’observation P .

Le champ présent au point P en l’absence d’obstacle venant perturber le champ électromagnétique émis par la source est désigné par champ incident : (\vec{E}_i, \vec{H}_i) .

Considérons ensuite la figure 2.20 où nous avons représenté un obstacle de forme et de dimension quelconque qui vient perturber le champ électromagnétique émis par la source.



FIG.2.19 – Représentation d'une source et d'un point d'observation

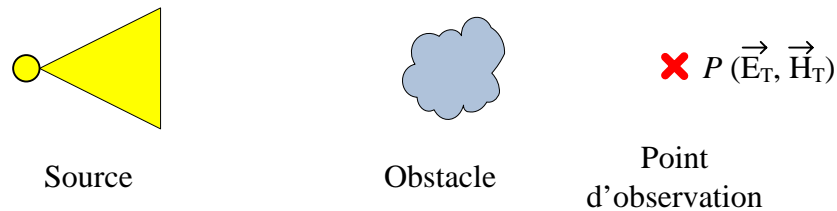


FIG.2.20 – Représentation d'un obstacle diffractant entre la source et le point d'observation

Le champ présent au point d'observation P a été modifié par rapport à la situation précédente : il est désormais désigné par champ total : (\vec{E}_T, \vec{H}_T) .

On peut alors définir le champ diffracté par l'objet (\vec{E}_D, \vec{H}_D) , qui traduit la perturbation électromagnétique générée par la présence de cet objet. Ce champ diffracté est défini en tout point de l'espace par la relation :

$$\begin{aligned} \vec{E}_T &= \vec{E}_i + \vec{E}_D \\ \vec{H}_T &= \vec{H}_i + \vec{H}_D \end{aligned} \quad (2.7)$$

A partir des définitions précédentes, on peut énoncer de manière rigoureuse le théorème de Babinet appliqué à des écrans parfaitement conducteurs.

Soit une ouverture (Σ) (représentée par un triangle et un rectangle dans la figure 2.21 ci-dessous) dans un plan infini, parfaitement conducteur, et illuminé par une onde en polarisation électrique. Soit un écran plan parfaitement conducteur, de forme (Σ) illuminé en espace libre par une onde en polarisation magnétique. Alors, dans le demi-espace ne contenant pas les sources (figure 2.21), on a les relations suivantes entre les champs totaux et les champs diffractés :

$$\begin{aligned}\vec{E}_T &= \vec{H}_D \\ \vec{E}_D &= \vec{H}_T\end{aligned}\quad (2.8)$$

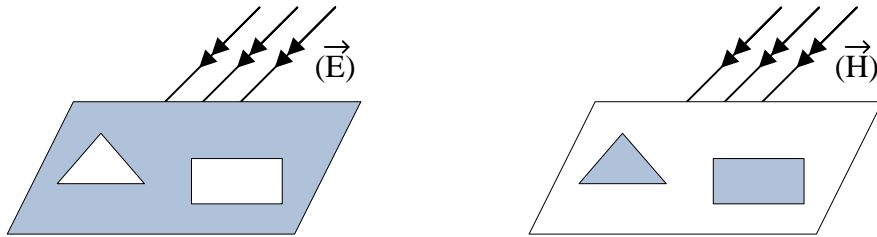


FIG.2.21 – Champ électromagnétique derrière un écran et son complémentaire

2.5.2 Application aux antennes

Le théorème de Babinet est surtout utile pour montrer l'équivalence de rayonnement de structures en apparence assez différentes. On peut montrer par exemple qu'il existe une relation simple entre le diagramme de rayonnement d'une ouverture dans un plan métallique, par exemple une fente dans un guide d'onde, et sa structure complémentaire, c'est-à-dire le rayonnement d'une structure parfaitement conductrice ayant les dimensions de la fente avec la même répartition des champs (figure 2.22).

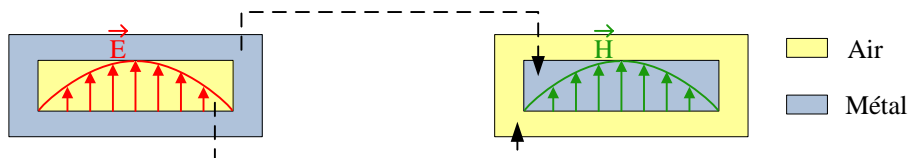


FIG.2.22 – Equivalence de rayonnement entre une fente et son complémentaire

Le rayonnement dans le plan E de chaque structure est identique au rayonnement dans le plan H de l'autre structure. En d'autres termes, les modules des champs rayonnés sont égaux, seules les polarisations sont échangées.

2.5.3 Utilisation du principe de Babinet pour la conception d'une antenne sectorielle en polarisation TM

Le modèle d'antenne BIEM sectorielle en polarisation TM illustré sur la figure 2.18 pose un problème de réalisation : comment les tiges seront-elles maintenues ? Tout d'abord, nous avons pensé à ajouter des supports diélectriques où seront insérées les tiges métalliques, comme illustré sur la figure 2.23, mais nous nous sommes rendu compte que cette solution n'est pas très efficace, et ceci revient aux raisons suivantes :

- L'utilisation des plaques diélectriques engendre des pertes, ce qui a pour conséquence de diminuer le gain.
- La structure n'est pas tellement rigide puisque, comme nous le verrons plus tard, l'antenne finale est très longue.

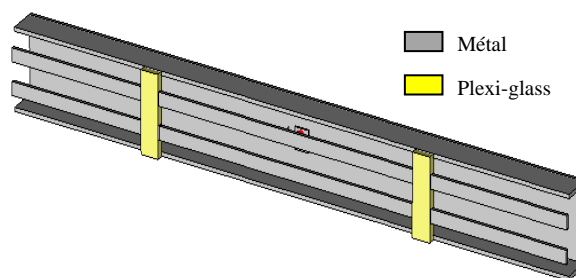


FIG.2.23 – Antenne BIEM sectorielle dont les tiges sont maintenues par des supports en plexi-glass

Dans le paragraphe précédent, nous avons montré comment concevoir une antenne en polarisation TE à partir d'une antenne en polarisation TM, en appliquant le théorème de Babinet ou structure complémentaire. Maintenant, nous allons appliquer ce théorème mais dans le but de garder toujours la même polarisation de l'antenne, c'est-à-dire TM. L'idée est alors de faire une rotation de la structure complémentaire. De cette façon, les tiges deviennent perpendiculaires aux murs métalliques et la contrainte de rigidité de l'antenne est donc résolue.

La figure 2.24 explique notre proposition afin de concevoir une antenne BIEM sectorielle en polarisation TM facile à réaliser. **Ce modèle sera désormais appliqué à l'antenne que nous allons réaliser pour le projet THDT.**

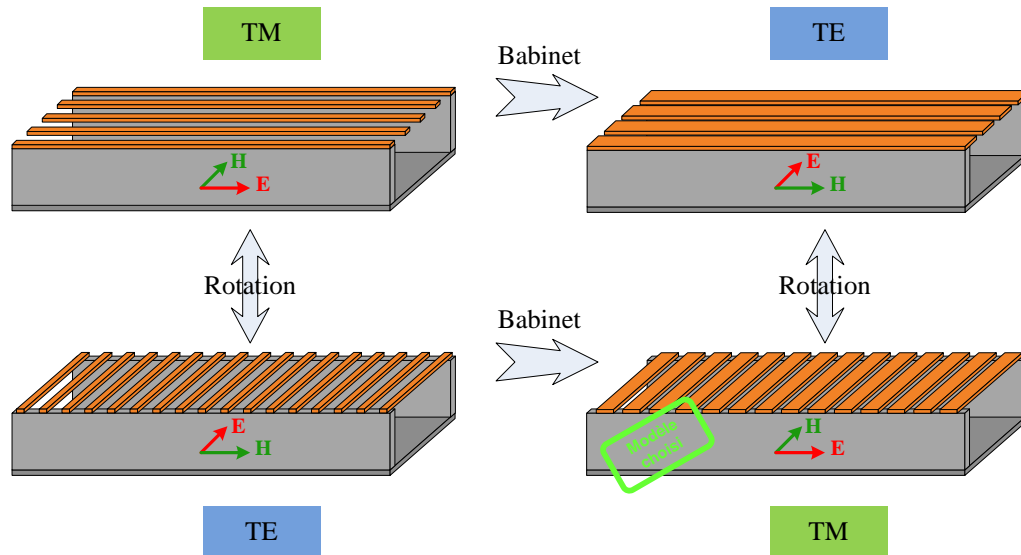


FIG.2.24 – Le modèle proposé de l’antenne BIEM sectorielle en polarisation TM

2.5.4 Abaques de directivité et de bande passante

Nous avons vu d’après l’équation 2.2, que le coefficient de qualité Q dépend de la phase de la surface semi-réfléchissante. Et comme le coefficient de réflexion de la surface SSR ne garde pas la même phase lorsque nous passons de la grille initiale à son complémentaire (figure 2.25), alors les abaques présentées sur les figures 2.10, 2.11, 2.12 et 2.13 donnant la directivité et la bande passante en fonction de Q dans le cas de la grille initiale seront modifiées.

La figure 2.26 donne l’évolution du facteur de qualité en fonction du taux de remplissage de la grille métallique complémentaire.

La figure 2.27 illustre les abaques de la directivité et de la bande passante en fonction du coefficient de qualité de la cavité dans le cas du matériau BIEM complémentaire. Une lecture transversale de ces deux courbes nous donne l’évolution de la bande passante en fonction de la directivité de l’antenne (figure 2.28).

2.5.5 Méthode de conception

Dans ce paragraphe, nous explicitons la méthode que nous avons adoptée pour concevoir une antenne BIEM sectorielle partant d’un cahier de charges donné.

Etape 1 : Pourcentage en bande passante (BP)

Dans un premier temps, nous calculons le pourcentage de bande passante à 3 dB

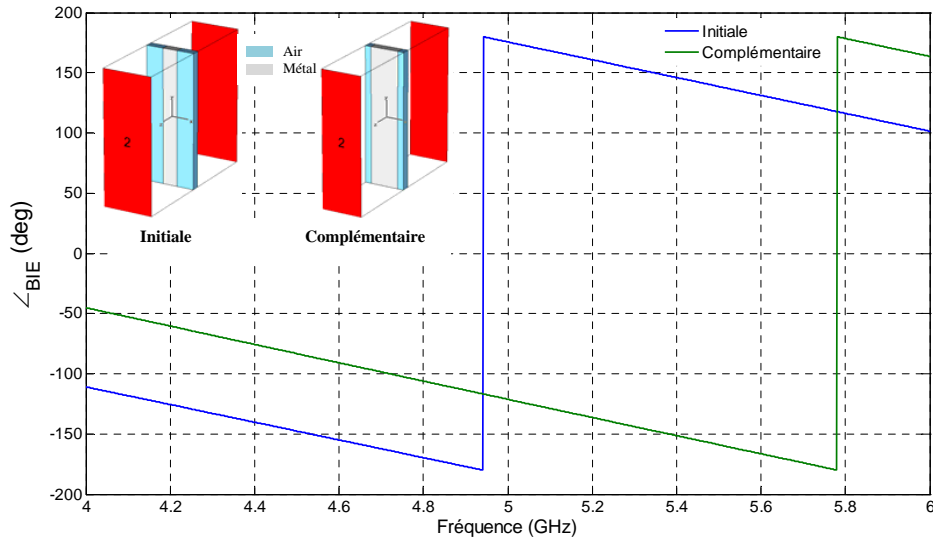


FIG.2.25 – Phase du coefficient de la grille métallique et de son complémentaire

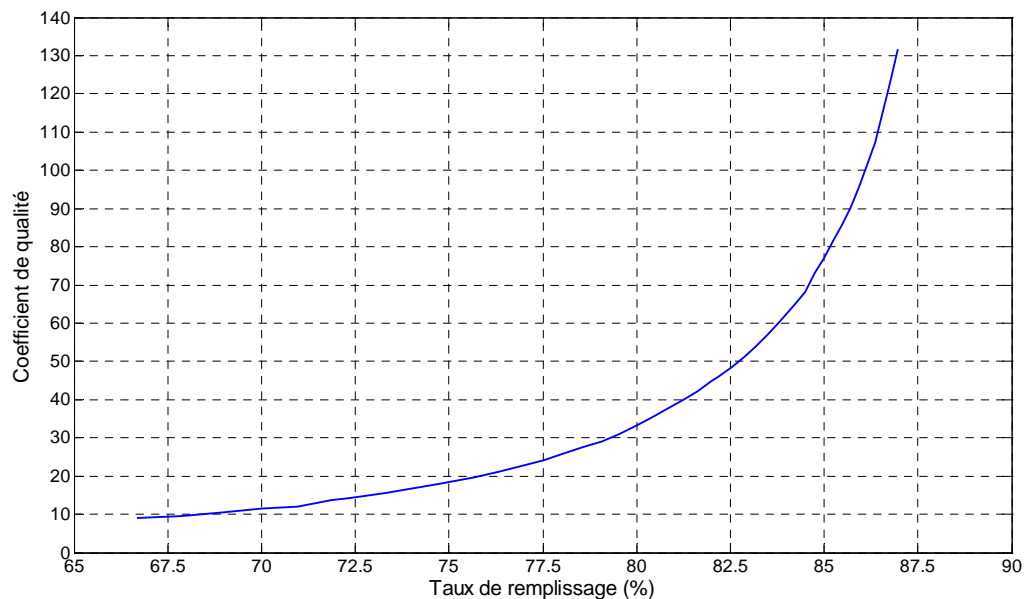


FIG.2.26 – Coefficient de qualité en fonction du taux de remplissage de la grille métallique complémentaire

correspondant à la bande de fréquence voulue.

Etape 2 : Détermination du facteur de qualité Q à partir de la BP

Dans un deuxième temps, et en nous basant sur l'abaque de la figure 2.27, nous relevons la valeur du facteur de qualité de la cavité qui correspond à la valeur de BP obtenue dans l'étape 1.

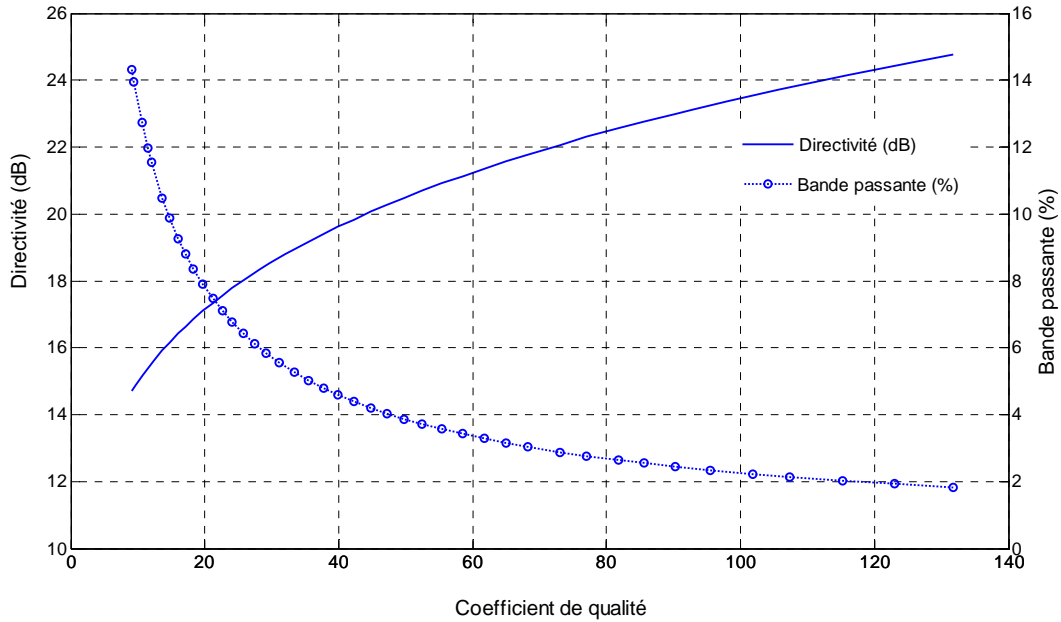


FIG.2.27 – Evolution de la directivité et de la bande passante en fonction du coefficient de qualité

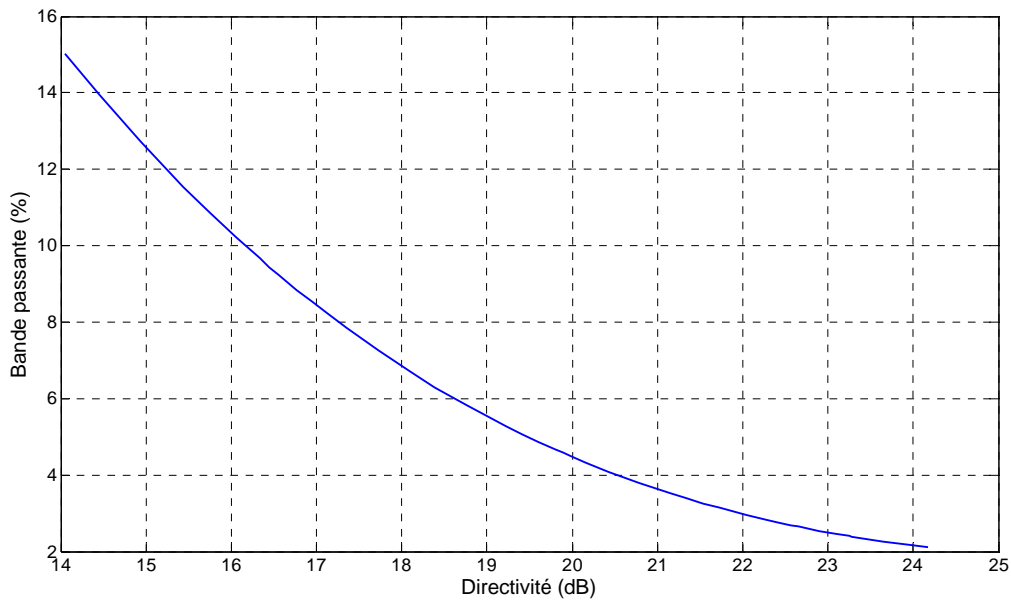


FIG.2.28 – Bande passante en fonction de la directivité dans le cas de la structure BIEM complémentaire

Etape 3 : Détermination du taux de remplissage τ de la grille à partir de Q

Ayant obtenu la valeur de Q , nous sommes capables de déterminer, à partir de la

figure 2.26, les dimensions de la grille métallique, ou en d'autres termes, son taux de remplissage noté τ .

Etape 4 : Détermination de la directivité de l'antenne directive monosource

Cette étape se base sur la détermination de la directivité de l'antenne directive de forme carrée dont la grille métallique possède les caractéristiques trouvées jusqu'à présent. Cette valeur est obtenue à partir de la figure 2.26 par exemple.

Etape 5 : Dimensionnement de l'antenne sectorielle monosource

Partant de la directivité de l'antenne carrée obtenue dans l'étape 4, nous sommes capables de déterminer la directivité de l'antenne sectorielle ayant les mêmes caractéristiques physiques. Pour ce faire, nous calculons tout d'abord la surface de l'ouverture rayonnante de l'antenne sectorielle ayant une forme rectangulaire.

La directivité d'une antenne directive de forme carrée donnée par la formule (1.10), sera notée D_d . Dans ce qui suit, nous allons déterminer, à partir de D_d , l'expression de la directivité de l'antenne sectorielle dont la longueur correspond au diamètre d de l'ouverture rayonnante circulaire obtenue pour une antenne carrée directive (figure 2.29).

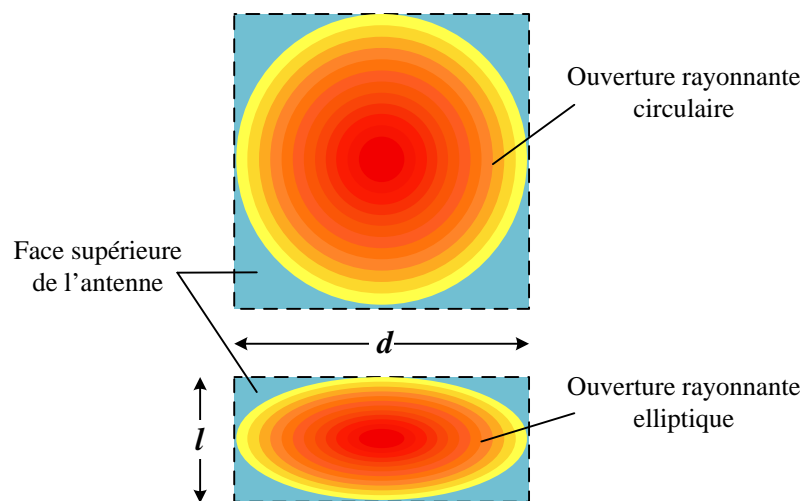


FIG.2.29 – Ouvertures rayonnantes des antennes carrée et rectangulaire

Il s'agit maintenant de déterminer la largeur l à donner à l'antenne rectangulaire pour que celle-ci présente une ouverture sectorielle dans le plan d'azimut ayant une valeur θ_{az} . Or, la distribution du champ électrique à l'ouverture rayonnante d'une telle antenne peut être assimilée à une loi d'illumination en cosinus. Par suite, la relation entre la largeur l et l'angle θ_{az} s'écrit sous la forme [62] :

$$l = 50,8 \frac{\lambda_0}{\theta_{az}} \quad (2.9)$$

Etape 6 : Détermination de la directivité de l'antenne sectorielle monosource

Une fois les dimensions de l'ouverture rayonnante de l'antenne sectorielle sont déterminées, nous sommes capables de déterminer la directivité de l'antenne sectorielle monosource, notée D_s , selon l'équation suivante :

$$D_s(dB) = 10 \log \left(\rho \frac{4\pi S_r}{\lambda_0^2} \right) \quad (2.10)$$

où S_r dénote la surface de l'ouverture elliptique. Cette surface est approximée par : $S_r \approx l * d$.

Enfin, et après substitution de l et d , nous obtenons la valeur de la directivité D_s de l'antenne sectorielle monosource obtenue à partir de l'antenne carrée ayant une directivité D_d :

$$D_s(dB) = 10 \log \left(\frac{4 * 50,8}{\theta_{az}} \sqrt{D_d} \right) \quad (2.11)$$

2.6 Technique multisource

Le gain obtenu avec une antenne sectorielle monosource conçue selon la méthode présentée ci-haut est inférieur au gain désiré dans le cahier des charges, comme nous le verrons dans le chapitre suivant. L'alimentation de l'antenne par plusieurs sources d'excitation fait améliorer les performances de l'antenne en termes de gain et de bande passante. Cette technique a été étudiée dans [67] pour une antenne BIE carrée. Dans ce qui suit, nous allons montrer l'impact de cette technique sur les performances d'une antenne BIE sectorielle. A titre d'exemple, l'étude sera faite pour un prototype d'antenne fonctionnant sur la bande 5 GHz, **les propriétés physiques de l'antenne étant choisies indépendamment du cahier des charges mentionné ci-haut** puisque nous voulions surtout valider le concept.

2.6.1 Principe de fonctionnement

L'antenne BIE directive planaire se comporte comme une ouverture rayonnante sur laquelle la répartition des champs est relativement homogène pour le mode fondamental de fonctionnement.

Nous avons vu que la directivité de l'antenne est liée aux dimensions de cette ouverture, elle même fonction du facteur de qualité du matériau BIE à défaut. Une **directivité forte** est équivalente à une **surface importante de l'ouverture rayonnante**, qui est obtenue par un **fort coefficient de qualité Q** de la structure résonante. Or un facteur de qualité important induit une bande de fonctionnement étroite. Au contraire, un faible facteur de qualité induit une faible directivité donc une petite ouverture rayonnante et une bande de fonctionnement plus large.

Le principe des sources d'excitation multiples repose sur la théorie des réseaux appliquée aux antennes, qui permet non seulement de former un diagramme de rayonnement, mais également, d'augmenter la directivité par la sommation des contributions des différents éléments. Ainsi, en excitant la cavité avec plusieurs sources, nous réalisons un réseau d'ouvertures rayonnantes entrelacées qui permet d'obtenir une **directivité plus importante par sommation des contributions de chaque ouverture** (figure 2.30). En excitant une structure avec un faible facteur de qualité Q par plusieurs sources, il est possible d'obtenir **à la fois une forte directivité et une bande de rayonnement importante**.

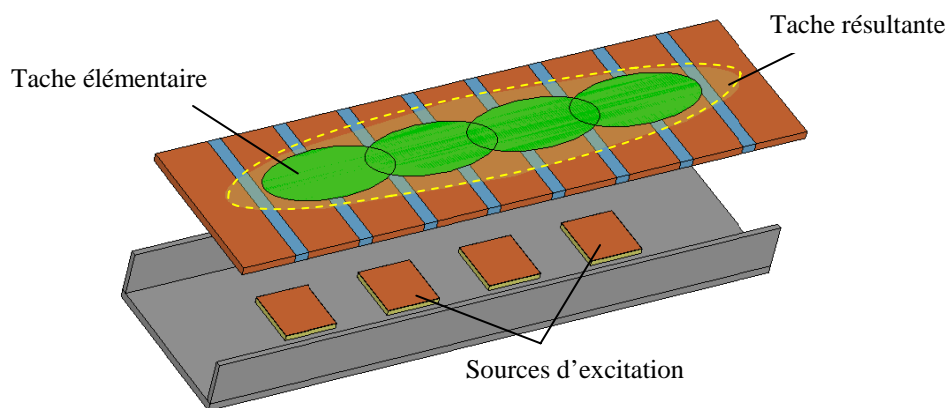


FIG.2.30 – Etalement de l'ouverture rayonnante d'une antenne grâce à l'excitation multi-source

Deux paramètres cruciaux doivent être définis à priori : **le nombre de sources d'excitation** et **l'espacement entre ces sources**.

2.6.2 Nombre de sources d'excitation

Afin de mieux comprendre le concept multi-source, nous allons considérer trois cas où l'antenne est alimentée par un patch, deux et quatre antennes patch. La distance entre les patchs sera fixée à 1λ (à la fréquence 5,6 GHz).

Comme nous l'avons déjà mentionné, l'augmentation du nombre de sources entraîne l'apparition d'une tache rayonnante plus étendue à la surface de l'antenne. Plus le nombre de sources augmente, plus la dimension de la tache s'étale sur la face supérieure de l'antenne, et par suite plus la directivité de l'antenne augmente. La figure 2.31 montre l'évolution de la directivité fréquentielle en fonction du nombre de sources d'excitation.

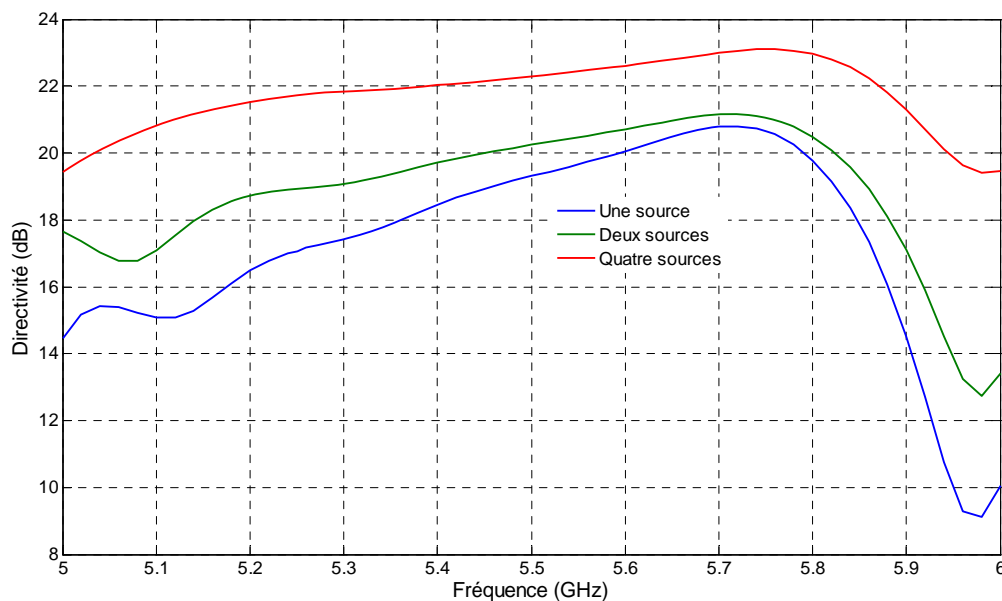


FIG.2.31 – Evolution de la directivité en fonction du nombre de sources d'excitation

D'autre part, le pourcentage en bande passante augmente lui aussi, ce qui conduit à une augmentation du produit (gain x bande) lors de la multiplication du nombre de sources. La table 2.2 présente les différents résultats en termes de performances de l'antenne pour les trois cas considérés. Cette table montre que multiplier par exemple le nombre de sources par quatre provoque une multiplication du produit (gain x bande) par trois. Le produit (gain x bande) est obtenu en réalisant le produit de la bande en pourcentage par la directivité en linéaire.

2.6.3 Espacement entre les sources

Outre le nombre de sources d'excitation, nous avons remarqué qu'en éloignant plus ou moins les sources, nous pouvons aussi augmenter le gain. Pour s'en convaincre, nous avons fixé le nombre de sources à quatre et changé la valeur de l'espacement entre ces sources tout en gardant le même espacement entre les quatre sources.

TAB.2.2 – Influence de l'augmentation du nombre de sources sur le produit (gain x bande)

Nombre de sources	Directivité (dB)	Bande passante (%)	Gain x Bande
1 source	20,8	8,8	10,6
2 sources	21,2	12,7	16,7
4 sources	23	15,6	31,5

2.6.3.1 Directivité fréquentielle

La directivité est très fortement liée à l'espacement entre les sources puisque comme l'indiquent les courbes de la figure 2.32, avec le même nombre de source, il est possible de passer d'une directivité maximale de 23 dB à une directivité de 25,8 dB seulement en changeant l'espacement entre les sources de 1λ à $2,5\lambda$.

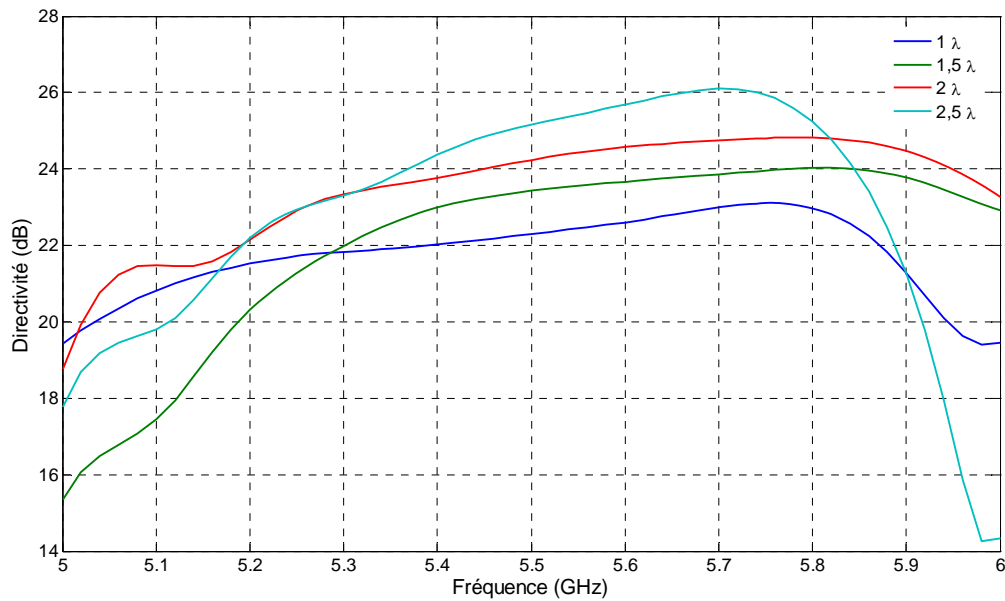


FIG.2.32 – Evolution de la directivité en fonction de l'espacement entre les sources d'excitation (quatre sources)

Le second point positif est que l'espacement inter-sources permet également d'augmenter la bande de rayonnement en aplanissant la courbe de variation de la directivité fréquentielle. Par contre, ceci ne reste valable que pour une valeur seuil de cet espacement. En effet, dès que la distance entre les sources dépasse une certaine valeur, les taches correspondant aux différentes sources deviennent trop

éloignées l'une de l'autre, provoquant ainsi une augmentation des lobes secondaires au détriment de la directivité dans l'axe. Par conséquent, la bande de rayonnement deviendra plus étroite, comme dans le cas d'un espacement de $2,5\lambda$ entre les sources (table 2.3).

TAB.2.3 – Influence de l'espacement entre les sources sur le produit (gain x bande)

Espacement inter-sources	Directivité (dB)	Bande passante (%)	Gain x Bande
1λ	23	15,6	31,5
$1,5\lambda$	24,4	16,3	45,1
2λ	25,2	14,7	49,3
$2,5\lambda$	25,8	10	38

2.6.3.2 Cartographie du champ électrique

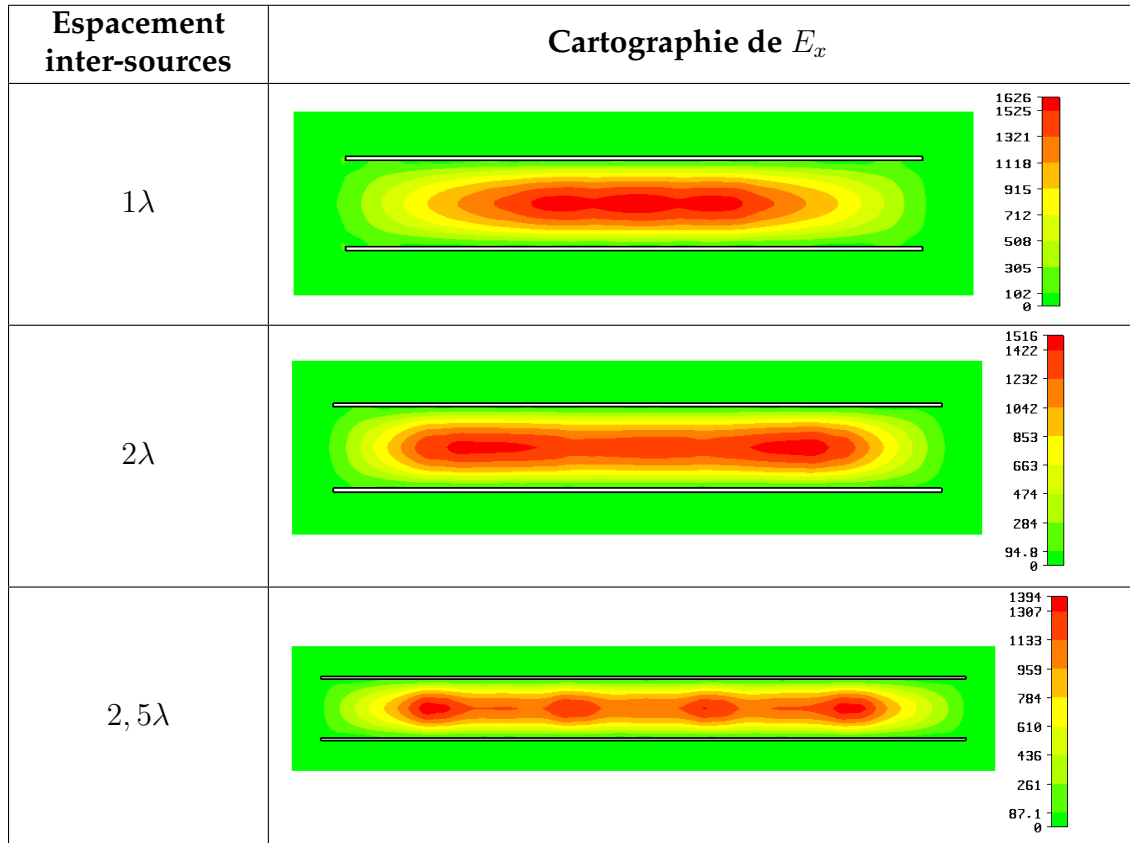
L'influence de l'espacement entre les sources sur les performances de l'antenne peut se comprendre aussi en observant les cartographies du champ électrique sur la face supérieure de l'antenne.

L'ouverture rayonnante s'élargit en même temps que les sources s'éloignent les unes des autres comme l'illustrent les cartographies présentées dans la table 2.4. L'entrelacement des sources diminue alors progressivement pour former une surface rayonnante importante. Par contre, des lobes secondaires deviennent plus importants à partir d'une valeur seuil de l'espacement entre les sources (cas de $2,5\lambda$).

2.6.3.3 Diagrammes de rayonnement

La figure 2.33 montre les diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE alimentée par 4 sources d'excitation éloignées de 1λ , 2λ et $2,5\lambda$. Sur ces diagrammes comparés à la fréquence centrale, nous pouvons voir que l'angle d'ouverture du lobe principal diminue lorsque les sources d'excitation sont plus écartées (il passe de 12° à 5° lorsque l'espacement augmente de 1λ à $2,5\lambda$). En effet, la dimension de la tache augmente en éloignant les sources d'excitation et par suite le diagramme de rayonnement devient plus pincé dans le même plan de disposition des sources. D'autre part, les lobes secondaires pour le cas de 1λ sont les plus faibles, et augmentent progressivement avec l'espacement.

TAB.2.4 – Cartographies de champ pour différentes valeurs d'espacement entre les sources d'excitation



2.6.4 Effet de la répartition du champ électrique sur le rayonnement d'une antenne BIE bisource - approche analytique

Généralement, lorsqu'une antenne BIE est alimentée par plusieurs sources, des lobes apparaissent dans le diagramme de rayonnement. Deux raisons peuvent être derrière l'apparition de ces lobes :

- La première raison est la troncature de la tache rayonnante au niveau des bords de l'antenne. En effet, si nous considérons le cas idéal où la tache résultante est très longue et bien homogène sur la face supérieure de l'antenne, elle est obligatoirement tronquée aux bords de l'antenne. Par conséquent, la répartition du champ électrique prend la forme d'une fonction **carrée** et par suite, le rayonnement de l'antenne, qui n'est que la transformée de Fourier de cette distribution, décrit une fonction **sinus cardinal**. Ce qui fait apparaître des lobes

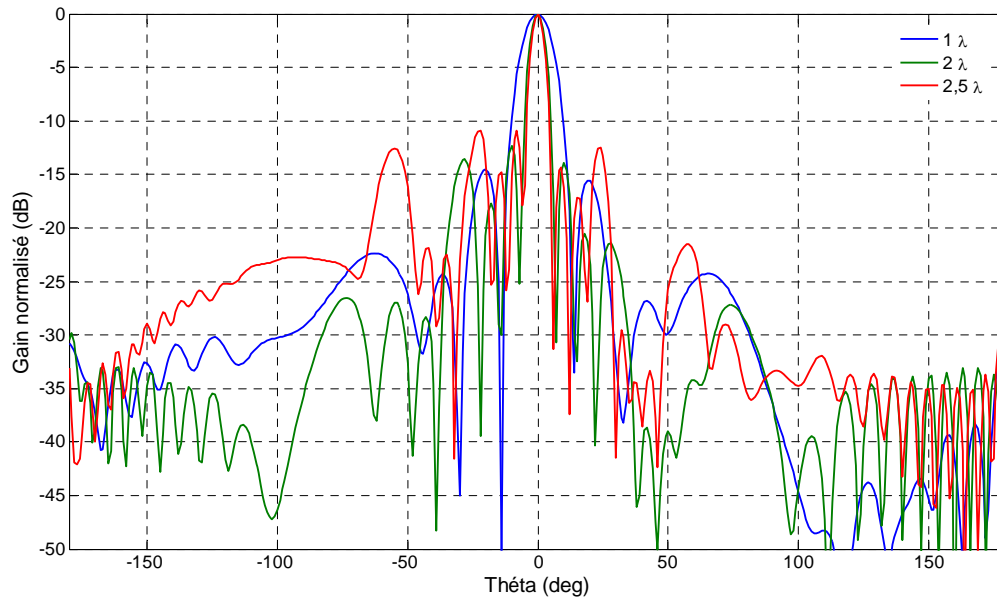


FIG.2.33 – Evolution des diagrammes de rayonnement dans le plan E en fonction du nombre de sources d'excitation (à 5,6 GHz)

parasites. Nous ne pouvons donc point échapper à ces lobes.

- La deuxième raison est la non homogénéité de la tache rayonnante résultant de l'entrelacement de plusieurs taches élémentaires puisqu'en réalité, ces dernières ne sont pas uniformes. Ce qui fait donc apparaître, en plus des lobes résultant de la fonction sinus cardinal, d'autres lobes secondaires.

Dans ce paragraphe, nous allons étudier l'état de l'homogénéité des taches sur la forme du diagramme de rayonnement d'une antenne multisource, en considérant les répartitions transversales du champ électrique sur la face supérieure de l'antenne. Pour plus de simplicité, le nombre de sources sera fixé à deux. En plus, nous considérons un cas d'école où la répartition du champ décrit une fonction triangulaire. La phase du champ électrique est considérée nulle. Plusieurs valeurs de la distance entre les sources, notée d , seront considérées. La figure 2.34 montre la répartition finale du champ électrique transversal lorsque les répartitions élémentaires correspondant à chaque source se chevauchent.

Pour se convaincre de cette technique, nous considérons les trois diagrammes suivants (figure 2.35) :

- Le diagramme de rayonnement d'une antenne BIE alimentée par une seule

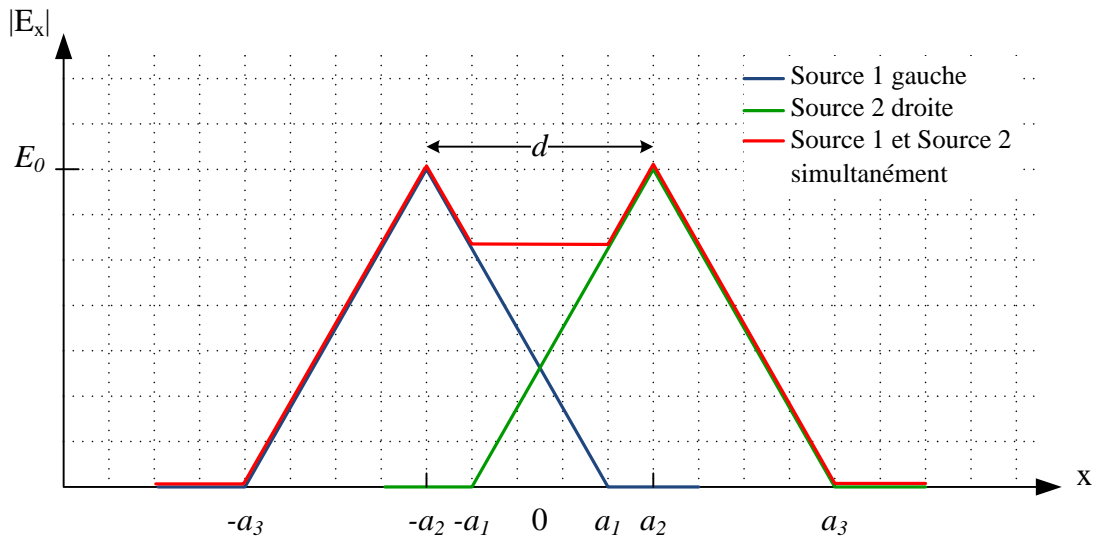


FIG.2.34 – Distribution du champ électrique dans le cas bisource

antenne patch, multiplié par le facteur du réseau constitué par deux antennes patch, soit : $D(\theta)_{bisource} = D(\theta)_{monosource} \times F(\theta)_{réseau\ de\ 2\ patches}$.

- La transformée de Fourier, obtenue sous MatLab, de la distribution de E_x représentée sur la figure 2.34, sur la surface supérieure d'une antenne BIE alimentée par deux patches.
- Le résultat de simulation, obtenu sous CST MicroWave Studio¹, d'une antenne BIE alimentée par deux patches. Cette courbe sert de référence.

A priori, nous avons considéré dans ce cas de figure que les sources sont distantes de 1λ .

D'après la figure 2.35, si nous comparons le diagramme de rayonnement obtenu en multipliant le diagramme de rayonnement d'une antenne BIE monosource par le facteur de réseau formé de deux antennes patch avec la courbe de référence donnant directement le diagramme de rayonnement d'une antenne BIE bisource simulée sur CST, nous remarquons que les lobes de ce diagramme sont relativement faibles. Donc ce n'est pas l'effet des lobes de réseau seul qui nous importe. Nous allons donc chercher à trouver une autre explication des lobes qui apparaissent en réalité lorsqu'une antenne est alimentée par plus d'une source.

Lorsque nous faisons la transformée de Fourier de la répartition du champ telle qu'elle a été représentée sur la figure 2.34, nous remarquons que le diagramme ainsi

¹<http://www.cst.fr>

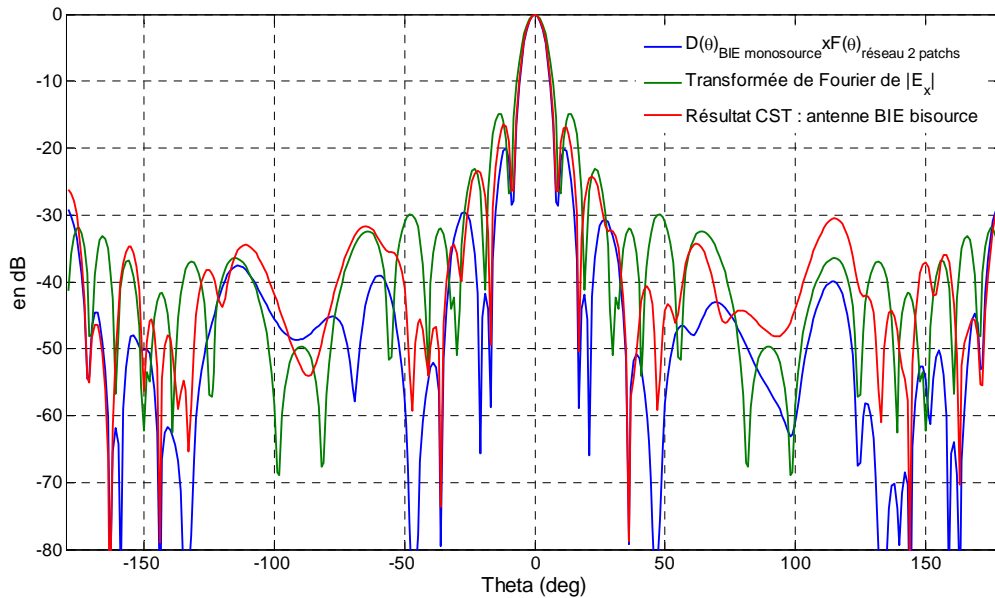


FIG.2.35 – Diagrammes de rayonnement considérés dans le cas bisource

obtenu colle mieux avec la courbe de référence obtenue en simulant une antenne BIE bisource sous CST. Ainsi, nous pouvons nous baser sur cette approche et nous avons paramétré la distance d entre les sources afin de déduire la valeur optimale de l'espacement entre les sources que nous allons prendre pour la conception de l'antenne finale. Nous notons que cette étude effectuée sur MatLab, nous permettra de gagner du temps et d'éviter de faire plusieurs simulations sur CST.

La figure 2.36 montre les diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE bisource pour quatre valeurs de d : 1λ , $1,5\lambda$, 2λ et $2,5\lambda$. D'après cette figure, des lobes secondaires apparaissent au-delà d'un certain espacement entre les sources ($1,5\lambda$ dans notre cas). Ceci revient au fait que la tache devient de moins en moins homogène lorsque les sources sont plus écartées.

Une conclusion importante peut être tirée : non seulement la troncature de la tache conduit à l'apparition des lobes secondaires dans le diagramme de rayonnement d'une antenne BIE multisource, mais aussi **l'inhomogénéité de cette tache**, ou plus précisément de la répartition du champ sur la face supérieure de l'antenne.

D'après la figure 2.36, plus la distance entre les sources augmente, plus le niveau de ces lobes secondaires augmente. D'autre part, le gain augmente puisque l'ouverture rayonnante s'élargit. Donc il faut toujours **faire un compromis entre le niveau des lobes secondaires et la valeur maximale de gain**.

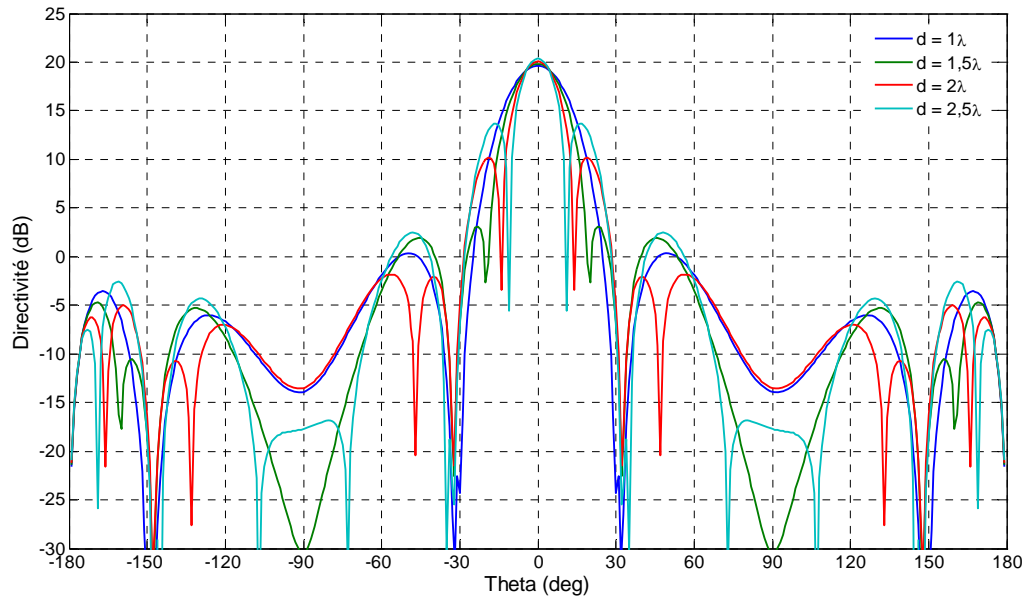


FIG.2.36 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE bisource pour différentes valeurs de d

Comme nous le verrons dans le dernier chapitre de ce manuscrit, nous n'utiliserons qu'une très petite partie de la courbe du gain dans le plan vertical et par suite nous ne sommes pas contrariés par le niveau des lobes secondaires. C'est pour cette raison que nous avons préféré de **ne pas trop perdre en gain et de nous permettre de faire remonter les lobes secondaires**. Donc nous avons choisi une distance de 2λ entre les sources.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu mettre au point une technique de conception d'une antenne BIEM sectorielle, basée sur l'étude du facteur de qualité de la cavité de la structure.

La technique multisource a été aussi étudiée et nous avons pu montrer qu'elle permet d'améliorer les performances de l'antenne en termes de directivité et de bande passante. Nous avons montré également que le niveau des lobes secondaires est lié directement à l'état d'homogénéité de la distribution finale du champ sur la face supérieure de l'antenne, qui résulte de l'entrelacement des taches élémentaires correspondant aux différentes sources d'excitation. A la vue de cette étude, nous avons

conclu que la distance entre les sources d'excitation doit être choisie avec précaution car il faut faire un compromis entre l'augmentation de la directivité d'une part et le niveau de lobes secondaires d'autre part. En conclusion, nous avons trouvé qu'une distance de 2λ (à la fréquence centrale de la bande WiMAX considérée) répond bien à nos besoins.

La technique de conception proposée ainsi que l'étude faite sur l'alimentation multisource nous permettront de définir, dans le chapitre suivant, l'antenne de station de base qui répond aux cahier des charges du projet THDT.

Chapitre 3

Conception, réalisation et validation expérimentale de l'antenne définitive

Sommaire

3.1	Introduction	91
3.2	Conception de l'antenne de station de base BIE sectorielle	92
3.2.1	Cahier des charges	92
3.2.2	Etapes de la conception de l'antenne BIEM sectorielle monosource	93
3.2.3	Nombre de sources d'alimentation et espacement entre sources	94
3.2.4	Grille métallique	94
3.3	Validation de la conception de l'antenne	94
3.3.1	Descriptif du prototype réalisé	95
3.3.2	Performances de l'antenne	96
3.3.3	Conclusion	101
3.4	Antenne SB sectorielle grand gain "opérationnelle"	102
3.4.1	Description du prototype de l'antenne SB finale	102
3.4.2	Circuit de distribution	104
3.4.3	Montage de l'antenne et du circuit	114
3.4.4	Prototype réalisé	117
3.4.5	Système de mesure	117
3.4.6	Performances du système	118
3.4.7	Insertion de l'antenne dans un radôme	124

3.5 Conclusion 127

3.1 Introduction

Après avoir détaillé le principe de fonctionnement d'une antenne BIEM sectorielle et mis au point une technique de conception de celle-ci, nous nous intéressons dans ce troisième chapitre à la conception et à la réalisation de l'antenne définitive de station de base pour le projet THDT.

Dans un premier temps, nous appliquons la méthode de conception qui a été présentée dans le deuxième chapitre et nous en tirons les caractéristiques physiques et électromagnétiques de l'antenne définitive.

Dans un deuxième temps, nous validons cette technique de conception ainsi que le système de fixation et d'autres considérations techniques par la réalisation d'un petit prototype. Les résultats de mesure et de simulation seront montrés et discutés.

Dans un troisième temps, nous présentons l'antenne de station de base opérationnelle. Un circuit de distribution de puissance a été également réalisé. Les résultats expérimentaux concluront cette partie pour une validation du design de l'ensemble.

Dans un quatrième et dernier temps, nous étudions la possibilité d'ajouter un radôme pour protéger l'antenne. Ce choix sera basé sur l'optimisation des performances de l'ensemble constitué par l'antenne et le radôme.

3.2 Conception de l'antenne de station de base BIE sectorielle

3.2.1 Cahier des charges

Rappelons le cahier des charges de l'antenne de station de base. Il est brièvement défini comme suit :

- La polarisation station de base-Train est verticale.
- Le diagramme de rayonnement est sectoriel dans le plan horizontal (antenne sans pointage) pour capter le rayonnement de l'antenne train qui n'est pas toujours en vue directe (figure 3.1). L'angle d'ouverture à 3 dB en azimut est de 60° .
- Le diagramme est directif dans le plan vertical avec un angle d'ouverture à 3 dB de $3,7^\circ$, valeur suffisante puisque sur les distances de couverture, le relief ne changera pas beaucoup et les antennes sont en vue quasi directe dans ce plan.
- Fort gain (24 dB) pour optimiser le bilan de liaison.
- Une PIRE de 1 watt.
- L'antenne doit être adaptée à moins de -10 dB sur toute la bande du WiMAX 5,47 – 5,725 GHz.

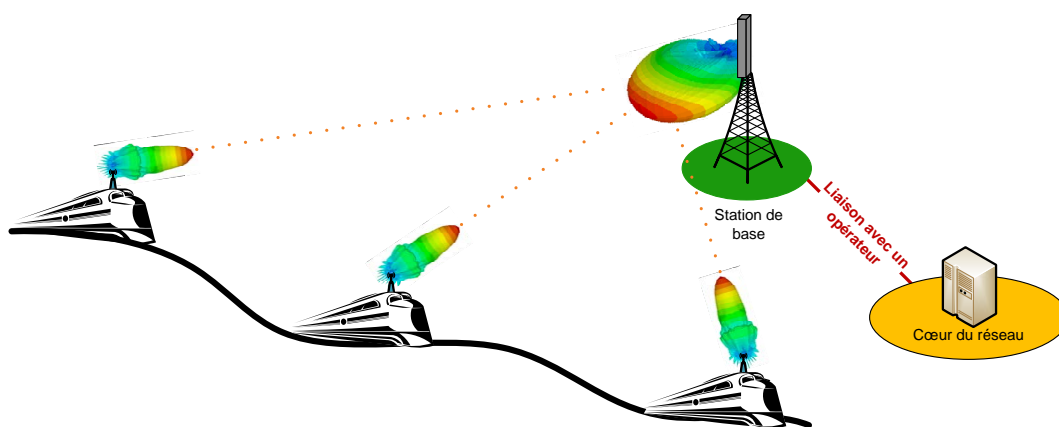


FIG.3.1 – Illustration de la liaison Station de base - Train

3.2.2 Etapes de la conception de l'antenne BIEM sectorielle monosource

Dans le chapitre précédent, nous avons explicité la méthode que nous allons adopter pour concevoir une antenne BIEM sectorielle monosource. Dans ce paragraphe, nous reprenons ces étapes que nous appliquons sur notre projet THDT afin de concevoir l'antenne de station désirée.

3.2.2.1 Pourcentage en bande passante

Premièrement, nous avons calculé le pourcentage de bande passante à 3dB correspondant à notre bande de fréquence 5,47 – 5,725 GHz. Mais afin de prendre une marge de sécurité, nous avons calculé le pourcentage pour la bande de rayonnement entre 5,4 GHz et 5,8 GHz et nous avons trouvé une valeur de 7% de bande à 3 dB.

3.2.2.2 Détermination de Q à partir de BP

Ensuite, et en nous basant sur la courbe de la figure 2.27 (cf. chapitre 2) fournissant le facteur de qualité de la cavité Q correspondant au modèle choisi de la grille métallique (Babinet), nous relevons une valeur $Q = 26$.

3.2.2.3 Détermination de τ à partir de Q

Maintenant, nous sommes capables de déterminer le taux de remplissage τ de la grille métallique ayant cette valeur de Q . D'après la figure 2.26 (cf. chapitre 2), la valeur de τ correspondante est de 78%. Cette valeur correspond à une **largeur des tiges de 16 mm** et un **espacement entre tiges de 4,5 mm**.

3.2.2.4 Détermination de D_d à partir de Q

Cette étape se base sur la détermination de la directivité D_d d'une antenne directive ayant une forme carrée et dont la grille métallique possède les caractéristiques trouvées dans l'étape 3.2.2.3. La courbe de la figure 2.26 nous permet d'avoir une valeur $D_d = 18,1$ dB.

3.2.2.5 Détermination de la directivité D_s de l'antenne sectorielle monosource

La directivité D_s de l'antenne sectorielle monosource est calculée selon l'équation 2.11 (cf. chapitre II). Nous obtenons une valeur de **14,3 dB**.

3.2.3 Nombre de sources d'alimentation et espacement entre sources

Nous avons expliqué dans le chapitre précédent qu'augmenter le nombre de sources permet d'augmenter la directivité de l'antenne. En conséquence, et afin d'aboutir au gain désiré (24 dB), le nombre de sources à rajouter va correspondre à une **augmentation de 10 dB environ**. Donc nous avons opté pour une alimentation par un **réseau de 12 patches**, sachant que nous devons **compenser les pertes dues au couplage entre les sources**.

D'autre part, les patches sont espacés de 2λ . Cette distance a été optimisée dans le chapitre précédent de telle façon que nous puissions faire un compromis entre le gain et le niveau de lobes secondaires. En effet, les lobes secondaires sont négligeables pour une distance de 1λ entre les sources. Mais dans ce cas, le couplage est très fort et donc il est difficile d'atteindre le gain désiré (24 dB) avec seulement 12 antennes patch distantes de 1λ .

3.2.4 Grille métallique

Une antenne alimentée par 12 patches et disposant d'une grille métallique ayant les mêmes propriétés trouvées dans le paragraphe 3.2.2 a été simulée. Mais le problème que nous avons rencontré, c'est que l'adaptation de l'antenne a été détériorée en passant du cas monosource au cas multisource. Nous avons donc pensé à **diminuer le coefficient de qualité de la cavité** afin de diminuer la résonance dans celle-ci. La valeur finale de Q aura alors la valeur 23 au lieu de 26. Ce qui donne un taux de remplissage de la grille métallique de 77%, d'après la figure 2.26. Par conséquent, **la grille est désormais constituée d'une séquence de tiges métalliques de 15 mm de largeur, espacées toujours de 4,5 mm**.

3.3 Validation de la conception de l'antenne

Avant de passer à la réalisation de l'antenne finale, nous avons voulu réaliser un petit prototype que nous alimentons par **quatre antennes patch seulement** [68], pour

les raisons suivantes :

- Vérifier le concept théorique de l'antenne BIE sectorielle par une validation expérimentale.
- Regarder en détails les éventuelles pertes.
- Valider les systèmes de fixation, les problèmes de réalisation, d'alimentation, etc.
- L'antenne finale ne peut être mesurée dans la chambre de mesure élémentaire disponible dans notre laboratoire, puisqu'elle possède de grandes dimensions et par suite la distance à partir de laquelle le champ est considéré lointain est très grande (92 m) par rapport aux dimensions de la base de mesure.

3.3.1 Descriptif du prototype réalisé

Le prototype réalisé doit répondre au cahier des charges suivant :

- L'antenne en monosource a une directivité de 14 dB (cf. paragraphe 3.2.2), soit **20 dB environ avec quatre patches**.
- L'angle d'ouverture dans le plan horizontal est de 60° .
- L'antenne doit être adaptée à moins de -10 dB sur la bande WiMAX.

La figure 3.2 montre les photographies du prototype réalisé¹. Il est constitué de :

- Un plan de masse de dimensions $630,5 \times 61$ mm², sur lequel reposent les quatre patches.
- Une série de 31 tiges larges disposées perpendiculairement sur deux murs verticaux. Cette partie métallique est fabriquée avec de l'aluminium 2017 ($\sigma = 2,865 \cdot 10^7$). Elle est placée à 33 mm du plan de masse.
- Un répartiteur à quatre antennes patch imprimées chacune sur une plaque de mousse de section carrée (30 mm) et distants de 2λ , comme le montre la figure 3.2(b). La mousse a une épaisseur de 3 mm, une constante diélectrique de 1,45 et un $\tan \delta = 6,10^{-3}$. Les patches sont alimentés par des connecteurs SMA.

L'alimentation des patches est assurée par un coupleur commercial 1 voie vers 4 (Mini-circuit ZN4PD1-63+, TOS 1.2/delta phase max 2°), comme l'illustre la figure 3.2(c). Les sources sont alimentées avec le même courant en amplitude et en phase.

¹Société ProtoTIG, Ingénierie mécanique, Etude et réalisation de prototypes innovants, La Foresterie 87220 Boisseuil, laurent.auroy@prototig.com

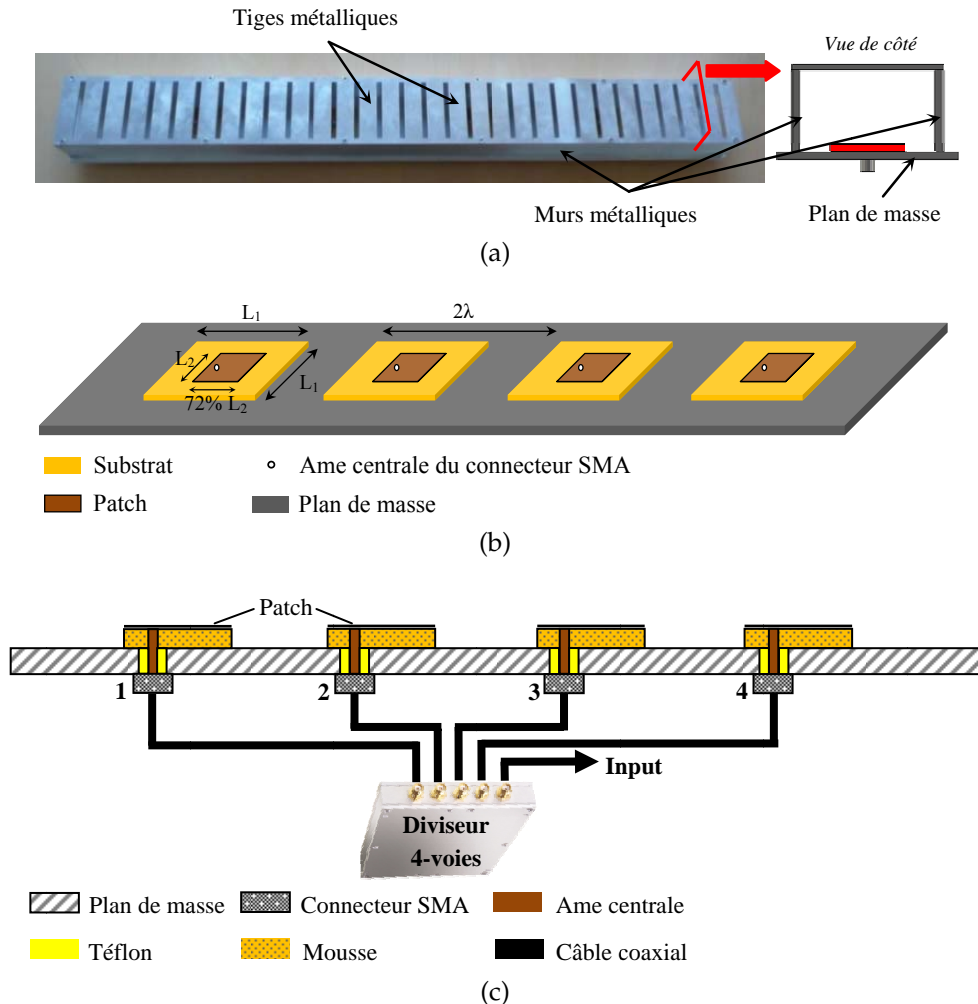


FIG.3.2 – (a) Prototype de l'antenne réalisée. (b) Répartition des antennes patch sur le plan de masse. (c) Vue latérale du système d'alimentation

3.3.2 Performances de l'antenne

3.3.2.1 Adaptation et couplage

Les résultats de mesure et de simulation en adaptation sont illustrés sur la figure 3.3. Comme le montre cette figure, l'antenne est bien adaptée à moins de -10 dB sur toute la bande WiMAX $5,47 - 5,725$ GHz, au niveau du port N°1 de l'antenne (figure 3.2(c)). D'autre part, le couplage entre les sources N°2 et N°3 est très faible, il est au-dessous -20 dB sur toute la bande. Notons que nous n'avons présenté que les courbes de S_{11} et S_{23} sur la figure 3.3, les autres résultats en adaptation et en couplage étant similaires.

Il est clair d'après la figure 3.3, que les résultats de mesure coïncident bien avec

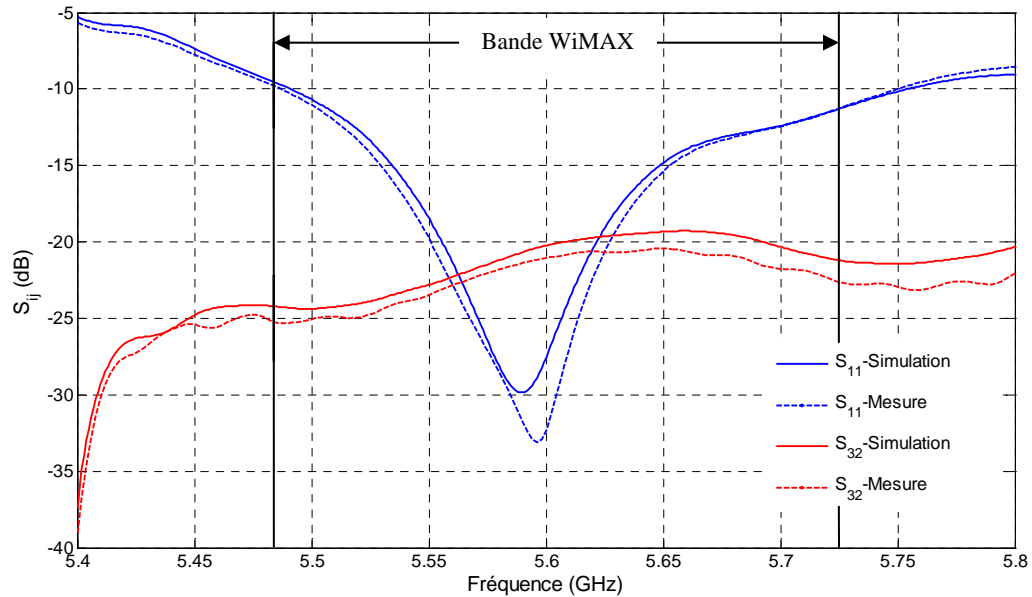


FIG.3.3 – Résultats en mesure et en simulation de quelques coefficients de réflexion (port 1) et de couplage (entre les ports 2 et 3)

ceux de simulation ; il n'y a pas eu de décalage fréquentiel notable et les niveaux sont conformes. Nous pouvons en tirer que **la modélisation électromagnétique (EM) de la structure est très correcte et que la construction mécanique est conforme à la structure simulée** (la tolérance mécanique considérée est raisonnable). Nous pouvons donc **garder les mêmes modélisations EM et tolérances pour la réalisation de l'antenne finale.**

3.3.2.2 Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement normalisés dans les deux plans principaux E (vertical) et H (horizontal) sont illustrés sur la figure 3.4, à la fréquence centrale 5,6 GHz. Les angles d'ouverture à mi-puissance sont de 5° et de 54° dans les plans E et H respectivement, aussi bien en mesure qu'en simulation. Néanmoins, nous remarquons que le diagramme dans le plan E est asymétrique, ceci est dû au fait que les sondes sont asymétriques par rapport à l'axe de symétrie longitudinal de la structure, comme le montre la figure 3.2(c).

Une bonne concordance entre mesure et simulation peut aussi être notée. Cependant, les lobes secondaires remontent de 3,5 dB en mesure. Ceci est également noté pour la mesure à toutes les autres fréquences dans la bande. Nous pouvons en

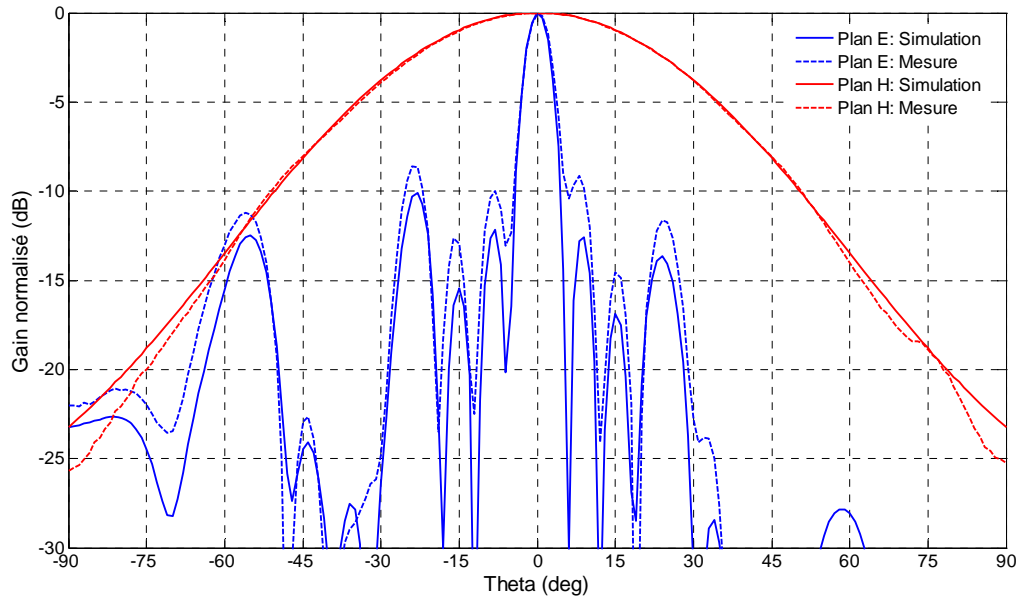


FIG.3.4 – Diagrammes normalisés dans les plans E et H à 5,6 GHz

attendre donc que la directivité mesurée de l'antenne soit inférieure à celle simulée.

3.3.2.3 Bilan des pertes en puissance

Le schéma de la figure 3.5 illustre l'acheminement de la puissance lors de son entrée dans le système constitué de l'ensemble :

- L'antenne
- Les quatre connecteurs SMA
- Les câbles coaxiaux
- Le diviseur de puissance 1 voie vers 4.

Le long de son parcours, la puissance P_i qui entre dans le système, subit progressivement les pertes suivantes :

1. Puisque le système n'est pas parfaitement adapté, une partie de la puissance P_i est réfléchi. Par suite, la puissance qui arrive à l'entrée du diviseur de puissance vaut : $P_1 = (1 - |S_{11}|^2) \times P_i$ où $|S_{11}|$ représente la réflectivité du système. Cette puissance est inférieure à P_i . La figure 3.6 montre le coefficient de réflexion S_{11} mesuré à l'entrée du système.
2. A son entrée dans le diviseur, la puissance P_1 subit les pertes dans ce dernier, notées P_{div} . Elle devient alors $P_2 = P_{div} \times P_1$.

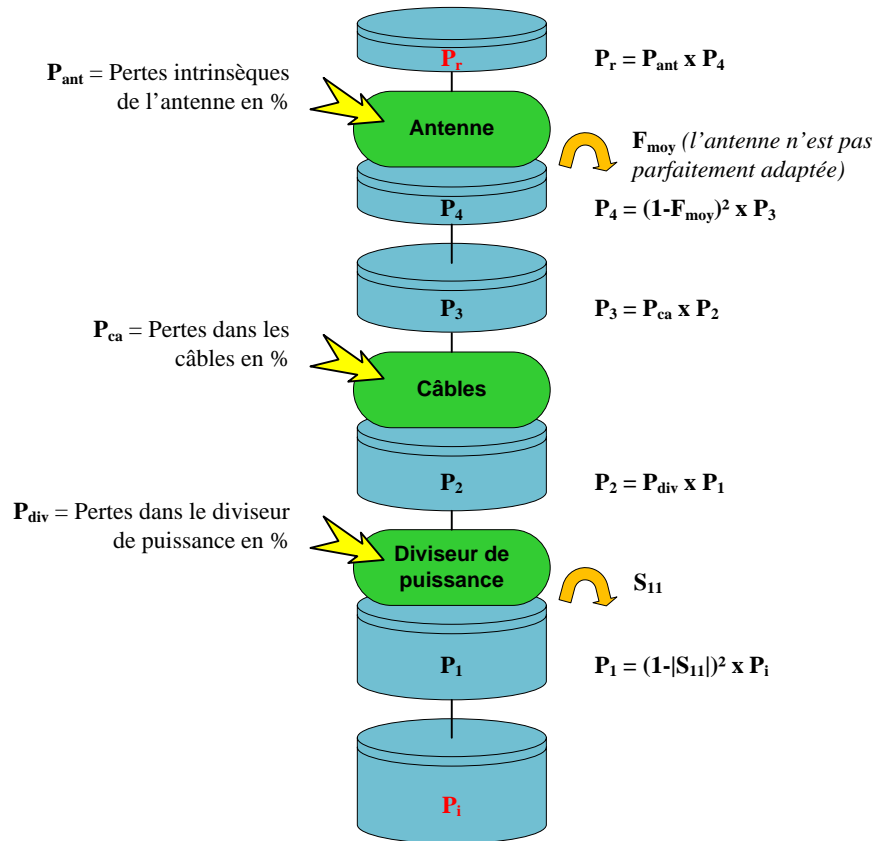


FIG.3.5 – Bilan des pertes en puissance dans le système

3. Les câbles introduisent des pertes notées P_{ca} . La puissance à la sortie des câbles vaut donc $P_3 = P_{ca} \times P_2$.
4. A son entrée dans l'antenne, la puissance P_3 subit une perte équivalente à la puissance réfléchiée par l'antenne (ou autrement, les pertes d'insertion de l'antenne). Cette puissance perdue est calculée à partir de la moyenne des paramètres F de l'antenne, notée F_{moy} , qui mesurent les puissances normalisées revenant dans les accès. La puissance à l'entrée de l'antenne vaut alors $P_4 = (1 - F_{moy})^2 \times P_3$.
5. Enfin, la puissance à la sortie de l'antenne est diminuée d'une valeur P_{ant} égale aux pertes intrinsèques métalliques et diélectriques de l'antenne. La puissance finale reçue vaut alors $P_r = P_{ant} \times P_4$.

La figure 3.7 présente les différentes pertes citées ci-haut sur la bande de fréquence considérée 5,47 – 5,725 GHz.

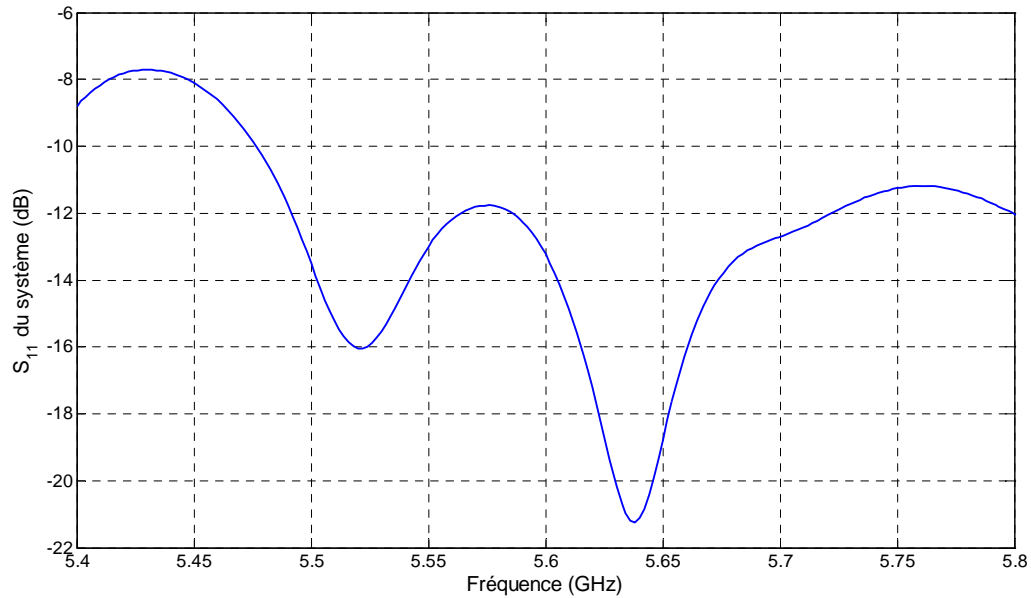


FIG.3.6 – Coefficient de réflexion mesuré à l'entrée du système

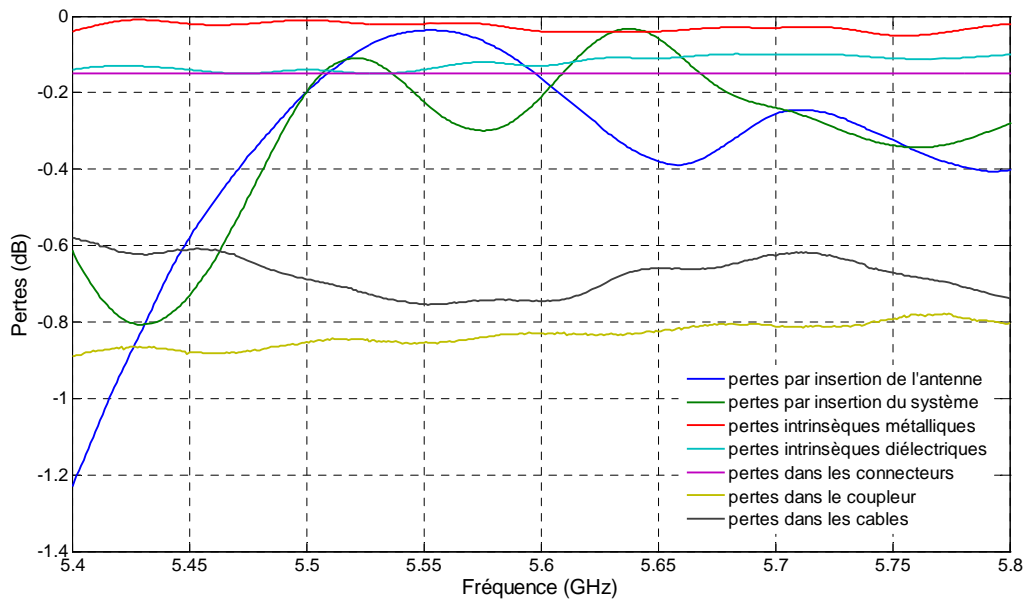


FIG.3.7 – Les différentes pertes dans le système

En calculant le rapport $\frac{P_r}{P_i}$, nous en déduisons les pertes totales introduites par le système tout entier. Nous obtenons 2,3 dB de pertes environ.

3.3.2.4 Directivité et gain fréquentiels

La directivité attendue de l'antenne est de 20 dB. La figure 3.8 montre que la directivité obtenue en simulation est maximale à la fréquence centrale 5,6 GHz, elle vaut 19,5 dB. Alors la méthode de conception est validée encore une fois. Nous notons que la directivité n'a pas été mesurée dans la chambre anéchoïque d'XLIM pour des raisons techniques, seul le gain a été mesuré.

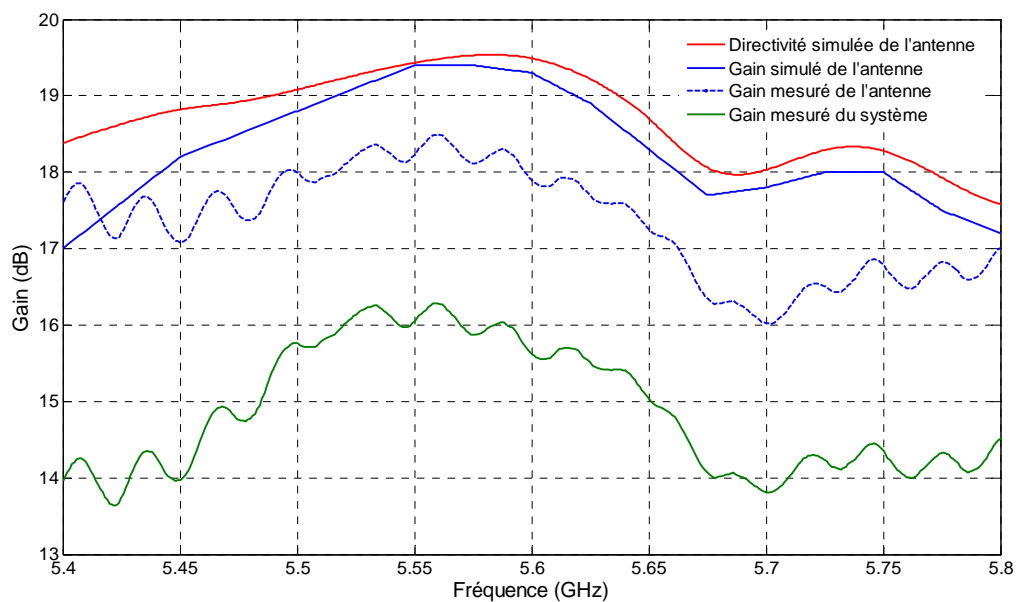


FIG.3.8 – Les résultats en mesure et en simulation du gain

La dernière courbe de la figure 3.8 trace le gain mesuré du système entier. A partir de cette courbe, nous pouvons obtenir le gain mesuré de l'antenne seule en retranchant les pertes introduites par le système calculées dans le paragraphe précédent. En comparant les deux courbes illustrant les gains mesuré et simulé de l'antenne, nous remarquons une différence de 1 dB. Ceci pourrait être dû aux erreurs de mesures estimées à $\pm 0,5$ dB dans la chambre de mesure d'XLIM car cet écart est systématique ; il est toujours le même sur toute la bande de fréquence.

3.3.3 Conclusion

D'après les résultats de mesure obtenus, nous avons remarqué une **très bonne concordance avec les résultats obtenus en simulation**, que ce soit au niveau de

l'adaptation ou de la forme des diagrammes de rayonnement ou aussi de l'allure des gains de l'antenne. Nous en déduisons ce qui suit :

- La modélisation électromagnétique de la structure est très correcte. **Nous garderons donc pour l'antenne finale les mêmes caractéristiques considérées dans la simulation de l'antenne alimentée par quatre antennes patch.**
- **Les tolérances mécaniques prises dans la réalisation du prototype seront gardées** dans la conception de l'antenne finale.

La méthode de conception de l'antenne sectorielle que nous avons suivie étant validée, nous pouvons maintenant présenter l'antenne de station de base "opérationnelle" qui sera utilisée dans notre projet THDT.

3.4 Antenne SB sectorielle grand gain "opérationnelle"

3.4.1 Description du prototype de l'antenne SB finale

3.4.1.1 Présentation de l'antenne

La figure 3.9 montre une vue en perspective de la structure de l'antenne SB sectorielle. Cette antenne est constituée des éléments suivants :

- Un plan réflecteur (plan de masse) sur lequel se trouve le système d'alimentation.
- Une surface semi-réfléchissante formée par une grille métallique constituée d'une **série de 81 tiges métalliques larges.**
- Une cavité résonante située entre le plan de masse et la SSR.

Les dimensions de l'antenne ainsi que le système d'alimentation seront détaillées dans le paragraphe suivant. Il reste à noter que le plan de masse a été élargi de 6 mm de chaque côté afin de pouvoir maintenir l'antenne sur le support de mesure.

3.4.1.2 Structure métallique

La figure 3.10 présente une vue de côté de l'antenne SB sectorielle. Comme le montre cette figure, la hauteur de la cavité mesure 33 mm, et sa largeur 55 mm. Les tiges métalliques possèdent une longueur de 61 mm, une largeur de 15 mm et une épaisseur de 2 mm. Deux murs métalliques, de hauteur 33 mm, vont le long de la structure. Leur rôle principal est de confiner la tache rayonnante sur la surface de la SSR de l'antenne. Il est important de rappeler à ce stade que l'onde est transversalement évanescence,

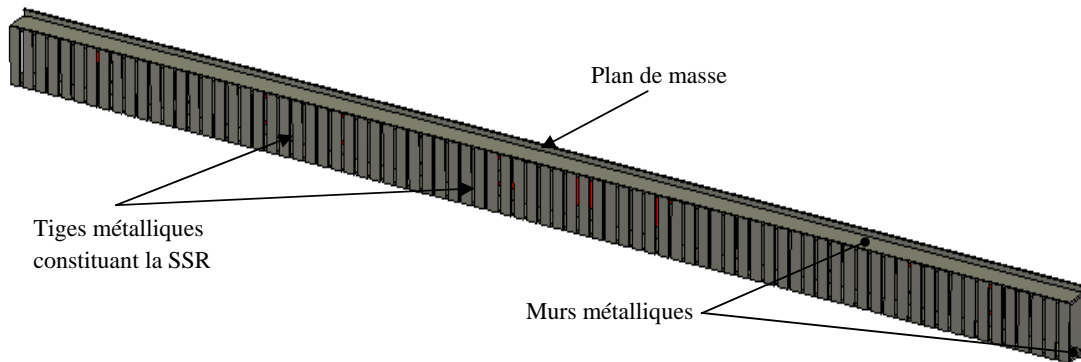


FIG.3.9 – Vue en perspective de l'antenne SB sectorielle

donc ajouter des murs électriques ne modifie pas la phase du champ électrique dans la cavité. La longueur totale de l'antenne est de 1,575 m.

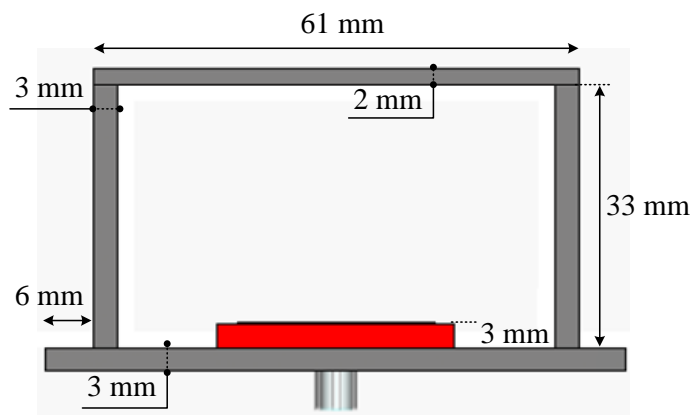


FIG.3.10 – Vue de côté de l'antenne

3.4.1.3 Réseau d'excitation

Nous avons utilisé le patch comme source d'alimentation de l'antenne BIE pour sa légèreté, sa simplicité de fabrication et son potentiel d'adaptation. Le patch est une plaque métallique imprimée sur du diélectrique. L'alimentation est assurée par un connecteur femelle SMA.

Sachant qu'une antenne BIE excitée avec un seul patch ne peut donner le gain défini par le cahier des charges (14,3 dB en monosource contre 24 dB désiré), nous avons donc recours à la technique multisource. Cette technique a été détaillée dans le chapitre précédent. Pour avoir le gain de 24 dB en multisource, l'alimentation de l'antenne est assurée par un réseau de 12 patches distants de $2\lambda_0$ (à la fréquence centrale $f_0 = 5,6$

GHz), comme l'illustre la figure 3.11. Chaque patch est imprimé sur une plaque de mousse ($\epsilon_r = 1,45$) de forme carrée, d'épaisseur 3 mm et de section de $30 \times 30 \text{ mm}^2$ (figure 3.12).

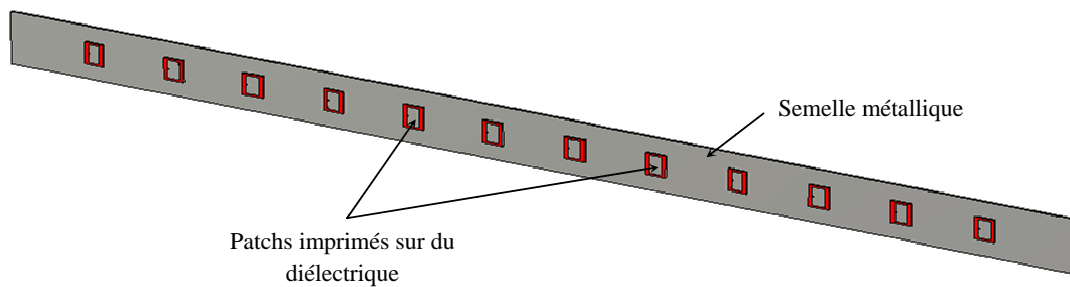


FIG.3.11 – Disposition des patches sur le plan de masse

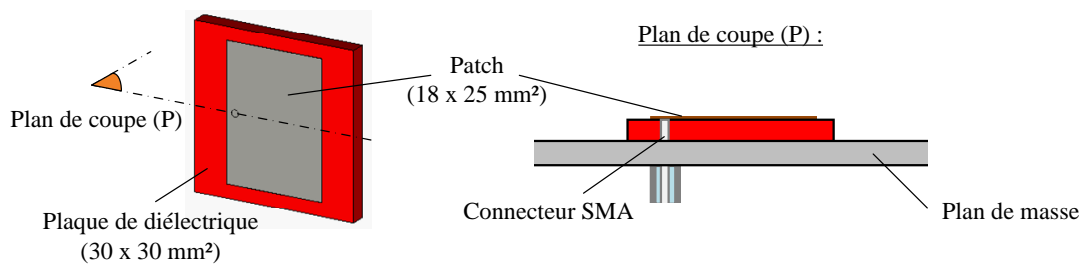


FIG.3.12 – Schéma détaillé d'un patch sur le plan de masse

L'antenne présentée ci-dessus nécessitera un circuit d'alimentation 1 voie vers 12. Mais ce n'est pas énorme puisqu'une antenne de mêmes performances aurait besoin d'au moins 100 patches, ce qui nécessiterait un circuit très compliqué. Le paragraphe suivant est dédié à la présentation du circuit que nous avons réalisé pour alimenter l'antenne.

3.4.2 Circuit de distribution

Dans le but d'alimenter simultanément le réseau des patches, nous avons besoin d'un circuit qui permet la division de la puissance émise dans le circuit en 12 parties égales, tout en fournissant des courants de même amplitude et de même phase au niveau des ports de sortie. Ce circuit s'appelle aussi un diviseur de puissance.

Nous avons choisi des **lignes microrubans** dans la fabrication de ce circuit, pour la simplicité de sa réalisation et pour son faible coût.

3.4.2.1 Quelques rappels sur les lignes microrubans

Une ligne microruban est constituée d'un ruban conducteur imprimé sur une face d'un matériau diélectrique dont l'autre face constitue un plan de masse (figure 3.13).

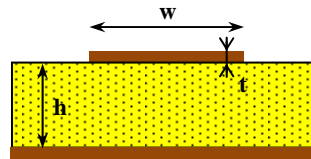


FIG.3.13 – Constitution d'une ligne microruban

L'exemple le plus connu de ligne microruban est le circuit imprimé double face dont l'une des faces est entièrement cuivrée.

De nombreuses études ont montré qu'une ligne de transmission est le siège d'une onde se propageant en mode quasi-TEM (Transverse Electro-Magnétique), c'est-à-dire les champs électrique et magnétique sont perpendiculaires à l'axe de la ligne selon lequel s'effectue la propagation [69].

L'impédance caractéristique de la ligne dépend de ses dimensions et de la nature du matériau isolant. Nous trouvons dans la littérature plusieurs équations empiriques complexes permettant de calculer l'impédance caractéristique à partir des données géométriques ou inversement de déterminer les dimensions permettant d'obtenir une ligne d'impédance donnée [70]. Ces équations utilisent les paramètres suivants :

- Z_0 impédance caractéristique de la ligne
- W largeur de la piste
- t épaisseur du diélectrique
- h épaisseur du diélectrique
- ϵ_r constante diélectrique du matériau isolant (permittivité relative).

3.4.2.1.1 Coefficient de vitesse d'un microruban

Dans une ligne microruban, la vitesse de propagation de l'onde dépend du matériau isolant et est inférieure à sa vitesse dans l'air :

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.1)$$

où c est la vitesse de la lumière.

La longueur d'onde λ_g dans la ligne microruban est donc plus petite que la longueur d'onde dans l'air λ_0 :

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \lambda_0 \quad (3.2)$$

où le terme $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$ est le coefficient de vélocité.

3.4.2.1.2 Lignes quart d'onde

On appelle ligne quart d'onde une ligne d'impédance caractéristique Z_0 dont la longueur est égale à un quart de la longueur d'onde λ_g dans la ligne (λ_0 dans l'air, corrigée par le coefficient de vélocité de la ligne).

3.4.2.1.3 Déphaseur

Nous n'utiliserons qu'un type de déphaseur en technologie microruban dans la conception du circuit de distribution : c'est un déphaseur passif qui est une ligne de transmission à retard de phase.

La ligne microruban possède une certaine longueur d'onde guidée à une fréquence particulière. Pour créer un retard de phase θ avec une ligne microruban par rapport à une autre, on ajoute donc une longueur de ligne supplémentaire ΔL (figure 3.14) de telle manière que :

$$\Delta L = \theta \frac{\lambda_g}{360} \lambda_0 \quad (3.3)$$

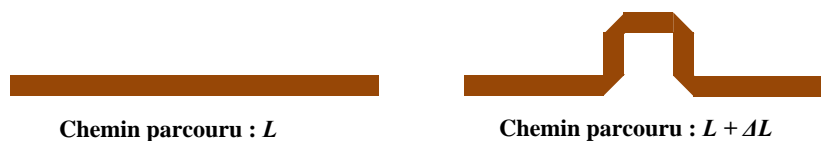


FIG.3.14 – Ligne à retard de phase en technologie microruban

3.4.2.1.4 Diviseur de Wilkinson

Un diviseur de Wilkinson présente 3 accès. Il répartit, également sur les accès 2 et 3, la puissance d'entrée injectée sur l'accès 1 (figure 3.15) [71]. La résistance R a pour rôle d'assurer l'isolation entre les voies 2 et 3 et leur adaptation à l'entrée, elle doit être égale à $2Z_0$.

L'impédance caractéristique Z_1 doit être égale à $\frac{Z_0}{\sqrt{2}}$ afin d'obtenir un couplage de 3

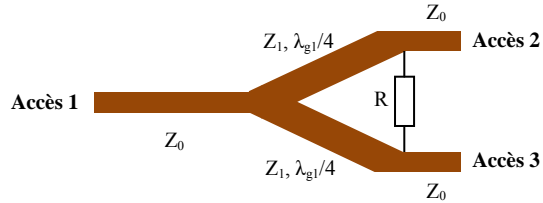


FIG.3.15 – Diviseur de Wilkinson

dB. La matrice S du coupleur de Wilkinson est alors la suivante :

$$S = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Utilisé en inverse, la propriété de ce coupleur permet d'en faire un combineur de puissance.

3.4.2.1.5 Transformateur d'impédance à ligne quart d'onde

Pour coupler deux sources avec un système fréquentiel, on utilise la propriété du quart d'onde électrique qui permet de transformer l'impédance présente sur son entrée (Z_{in}) en une autre à sa sortie (Z_{out}). La valeur de l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne quart d'onde est donnée par la relation suivante :

$$Z_0 = \sqrt{Z_{in} Z_{out}} \quad (3.5)$$

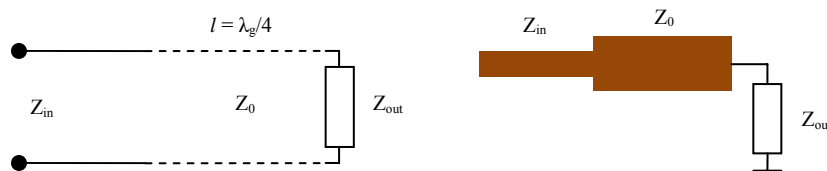


FIG.3.16 – Transformateur d'impédance à ligne quart d'onde

3.4.2.1.6 Logiciel utilisé

Pour le dessin d'un circuit, nous pourrions utiliser n'importe quel logiciel de circuit imprimé (Layo1, ORCAD PCB, EAGLE LAYOUT, etc.) ou un logiciel spécialisé pouvant en même temps effectuer une simulation.

Notre circuit a été simulé sous **HPADS-MOMENTUM** avec lequel nous pouvons faire le circuit et simuler en même temps ses coefficients de réflexion.

3.4.2.2 Conception et réalisation du diviseur de puissance 1 voie vers 12

3.4.2.2.1 Substrat utilisé

Nous avons choisi d'utiliser des substrats de la famille des DUROID car ils proposent des bonnes propriétés électriques et une très faible variation de leur permittivité relative pour des températures comprises entre $-55^{\circ}C$ et $100^{\circ}C$. Le substrat utilisé est le suivant :

- ROGERS RT/DUROID 6002 ($\epsilon_r = 2,94$ et $\tan \delta = 0,0012$ à 5 GHz et $23^{\circ}C$)

De plus, une mesure des pertes sur le DUROID 6002, a montré que la tangente de pertes ne dépasse pas 3.10^{-3} à 37 GHz [72]. Ainsi, la tangente de pertes de ce type de substrat présente l'avantage de ne pas augmenter considérablement avec la fréquence.

Pour la hauteur du diélectrique, nous avons opté pour $508 \mu m$. En effet, la figure 3.17 montre l'évolution des impédances caractéristiques des lignes microrubans en fonction de leurs largeurs et de leurs hauteurs sur un substrat DUROID 6002 [72] (Ces résultats ont été obtenus par calculs à l'aide des équations d'analyse présentées en annexe D).

On constate que pour une hauteur faible de substrat ($127 \mu m$), une très faible variation de largeur entraîne une différence importante au niveau de l'impédance caractéristique de la ligne. Ainsi une petite erreur sur la largeur de la ligne - due à la précision de la gravure par exemple - peut entraîner un changement notable sur le fonctionnement de l'antenne. Dans le cas d'une hauteur de $508 \mu m$, ce problème est insignifiant.

3.4.2.2.2 Remarque importante sur les phases aux sorties du circuit

Les phases aux 12 sorties du circuit doivent être égales pour une fréquence donnée, et ce sur toute la bande de fonctionnement considérée $5,47 - 5,725$ GHz. En effet, ces sorties seront connectées aux connecteurs de l'antenne sectorielle, qui est alimentée par 12 patches avec des courants identiques en amplitude et en phase. Par conséquent, la variation de la phase aux sorties du circuit par rapport à la fréquence doit être constante pour ne pas perturber le rayonnement de l'antenne. Cette phase dépend de la longueur de la ligne et de la permittivité du substrat. En effet, la longueur électrique d'une ligne s'écrit : $\theta = \beta l \Rightarrow \theta = \frac{2\pi}{c} \sqrt{\epsilon_r} l f$.

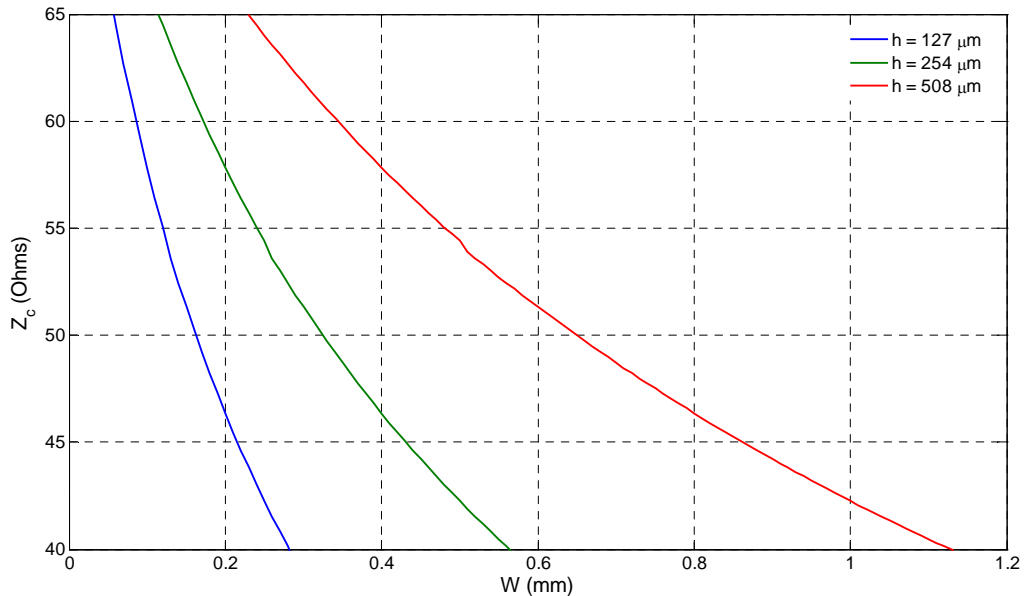


FIG.3.17 – Evolution de l'impédance caractéristique d'une ligne microruban en fonction de la hauteur du substrat DUROID 6002 et de la largeur de la ligne

Nous en déduisons la variation de la phase par rapport à la fréquence : $\frac{\partial \theta}{\partial f} = \frac{2\pi}{c} \sqrt{\epsilon_r} l$.

La variation de la phase du paramètre S_{21} d'une ligne est illustrée sur la figure 3.18 pour différentes valeurs de la longueur de la ligne.

3.4.2.2.3 Le circuit

En général, le circuit de distribution est imprimé sur un diélectrique métallisé sur les deux faces, dont l'une est collée sur la partie inférieure du plan de masse de l'antenne. La figure 3.19 montre une vue en coupe de l'ensemble.

Mais dans notre cas, le circuit n'a pu être imprimé sur une plaque collée sur la face inférieure de l'antenne, pour les raisons suivantes :

- La longueur de l'antenne finale est de 1,5 m environ. Donc du point de vue performances, des lignes aussi longues engendrent des pertes métalliques et des pertes par rayonnement très importantes.
- Du point de vue réalisation, il était impossible de graver un circuit assez grand sur une plaque ayant les mêmes dimensions de l'antenne. En plus, le risque de défauts devient très élevé lors de la réalisation.

Pour ces raisons, nous avons décidé de faire le circuit à part, indépendamment de l'antenne, et ensuite de le connecter à l'antenne par des câbles. Le montage proposé du

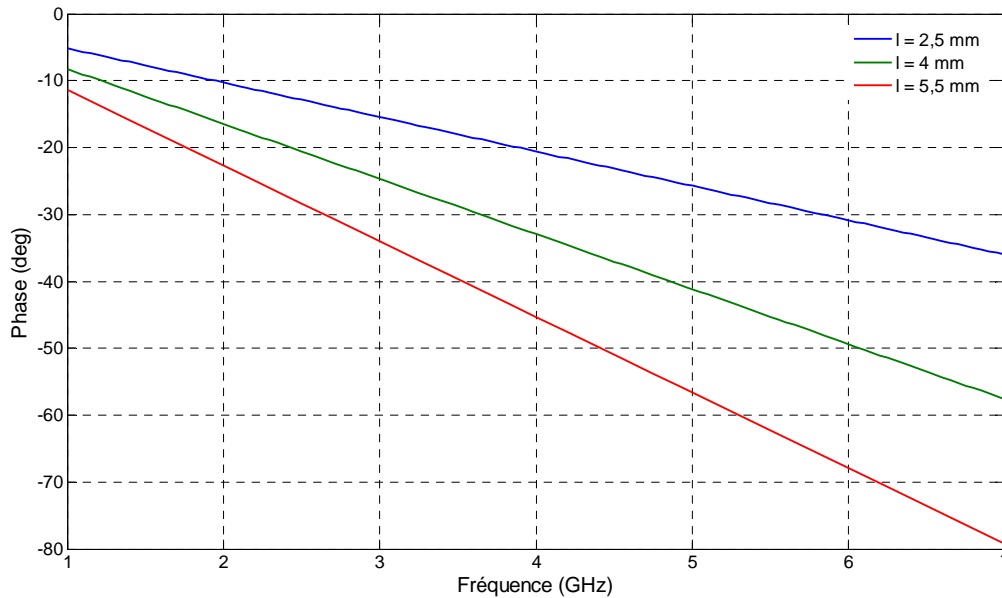


FIG.3.18 – Variation de la phase en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de lignes

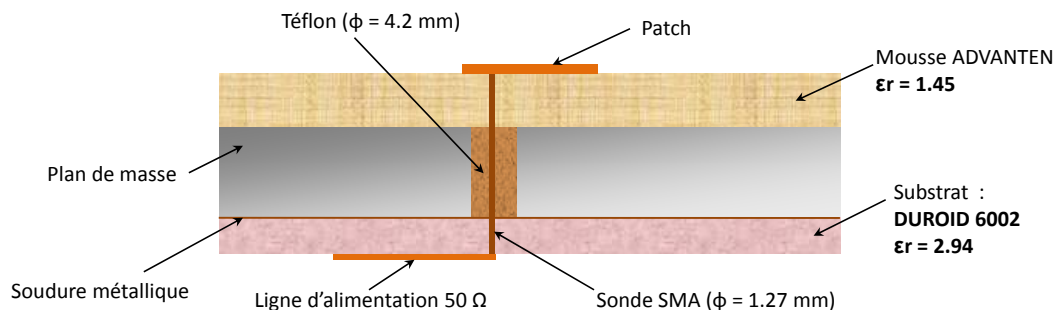


FIG.3.19 – Vue en coupe de la disposition de la ligne d'alimentation derrière l'antenne

circuit connecté à l'antenne sera détaillé plus tard dans ce chapitre.

Comme déjà mentionné, le diviseur de puissance 1 voie vers 12 est un assemblage de lignes quart d'onde associées à des transformateurs d'impédance. A chaque fois, nous ramenons l'impédance des tronçons de lignes à $Z_0 = 50$ Ohms. La figure 3.20 montre le circuit final simulé sous HPADS MOMENTUM. Il est imprimé sur une plaque métallisée de DUROID 6002 double faces, de dimensions 73,27 mm x 121,775 mm. Et afin d'obtenir des résultats concrets, le circuit est simulé dans une boîte métallique placée à 6,5 mm du circuit. **Cette hauteur a été optimisée de façon à éviter la résonance dans la boîte.**

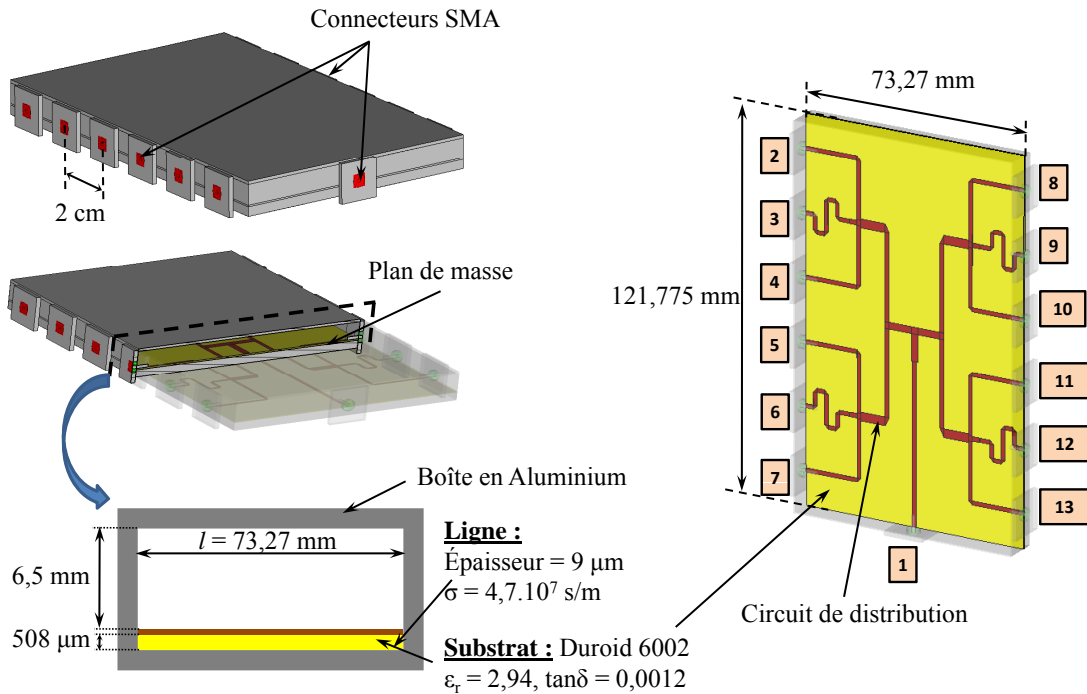


FIG.3.20 – Le diviseur de puissance 1 voie vers 12 et la boîte métallique qui le contient

Ce circuit a été réalisé. Il est illustré sur la figure 3.21.

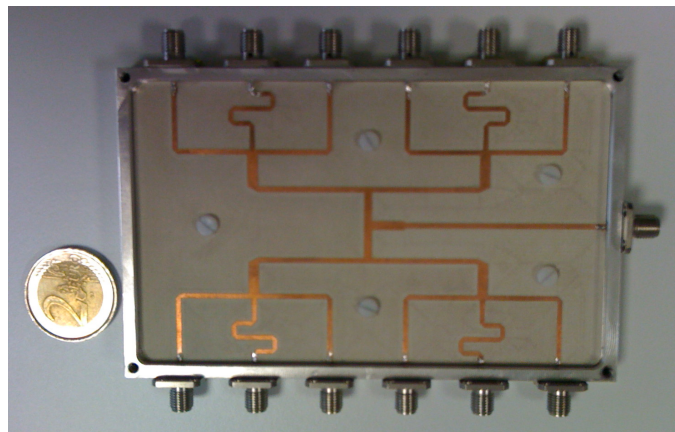


FIG.3.21 – Photographie du circuit réalisé

3.4.2.3 Coefficients de réflexion et de transmission du circuit

La figure 3.22 présente les résultats de simulation et de mesure du coefficient de réflexion du circuit au niveau du port principal (port N°1 sur la figure 3.20) quand il

est enfermé dans la boîte métallique. Comme le montre cette figure, le circuit est bien adapté sur toute la bande 5,47 – 5,725 GHz. Un décalage fréquentiel de 200 MHz est noté sur le résultat de mesure.

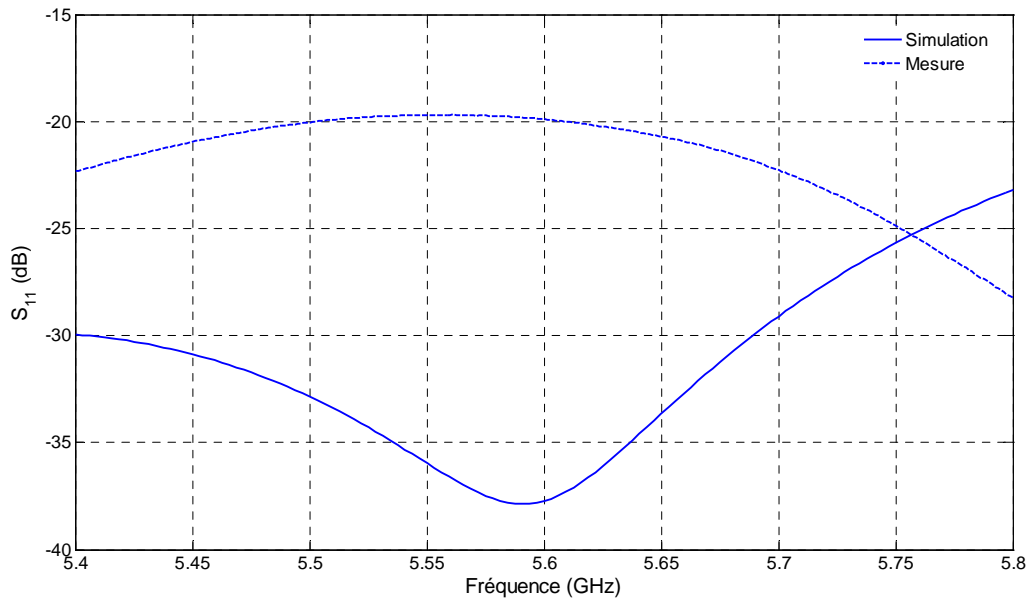


FIG.3.22 – Résultats de mesure et de simulation du coefficient de réflexion du circuit au niveau du port principal

Maintenant, intéressons-nous au couplage entre les ports lorsque le premier est alimenté. La figure 3.23 montre les résultats en mesure et en simulation des modules des coefficients de transmission S_{i1} ($i = 2, \dots, 13$). Il est bien clair d'après cette figure que la puissance injectée dans le circuit a été équitablement répartie sur les 12 ports de sortie du circuit; théoriquement, elle devrait être égale à $-10,8$ dB sur tous les ports mais le fait qu'il y a des pertes dans le circuit, comme nous le verrons dans le paragraphe suivant, fait que les valeurs obtenues de S_{i1} sont légèrement inférieures à la valeur théorique.

D'autre part, la figure 3.24 montre les phases mesurées et simulées des coefficients de transmission. La variation de ces phases en simulation est quasiment nulle, un décalage de 10° est pourtant noté en mesure, mais nous verrons plus tard que ceci n'a pas d'influence sur le rayonnement de l'antenne.

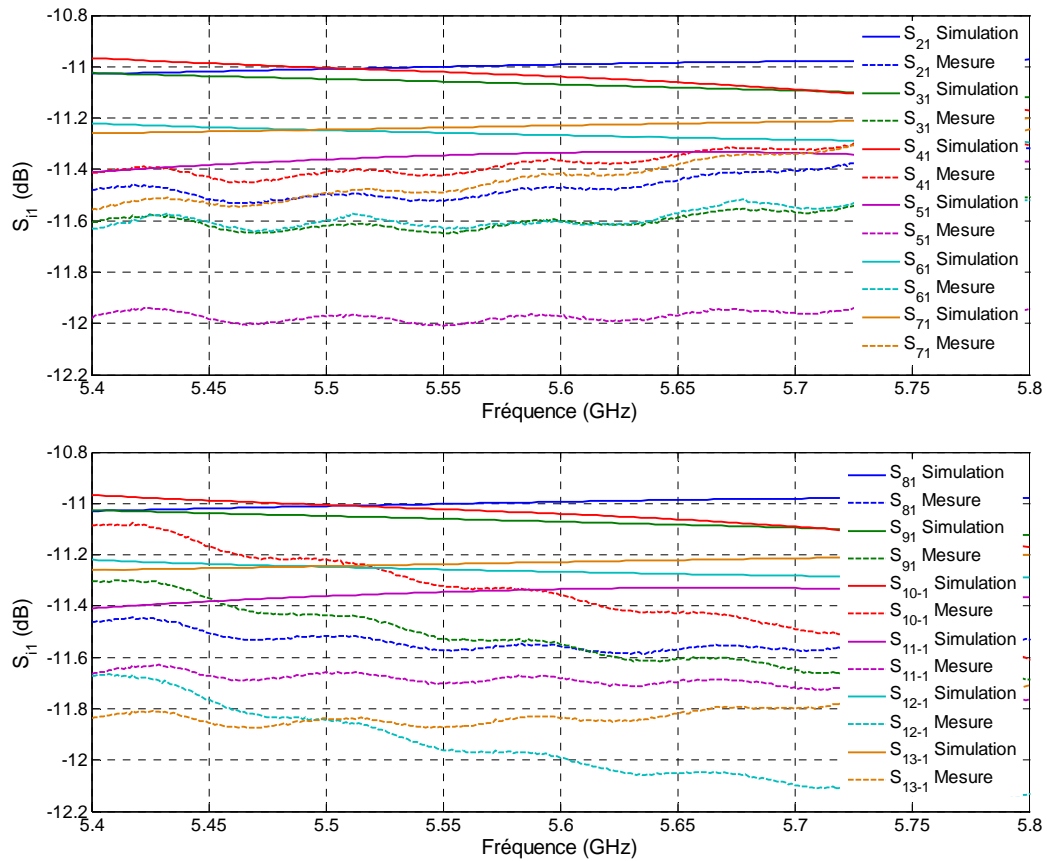


FIG.3.23 – Résultats de simulation et de mesure des modules des coefficients de transmission S_{i1} du circuit

3.4.2.4 Pertes par réflexion et isolation dans le circuit

Ces pertes dépendent de la fréquence et varient selon la voie excitée. Prenons par exemple la voie principale N°1. A partir du coefficient de réflexion S_{11} et des coefficients d'isolation S_{21} , S_{31} , ... et S_{13-1} , nous pouvons déterminer les pertes correspondantes (figures 3.25). Les valeurs maximales de ces pertes sont de 0,36 dB en simulation et 0,86 dB en mesure. Cet écart peut être interprété par les défauts de réalisation.

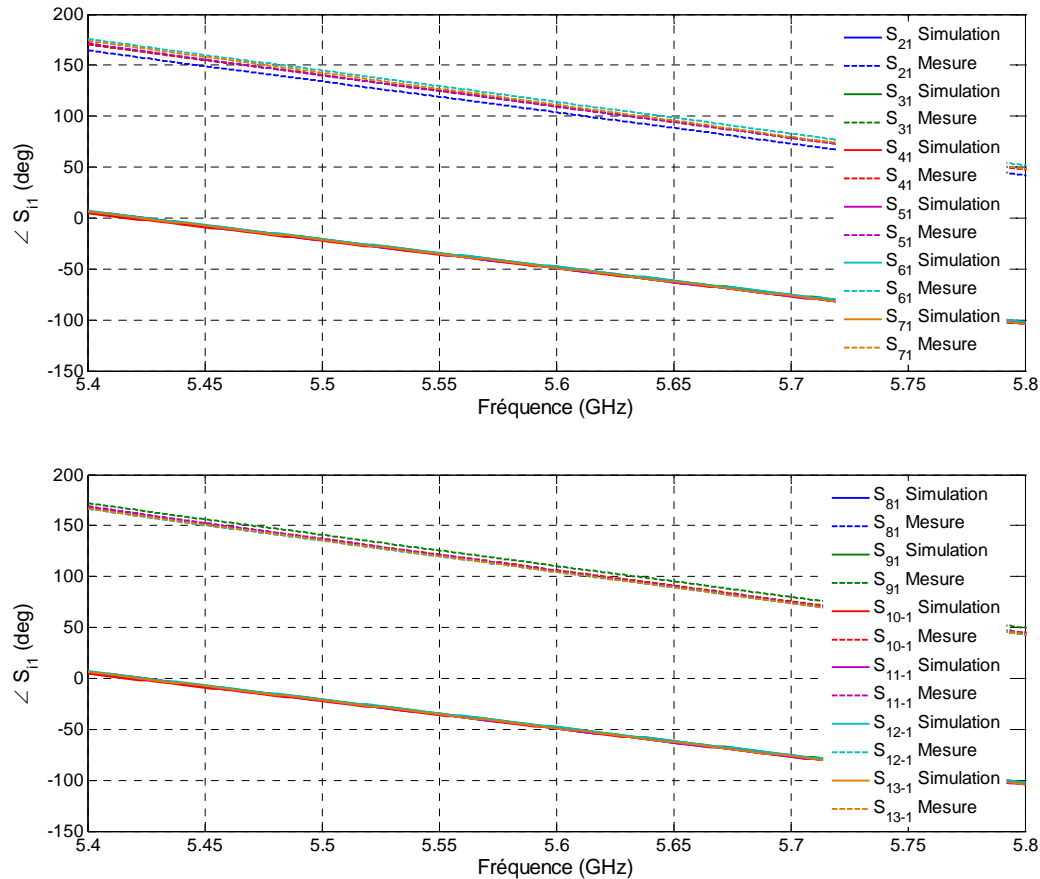


FIG.3.24 – Résultats de simulation et de mesure des phases des coefficients de transmission S_{i1} du circuit

3.4.3 Montage de l'antenne et du circuit

3.4.3.1 Présentation

Passons maintenant au montage de l'antenne et du circuit. Nous avons proposé, en collaboration avec le constructeur, le montage illustré sur la figure 3.26. Comme nous l'avons mentionné précédemment, le circuit ne fait pas partie de l'antenne et il est connecté à l'antenne par l'intermédiaire de câbles coaxiaux. L'ensemble sera inséré dans une boîte attachée derrière l'antenne, c'est pour cette raison qu'une extension de largeur du plan de masse nous a semblé indispensable.

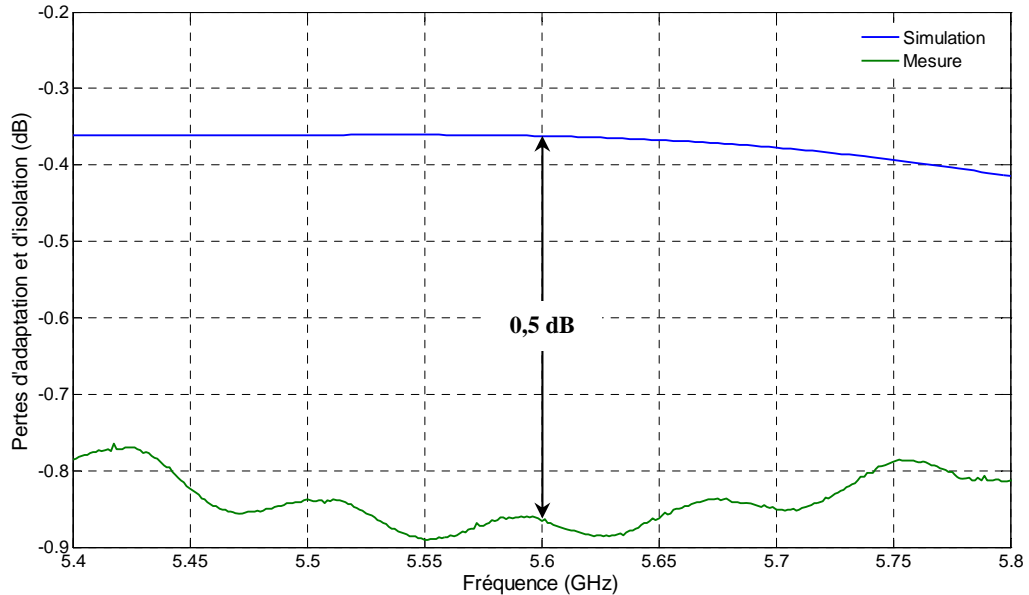


FIG.3.25 – Résultats de simulation et de mesure des pertes par adaptation et par isolation dans le circuit de distribution

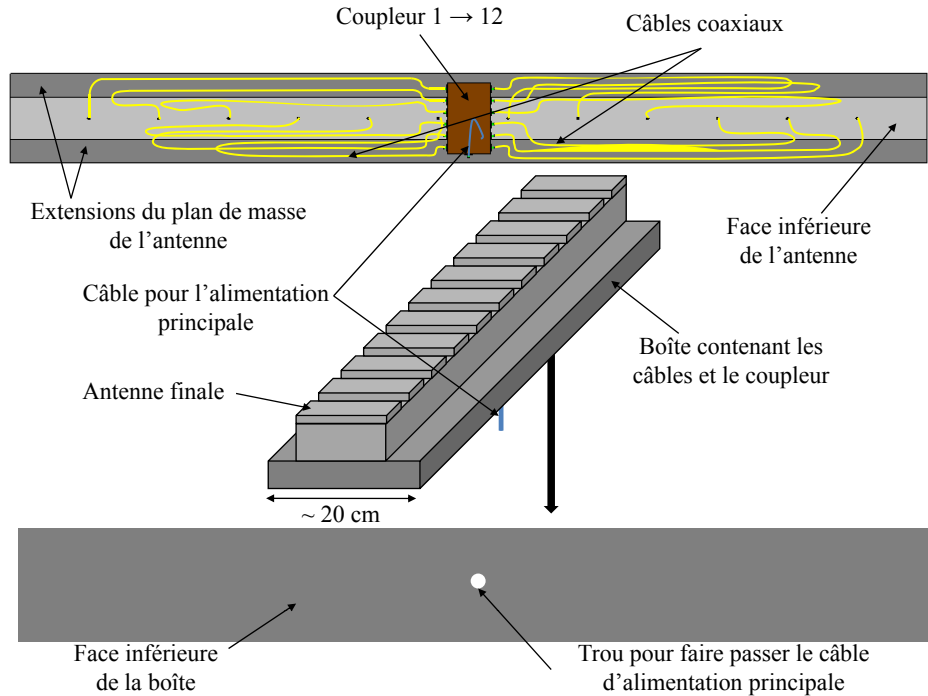


FIG.3.26 – Montage proposé de l'ensemble : antenne, circuit et câbles

3.4.3.2 Choix des câbles

Une petite étude a été faite sur les câbles que nous désirons utiliser pour relier les entrées de l'antenne aux sorties du circuit de distribution. Nous avons considéré deux

cas :

3.4.3.2.1 Cas où les câbles ne sont pas de même longueur

Pour simplifier l'étude, nous avons considéré deux longueurs de câbles différentes : les câbles (de longueur L_2) reliant les connecteurs situés aux extrémités de l'antenne à ceux qui correspondent dans le circuit, sont plus longs que ceux reliant les connecteurs situés au milieu de l'antenne aux connecteurs du circuit correspondants, comme l'illustre la figure 3.27. A titre d'exemple, nous avons pris les valeurs suivantes : $L_1 = 40$ cm et $L_2 = 80$ cm.

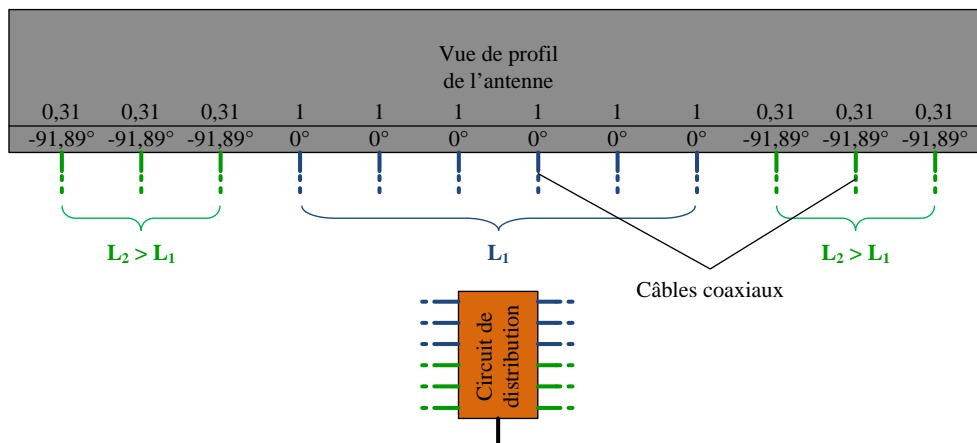


FIG.3.27 – Cas où les câbles ne sont pas identiques

D'autre part, nous savons que varier la longueur des câbles fait introduire un déphasage au niveau des accès de l'antenne. Par conséquent, les accès latéraux 1, 2, 3, 10, 11, et 12 de l'antenne seront affectés d'une pondération d'amplitude de 0,31 et d'un déphasage de $-91,89^\circ$ par rapport aux accès centraux (sans pondération en amplitude ni en phase), à la fréquence 5,47 GHz.

Maintenant, si nous simulons l'antenne avec ces valeurs de pondération, **le gain diminue de 3 dB environ**. A ces pertes s'ajoutent les pertes dans les câbles ainsi considérés, soit 0,78 dB pour une perte de 1,3 dB/m. Ce qui est énorme ! Regardons maintenant qu'est ce qui se passe si les câbles ont une même longueur.

3.4.3.2.2 Cas où les câbles ont une même longueur

Dans ce cas, seules les pertes dans les câbles sont prises en compte, soit une moyenne de 0,91 dB pour 1,3 dB de perte par mètre. Cette valeur est beaucoup plus faible que

celle obtenue si les câbles ont des longueurs différentes. Comme conclusion, **nous optons pour des câbles de même longueur**. Selon notre proposition de montage (figure 3.26), une longueur de 70 cm nous semble suffisante pour faire les connexions.

3.4.4 Prototypé réalisé

L'antenne a été réalisée et montée avec les câbles comme nous avons proposé dans la figure 3.26. La figure 3.28 montre une photographie du montage réalisé.

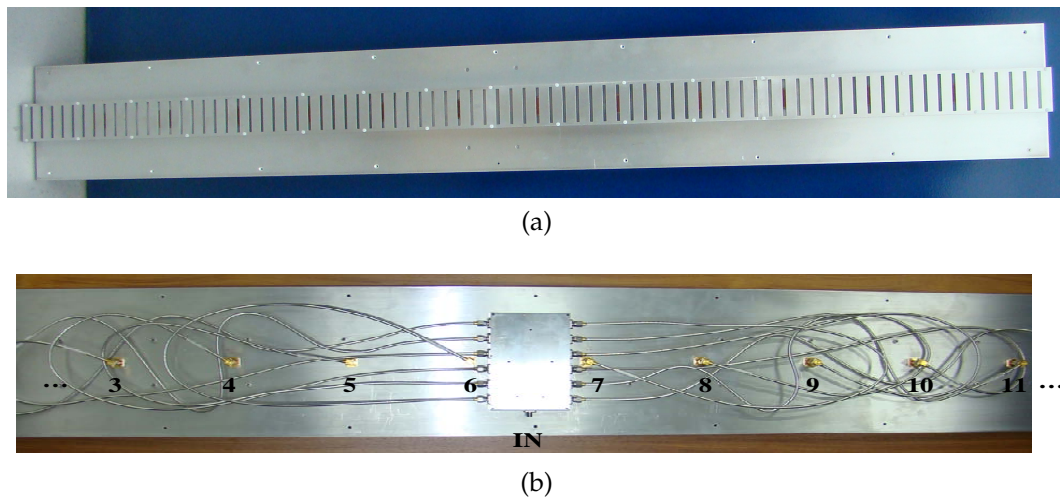


FIG.3.28 – (a) Vue en face de l'antenne. (b) Vue de dessous de l'antenne et disposition des câbles et du diviseur de puissance

3.4.5 Système de mesure

L'antenne a été mesurée dans la chambre anéchoïque 3D de la base de Satimo (SG24) à Brive². Cette base de mesure utilise un procédé de balayage électronique breveté unique au monde pour mesurer des antennes fonctionnant à des fréquences allant de 0,8 à 6 GHz.

Le système de mesure utilisé est un système multi-capteurs comme l'illustre la figure 3.29. L'antenne est positionnée et fixée sur un mât rotatif qui tourne dans les plans θ et ϕ . Le champ électromagnétique détecté par les capteurs est transformé en champ lointain. Les résultats restitués sont ensuite traités par une plate-forme logicielle qui permet de calculer le gain de l'antenne, la directivité, les diagrammes de rayonnement 3D, l'ouverture angulaire, le niveau des lobes secondaires, etc.

²<http://www.satimo.com>

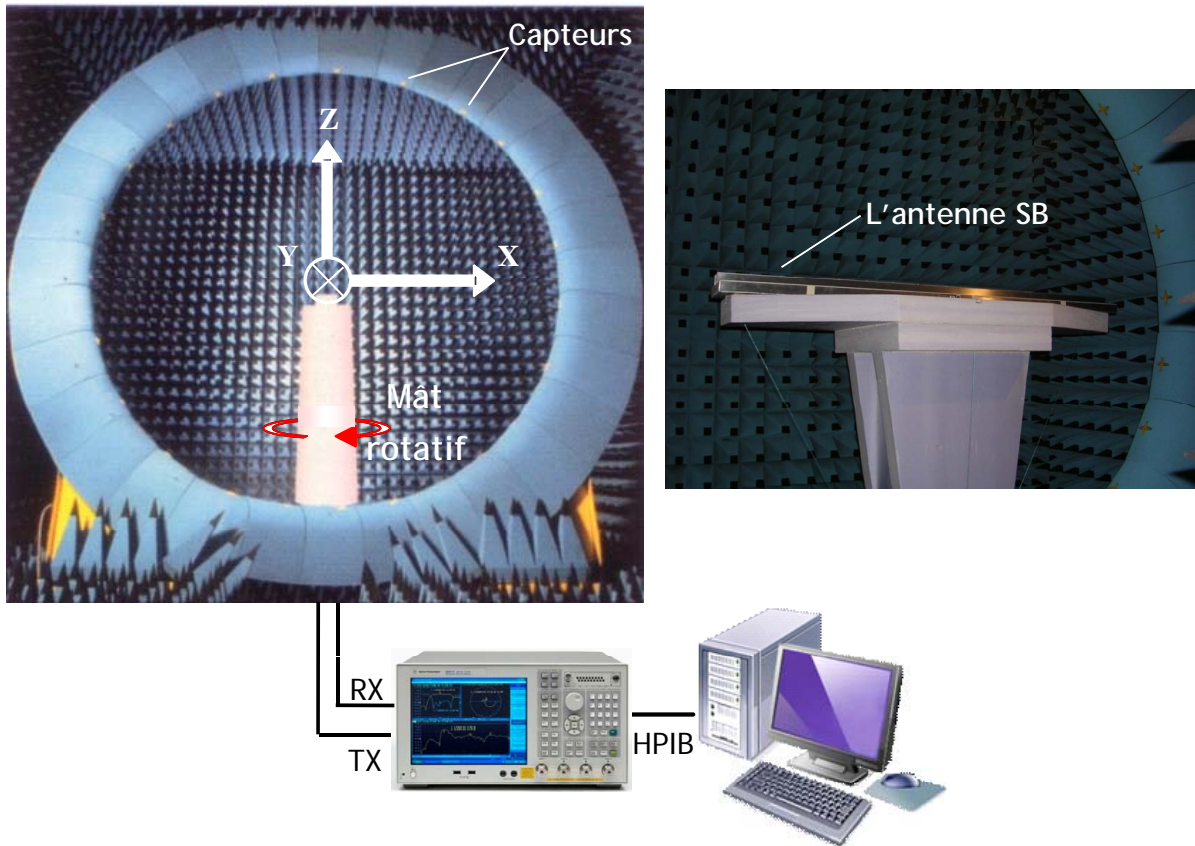


FIG.3.29 – Système de mesure dans la chambre anéchoïque de la base de Satimo

3.4.6 Performances du système

3.4.6.1 Adaptation

3.4.6.1.1 Antenne seule

Les figures 3.30 et 3.31 montrent les résultats de mesure et de simulation des coefficients de réflexion au niveau des ports de l'antenne. Comme le montre cette figure, l'antenne est bien adaptée sur toute la bande de rayonnement WiMAX considérée et une bonne concordance entre la mesure et la simulation peut être notée. Les couplages simulés et mesurés entre les ports de l'antenne lorsque le premier est alimenté sont montrées sur les figures 3.32 et 3.33, il est bien clair qu'ils sont très faibles (au-dessous de -20 dB sur toute la bande WiMAX).

3.4.6.1.2 Système entier

Pour pouvoir comparer les résultats de mesure et de simulation de la réflectivité du

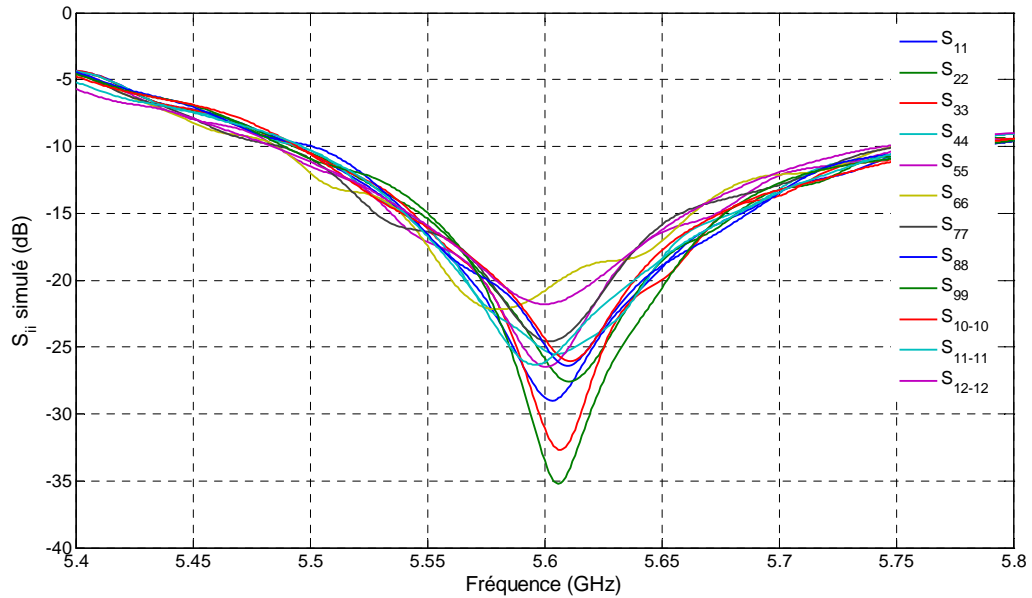


FIG.3.30 – Résultats de simulation des paramètres d'adaptation S_{ii} de l'antenne

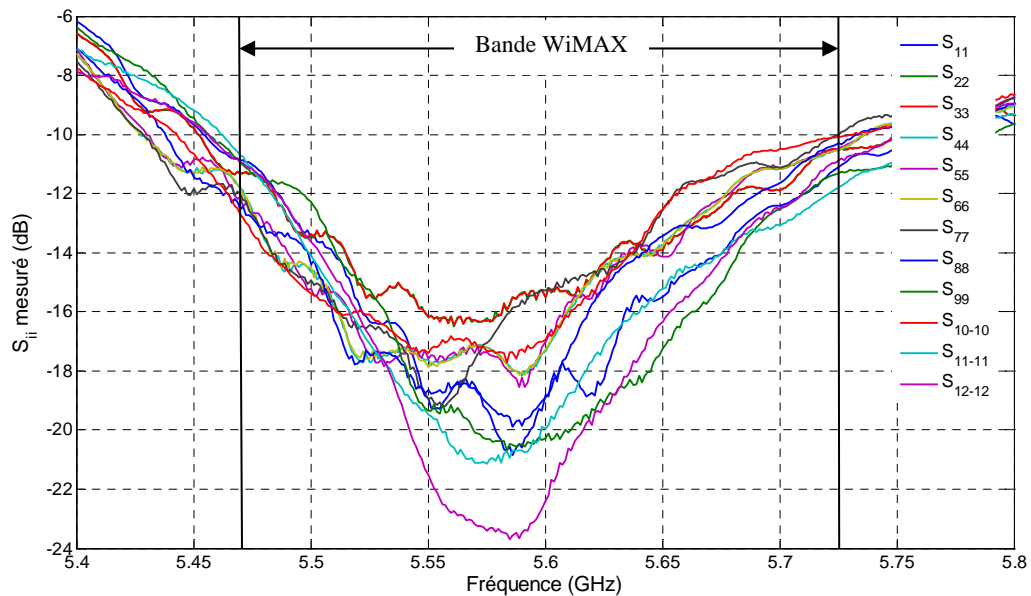


FIG.3.31 – Résultats de mesure des paramètres d'adaptation S_{ii} de l'antenne

système entier (au niveau du port d'alimentation principal), nous avons introduit les résultats de mesure des paramètres S des câbles et du circuit réalisé dans des fichiers de type '.snp' dans des boîtes (*touchstone*) sur CST Microwave Studio. Les résultats ainsi obtenus sont illustrés sur la figure 3.34. Comme nous le remarquons, le système est très

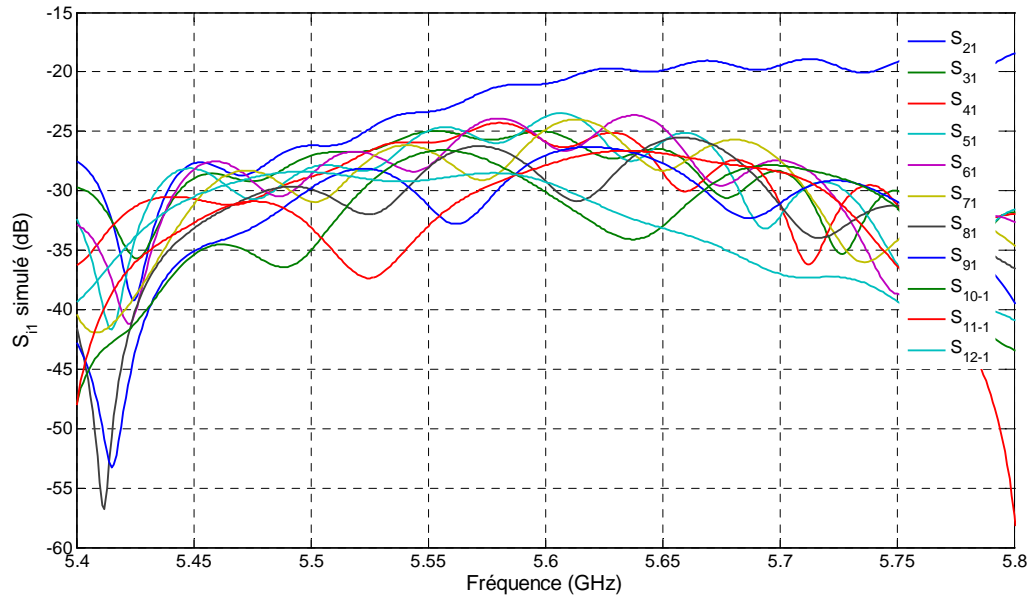


FIG.3.32 – Résultats de simulation des paramètres de couplage S_{i1} de l'antenne

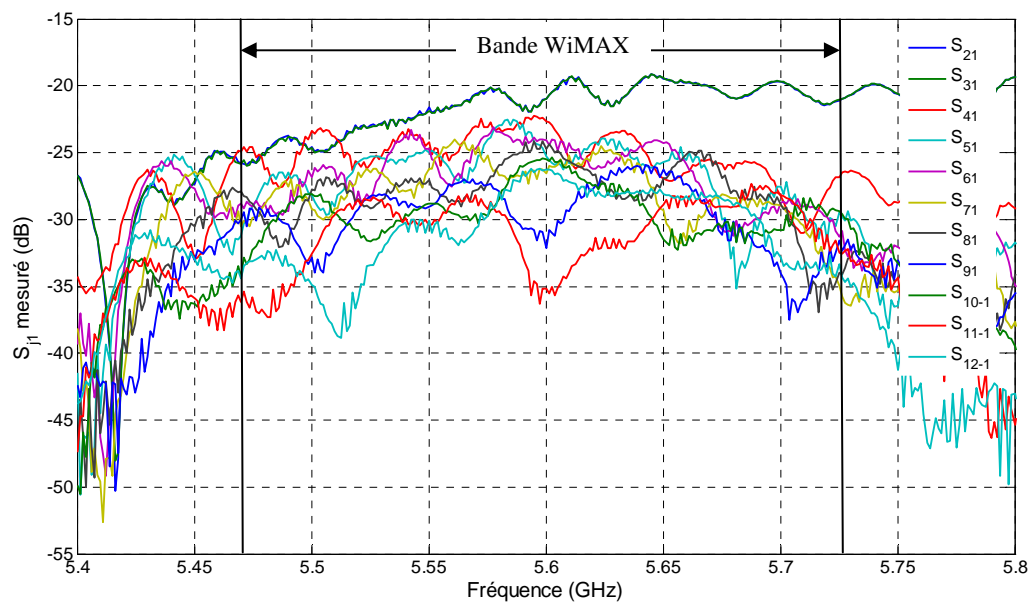


FIG.3.33 – Résultats de mesure des paramètres de couplage S_{i1} de l'antenne

bien adapté sur toute la bande de fonctionnement WiMAX et une bonne concordance est notée entre les deux résultats.

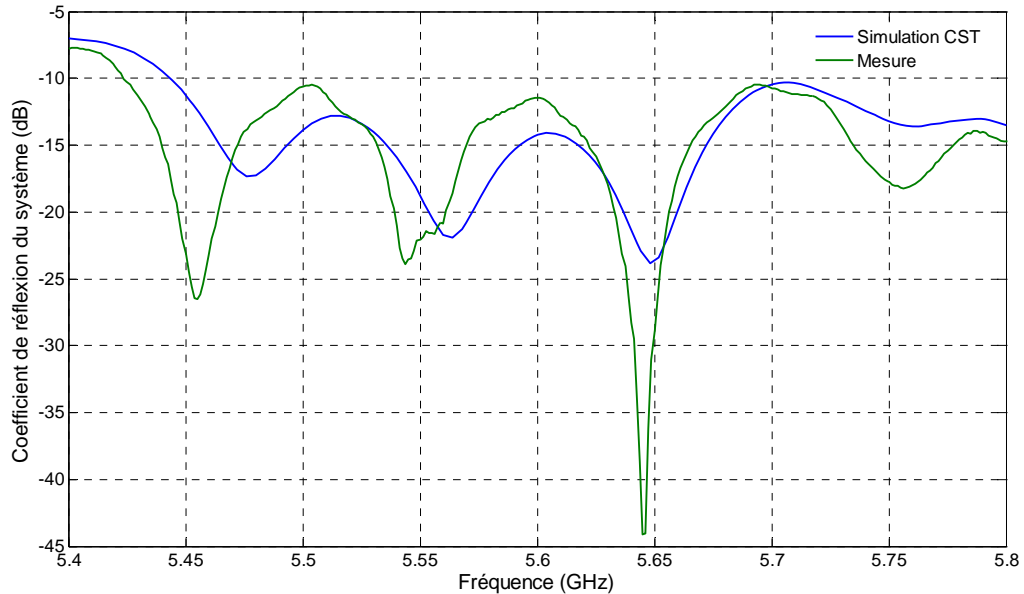


FIG.3.34 – Résultats de mesure et de simulation du coefficient de réflexion du système entier

3.4.6.2 Diagrammes de rayonnement

La figure 3.35 montre les résultats de mesure et de simulation des diagrammes de rayonnement en gain normalisé du système dans le plan d'élévation à la fréquence centrale 5,6 GHz.

D'après cette figure, le niveau des lobes secondaires est plus élevé en mesure qu'en simulation à 10° (6 dB d'écart). Ceci pourrait être expliqué par le fait que les pondérations des patches ont été légèrement modifiées à cause d'éventuelles erreurs commises lors de la fabrication de ceux-ci. Nous avons également noté cette différence pour les autres fréquences considérées dans la mesure de l'antenne. Nous nous attendons donc à **une directivité moins élevée en mesure qu'en simulation**, comme nous le verrons plus tard.

D'autre part, le niveau des lobes secondaires situés à 26° de l'axe principal est à $-13,5$ dB environ dans le plan directif de rayonnement (plan E) en simulation aussi bien qu'en mesure. Mais ces lobes n'influent que sur la zone située très près de l'antenne de station de base lors du calcul du bilan de liaison entre la SB et le train, comme nous le verrons en détails dans le dernier chapitre de ce manuscrit. Cette zone mal servie en puissance sera au contraire bien servie par l'antenne qui la précède.

La figure 3.36 montre les diagrammes de rayonnement simulé et mesuré du système dans le plan H à 5,6 GHz. Une bonne concordance entre mesure et simulation

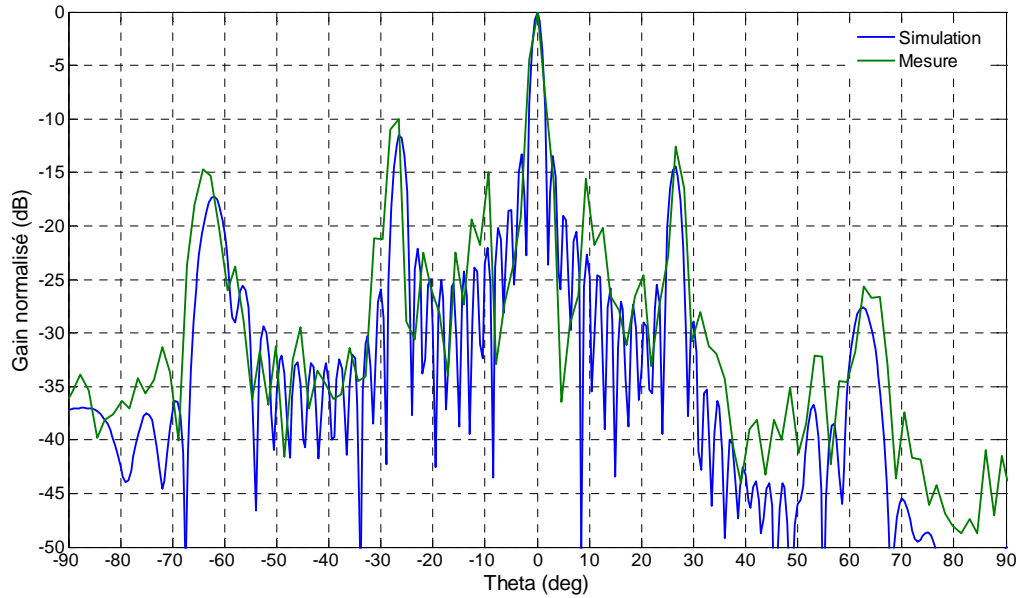


FIG.3.35 – Diagramme de rayonnement en site à 5,6 GHz

peut être notée mais nous n'avons pas pu échapper aux fluctuations qui apparaissent dans ce plan (qui correspond à la largeur de l'antenne). Ces ondulations proviennent principalement de l'instabilité de l'antenne dans ce plan lors de sa rotation puisque le mât n'était pas suffisamment rigide pour bien maintenir l'antenne.

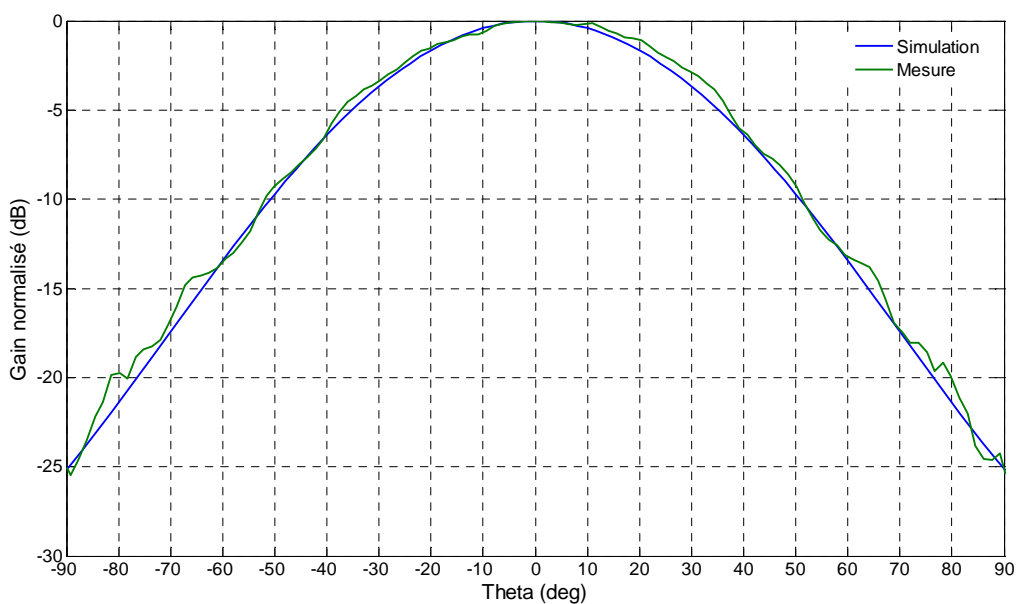


FIG.3.36 – Diagrammes de rayonnement en azimut à 5,6 GHz

La table 3.1 présente les valeurs obtenues en simulation et en mesure des angles d'ouverture à 3 dB dans les plans directif et sectoriel à la fréquence 5,6 GHz. La valeur obtenue dans le plan sectoriel répond bien au cahier des charges demandé.

TAB.3.1 – Angles d'ouverture à 3 dB à 5,6 GHz

	Simulation	Mesure
Plan directif	1,8°	1,65°
Plan sectoriel	53,9°	58°

3.4.6.3 Directivité et gain fréquentiel

La figure 3.37 montre les résultats de mesure et de simulation de la directivité de l'antenne et du gain réalisé du système constitué par l'antenne, le circuit de distribution et les câbles.

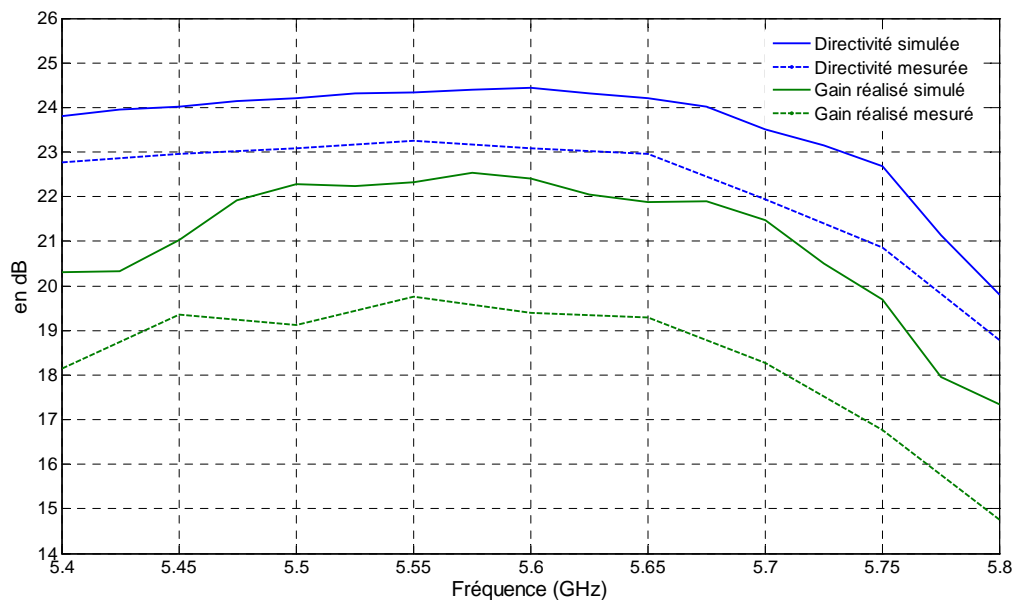


FIG.3.37 – Résultats de mesure et de simulation de la directivité et du gain réalisé

Cette figure montre que les courbes obtenues en mesure et en simulation ont les mêmes allures. Par contre, nous n'avons pas obtenu les mêmes valeurs en mesure.

En effet, l'écart entre les résultats de mesure et de simulation de la directivité (1 dB environ) pourrait être dû aux raisons suivantes :

- Comme nous l'avons déjà signalé précédemment, le niveau des lobes secondaires obtenu en mesure est de 6 dB de plus que celui en simulation à 10° et ce, pour toutes les fréquences considérées en mesure. Ceci est dû à des erreurs de réalisation des patches d'alimentation conduisant à des pondérations différentes.
- Le pas angulaire considéré en mesure était de $0,5^\circ$, mais cette valeur n'est pas suffisamment petite, surtout dans le plan qui correspond au lobe pincé (plan E) où l'angle d'ouverture est moins de $\pm 1^\circ$. Par suite, le calcul de la directivité effectuée par la plate-forme logicielle serait erroné.

D'autre part, le gain du système constitué par l'antenne et le circuit de distribution est influencé par les performances de ce dernier ainsi que les différentes pertes engendrées telles que les pertes dans les lignes imprimées, les câbles et les connecteurs. Mais comme nous pouvons le noter d'après la figure 3.37, nous n'avons pas eu le même écart entre directivité et gain réalisé en mesure et en simulation, bien que nous nous attendions à un même écart puisque nous avons obtenu quasiment les mêmes performances du circuit de distribution en mesure. En effet, l'erreur de mesure de la base de Satimo est estimée à ± 1 dB. En plus, le nombre de capteurs (12 capteurs dans le mi-espace supérieur) nous semble insuffisant vu les dimensions de l'antenne, ce qui conduit à un calcul non précis du gain du dispositif. Enfin, la bande de fréquence à 6 GHz est une bande limite pour la méthode de calcul effectuée dans la base de Satimo, les antennes généralement mesurées dans cette base fonctionnaient bien au-dessous de cette bande, ce qui nous a fait douter de la fiabilité des résultats obtenus.

3.4.7 Insertion de l'antenne dans un radôme

Pour des raisons de sécurité, nous avons décidé de protéger l'antenne dans un radôme que nous avons choisi. Le radôme, constitué de polycarbonate ($\epsilon_r = 2,9$; $\tan d = 1.10^{-3}$), est placé sur une mousse de maintien ($\epsilon_r = 1,23$; $\tan d = 2.10^{-3}$) directement collée sur la séquence de tiges métalliques de l'antenne SB. Cette mousse peut exister avec une épaisseur de 5 ou de 10 mm, le radôme ayant 3 mm d'épaisseur. La figure 3.38 présente l'antenne protégée dans le radôme.

3.4.7.1 Choix de l'épaisseur de la mousse de maintien

Notre but est de choisir l'épaisseur de la mousse de maintien (5 ou 10 mm) qui affecte le plus faiblement possible les performances de l'antenne. Ce but n'est atteint que si les propriétés de la nouvelle surface semi-réfléchissante qui est maintenant

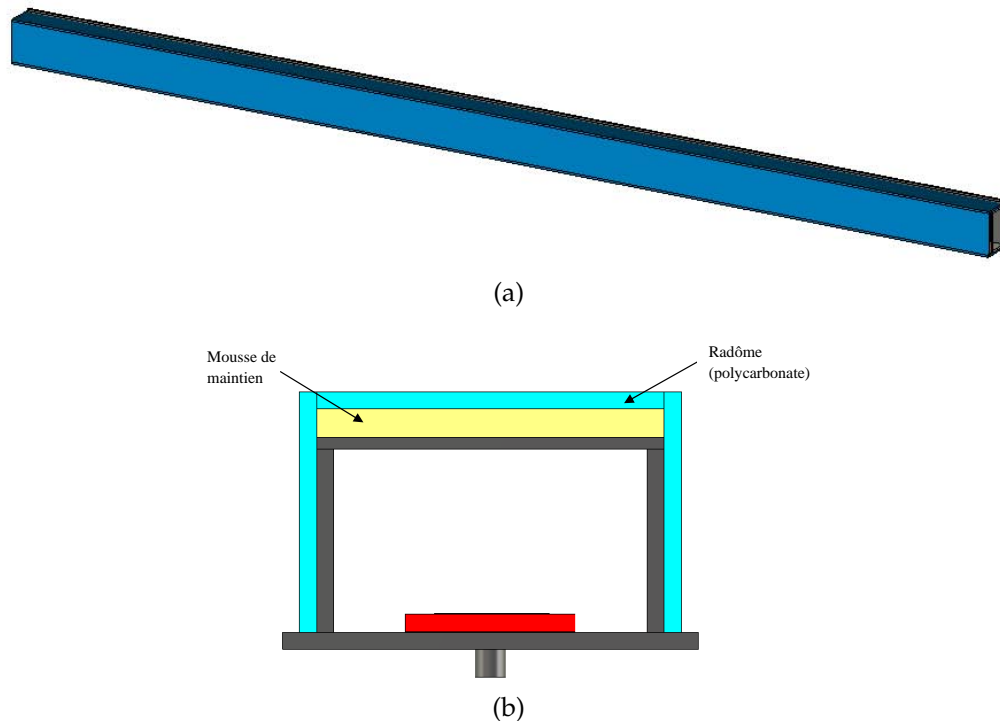


FIG.3.38 – L'antenne protégée dans le radôme. (a) Vue en perspective. (b) Vue transversale

formée par la séquence des tiges avec la mousse de maintien et le radôme, ne changent pas beaucoup par rapport au cas initial où cette surface était constituée seulement par la séquence des tiges.

La figure 3.39 montre la directivité de l'antenne sans et avec le radôme pour les deux valeurs de l'épaisseur de la mousse de maintien. Les dimensions de l'antenne initiale étant les mêmes pour l'instant. Comme le montre cette figure, une mousse de 5 mm subit un décalage fréquentiel de 100 MHz. Nous avons donc diminué la hauteur de la cavité résonante de 1 mm lorsque l'épaisseur de la mousse est de 5 mm afin de recaler la bande de fréquence sur la bande WiMAX.

En comparant les courbes verte et bleu-clair de la figure 3.39, nous remarquons que la directivité est moins affectée dans le cas d'une épaisseur de 5 mm. Donc ce sera le cas à considérer avec une hauteur de cavité de 32 mm. Notons que cette valeur de la hauteur est considérée entre le plan de masse et la face inférieure de la grille métallique de l'antenne.

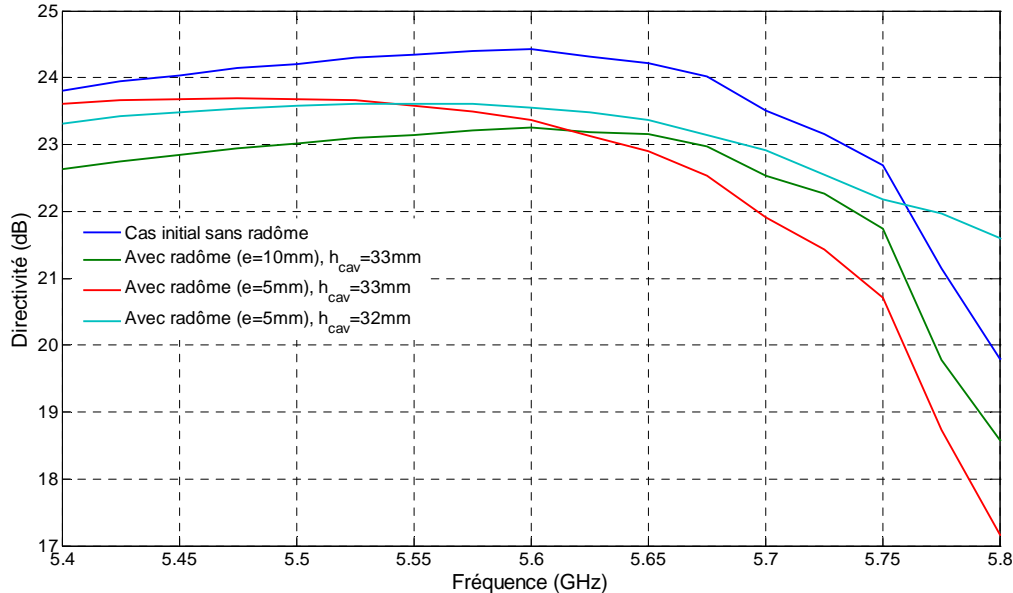


FIG.3.39 – Directivité de l'antenne sans et avec le radôme pour les deux valeurs de l'épaisseur de la mousse de maintien

3.4.7.2 Effets du radôme sur les performances de l'antenne

3.4.7.2.1 Adaptation

La figure 3.40 montre les puissances normalisées revenant dans les 12 accès de l'antenne protégée par le radôme choisi. Ces paramètres, qui tiennent compte du couplage entre les sources d'excitation, sont connus par les paramètres F . Lors de l'insertion du radôme, nous avons délicatement pu garder une meilleure adaptation de l'antenne sur toute la bande WiMAX 5,47 – 5,725 GHz.

3.4.7.2.2 Diagrammes de rayonnement

Le diagramme de rayonnement dans le plan E de l'antenne avec le radôme est montré sur la figure 3.41. D'après cette figure, l'insertion du radôme fait augmenter de 3 dB les lobes secondaires dans ce plan qui correspond au plan xOz de l'antenne. Mais ces augmentations, qui apparaissent à $26,5^\circ$, n'auront pas d'influence sur la couverture en termes de puissance reçue par les stations mises sur le train, comme nous le verrons plus tard dans le chapitre suivant.

D'autre part, si nous comparons les diagrammes de rayonnement dans le plan H (figure 3.42), nous remarquons une augmentation de l'angle d'ouverture de 6° dans ce plan ; il vaut 60° lorsque nous ajoutons le radôme.

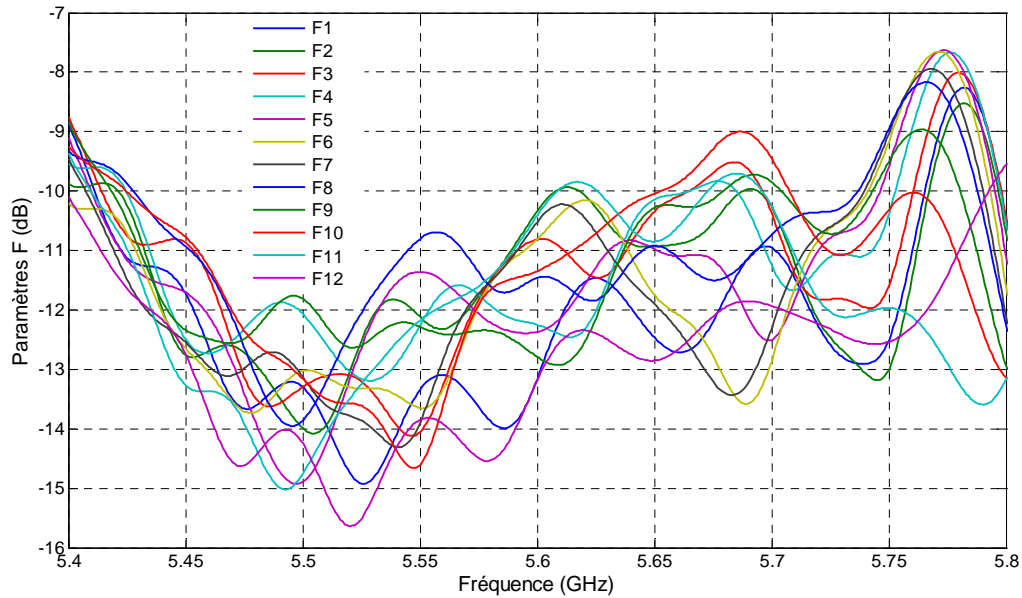


FIG.3.40 – Puissances normalisées revenant dans les 12 accès de l’antenne protégée par le radôme choisi

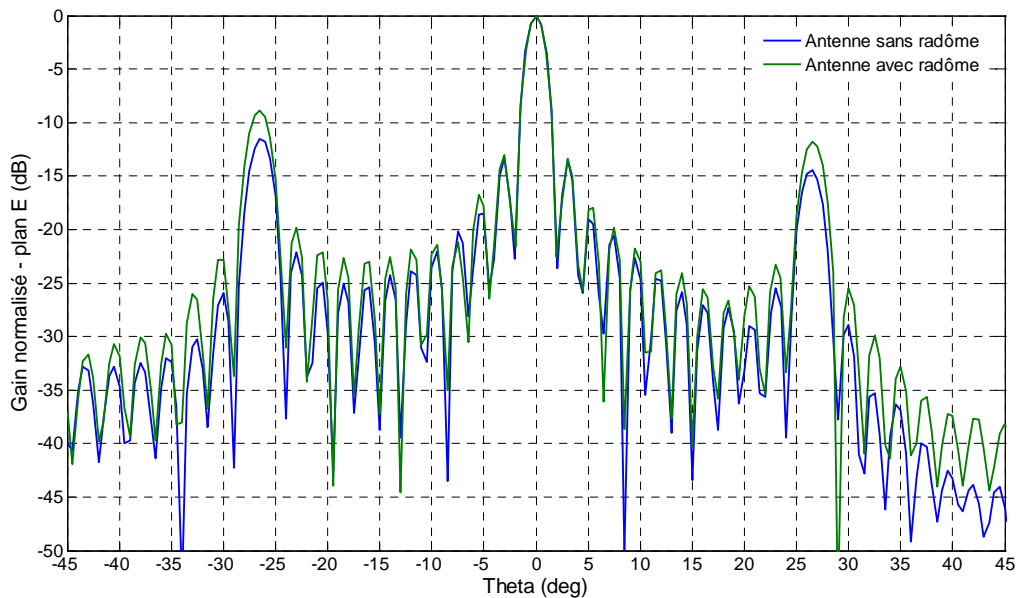


FIG.3.41 – Diagramme de rayonnement dans le plan E de l’antenne avec le radôme

3.5 Conclusion

Les travaux présentés dans ce chapitre ont été consacrés à la mise au point de l’antenne BIEM sectorielle finale qui sera utilisée sur la station de base communiquant

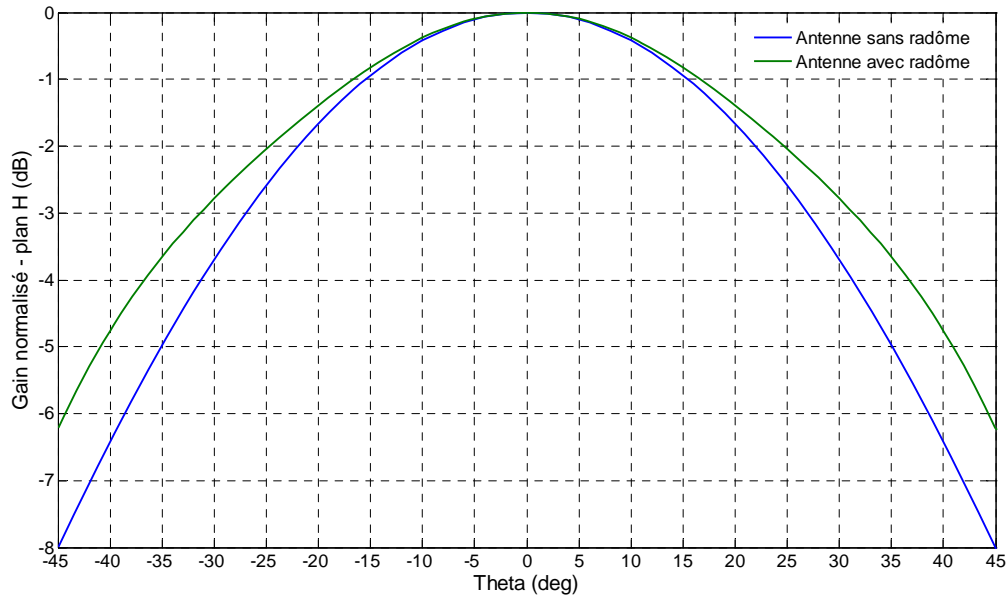


FIG.3.42 – Diagramme de rayonnement dans le plan H de l'antenne avec le radôme

avec le train, dans le cadre du projet THDT.

Dans la première partie, les principales caractéristiques de cette antenne, basées sur la technique de conception proposée dans le chapitre précédent, ont été présentées.

Dans la seconde partie, nous avons pu valider cette technique ainsi que d'autres considérations techniques par la réalisation d'un petit prototype.

La troisième partie a été consacrée à la réalisation de l'antenne définitive avec son circuit d'alimentation. Les résultats expérimentaux ont montré qu'il a été possible, avec une antenne BIEM sectorielle, de satisfaire l'intégralité du cahier des charges qui a été défini dans le premier chapitre : concevoir une antenne **sectorielle** (60° d'ouverture), à **fort gain** (24 dB), et **quasi-planaire** pouvant être accrochée sur un poteau vertical **sans encombrement**.

Maintenant que nous avons réalisé notre antenne, nous allons étudier et optimiser dans le quatrième et dernier chapitre la liaison entre la station de base et le train.

Chapitre 4

Prise en compte de la réflexion sur le sol dans la liaison SB - train et optimisation

Sommaire

4.1	Introduction	130
4.2	Bilan de liaison sans tenir compte de la réflexion sur le sol	132
4.2.1	Les antennes	132
4.2.2	Bilan de liaison	133
4.3	Prise en compte de la réflexion sur le sol	135
4.3.1	Modèles asymptotiques à deux rayons : cas d'antennes ayant un gain constant	135
4.3.2	Influence de l'antenne sectorielle SB polarisée TM	141
4.3.3	Influence de l'antenne directive située sur le train polarisée TM	144
4.3.4	Analyse du bilan de liaison	147
4.3.5	Impact de la hauteur de l'antenne SB	148
4.4	Optimisation	151
4.4.1	Changement de la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne SB	152
4.4.2	Changement de la polarisation des antennes	162
4.5	Conclusion	169

4.1 Introduction

Maintenant que nous venons de montrer dans le troisième chapitre que l'on pouvait avoir des antennes grand gain, réalisables à prix non exorbitant du point de vue industriel et répondant au cahier des charges, nous allons nous intéresser dans ce présent chapitre au bilan de liaison établi entre l'antenne de station de base et celle située sur le train.

Dans les communications sans fil point-à-point, la propagation de l'onde dans l'atmosphère et aussi dans l'eau souffre du problème d'évanouissement qui dégrade les performances des systèmes radio. Généralement, ce problème est dû à plusieurs phénomènes physiques, tels que la réflexion sur le sol, la diffraction, la diffusion, etc.

Les auteurs dans [73] ont étudié l'effet des rayons réfléchis sur le sol et des inhomogénéités de l'atmosphère sur l'évanouissement du signal reçu. Une nouvelle dérivation du coefficient de réflexion sur le sol a été également proposée dans [74]. D'autres auteurs se sont intéressés dans leurs études à la formulation et à la modélisation des problèmes de propagation en utilisant des approches déterministes et stochastiques [75], [76]. D'autres ont proposé un modèle à partir de la mesure des paramètres de canal et l'ont ensuite introduit dans le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le but de voir l'influence de l'évanouissement du signal sur les performances du système de communication [77], [78], [79].

Néanmoins, ces études se sont limitées sur la modélisation et la formulation des problèmes d'évanouissement du signal reçu, sans s'intéresser à les résoudre. Ce chapitre est dédié à proposer plusieurs solutions dans le but d'améliorer la qualité du signal reçu par les utilisateurs à bord du train le long de son trajet sur la voie ferrée.

Parmi les phénomènes physiques de propagation, **seule la réflexion sur le sol sera étudiée** dans ce chapitre lors du calcul de la puissance reçue par l'antenne train **puisque'elle est systématique et la plus importante**. Lors de notre étude, le sol sera considéré comme parfaitement conducteur. D'ailleurs, c'est un cas très défavorable par rapport à ce qui se passe en réalité : le rayon incident subit une réflexion totale et le champ réfléchi sera intégralement additionné au champ direct émis.

Le plan de ce chapitre sera comme suit :

Tout d'abord, nous partons de la formule de Friis en espace libre, où nous intégrons les diagrammes de rayonnement réels des antennes de station de base et train.

Ensuite, le bilan de liaison sera modifié en introduisant le champ total résultant de la superposition du champ incident et réfléchi par le sol. Comme nous allons le voir, le

signal reçu par le train subit un fort évanouissement pendant une certaine période de temps.

L'étape suivante consiste à mettre en place plusieurs propositions afin de remédier à ce problème.

Dans tout ce chapitre, l'atténuation dans le milieu sera considérée de 1 dB/km pour les raisons déjà mentionnées dans le premier chapitre de ce manuscrit.

4.2 Bilan de liaison sans tenir compte de la réflexion sur le sol

4.2.1 Les antennes

4.2.1.1 Antenne de station de base

Comme nous le savons, l'antenne station de base est une antenne sectorielle ayant un lobe très directif en site et large en azimut. La figure 1 4.1 montre l'antenne et le diagramme de rayonnement 3D à la fréquence 5,6 GHz. Le diagramme de rayonnement dans le plan $\Phi = 0^\circ$ est illustré sur la figure 4.2.

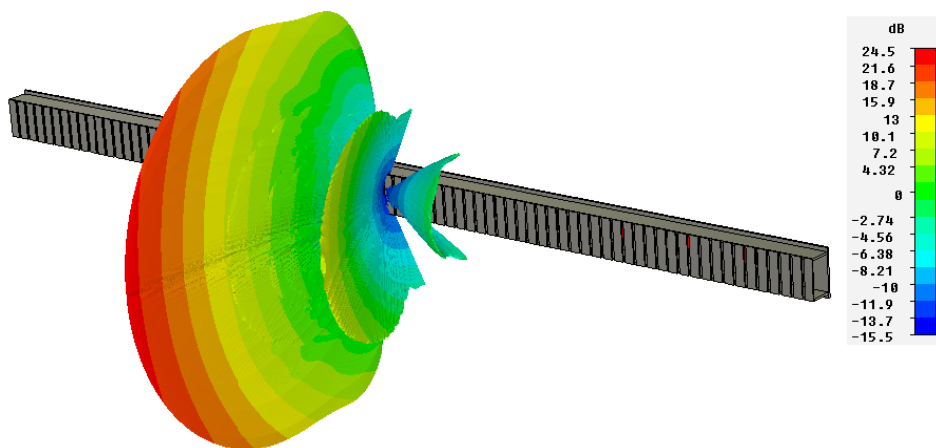


FIG.4.1 – L'antenne station de base et son diagramme de rayonnement 3D à 5,6 GHz

4.2.1.2 Antenne sur le train

L'antenne située sur le train est une antenne directive à grand gain (24 dB). Cette antenne fait le sujet d'un projet de thèse en cours de préparation dans le laboratoire XLIM en partenariat avec CISTEME¹, dans le cadre du projet THDT. Elle est constituée d'un plan réflecteur placé sur le toit du train, sur lequel se trouve un réseau d'antennes fil-plaques [80]. **Dans ce manuscrit, nous nous contentons de présenter une photographie de l'antenne (figure 4.3) et son diagramme de rayonnement dans le plan $\Phi = 0^\circ$ à 5,6 GHz (figure 4.4).**

¹Centre d'Ingénierie des Systèmes en Télécommunications ElectroMagnétisme et Electronique, ESTER Technopole, Limoges

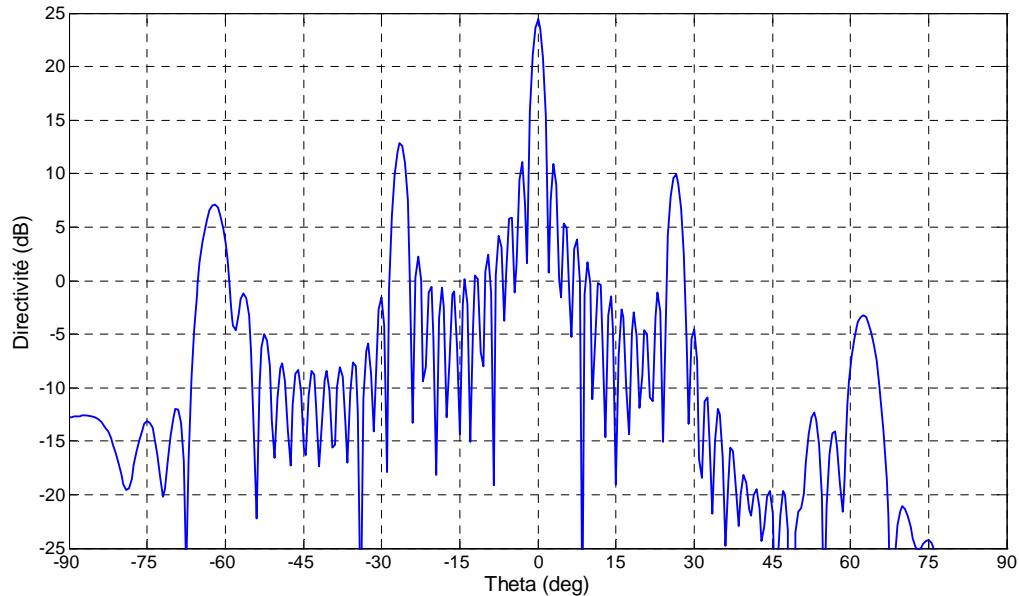


FIG.4.2 – Diagramme de rayonnement de l'antenne station de base dans le plan $\Phi = 0^\circ$, à 5,6 GHz

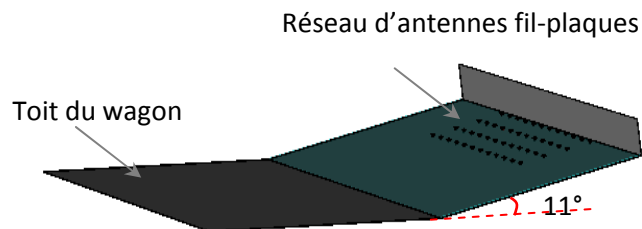


FIG.4.3 – Description de l'antenne située sur le train

4.2.2 Bilan de liaison

Dans un premier temps, nous ne considérons pas le phénomène de la réflexion de l'onde sur le sol. En espace libre, la puissance reçue par l'antenne située sur le train en voie descendante a été donnée dans le premier chapitre, formule (1.1). Cette puissance, calculée pour les positions du train allant de 0 à 8 km par rapport à la station de base, est illustrée sur la figure 4.5.

Comme le montre cette figure, la puissance à la réception est bien au-dessus du seuil -110 dB lorsque le train se déplace sur 8 km de voie à partir de la station de base. Mais en réalité, ce n'est pas tout à fait ce qui se passe concrètement. En effet, lorsque l'onde électromagnétique émise par la station de base en voie descendante rencontre une surface séparant deux milieux ayant des constantes diélectriques

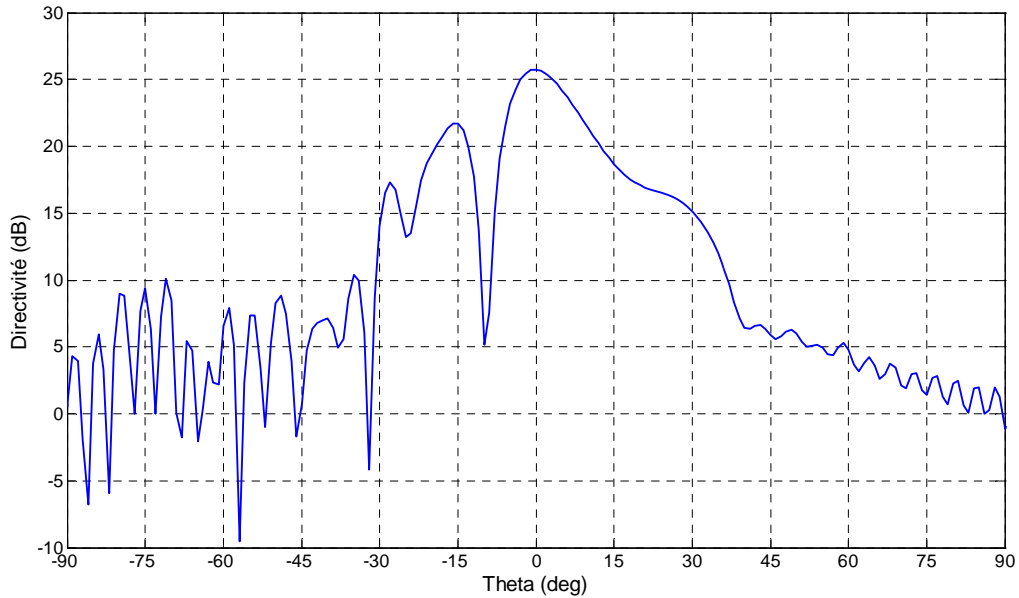


FIG.4.4 – Diagramme de rayonnement de l'antenne située sur le train dans le plan $\Phi = 0^\circ$, à 5,6 GHz

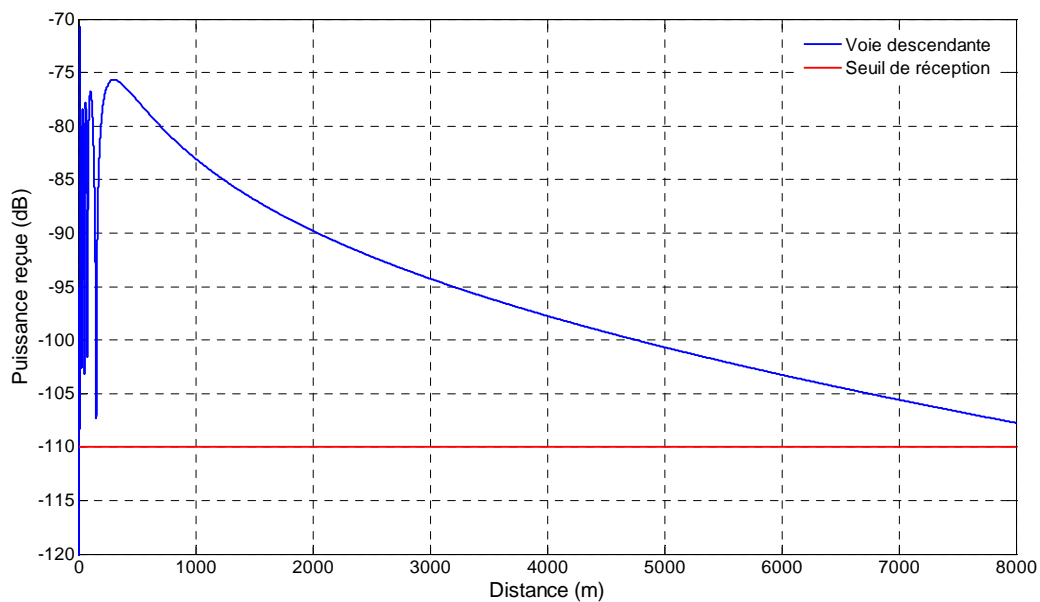


FIG.4.5 – Puissance reçue par l'antenne située sur le train, en voie descendante, sans tenir compte du sol

différentes - c'est le cas du sol -, elle subit plusieurs phénomènes physiques (réflexion, diffraction, diffusion, etc.). Parmi ces phénomènes, seule la réflexion sera étudiée dans

ce manuscrit puisqu'elle est systématique et la plus importante. Donc, dans le calcul du bilan de liaison, nous allons désormais considérer outre que le trajet direct, le trajet réfléchi par le sol. Ce dernier sera considéré comme un plan conducteur parfait. En fait, c'est le cas le plus draconien possible puisque si le sol était par exemple plan mais rugueux, le rayon réfléchi serait éparpillé dans plusieurs directions sans pouvoir rejoindre le rayon incident dans son trajet.

4.3 Prise en compte de la réflexion sur le sol

4.3.1 Modèles asymptotiques à deux rayons : cas d'antennes ayant un gain constant

Considérons le modèle asymptotique à deux rayons, représenté sur la figure 4.6. Le champ total reçu par le train situé au point M n'est que la somme complexe des champs électriques direct et réfléchi. Chacun de ces champs arrive avec une atténuation en espace libre de l'ordre de $1/r$, et également avec un déphasage de $-jkr$, avec r est la longueur du trajet.

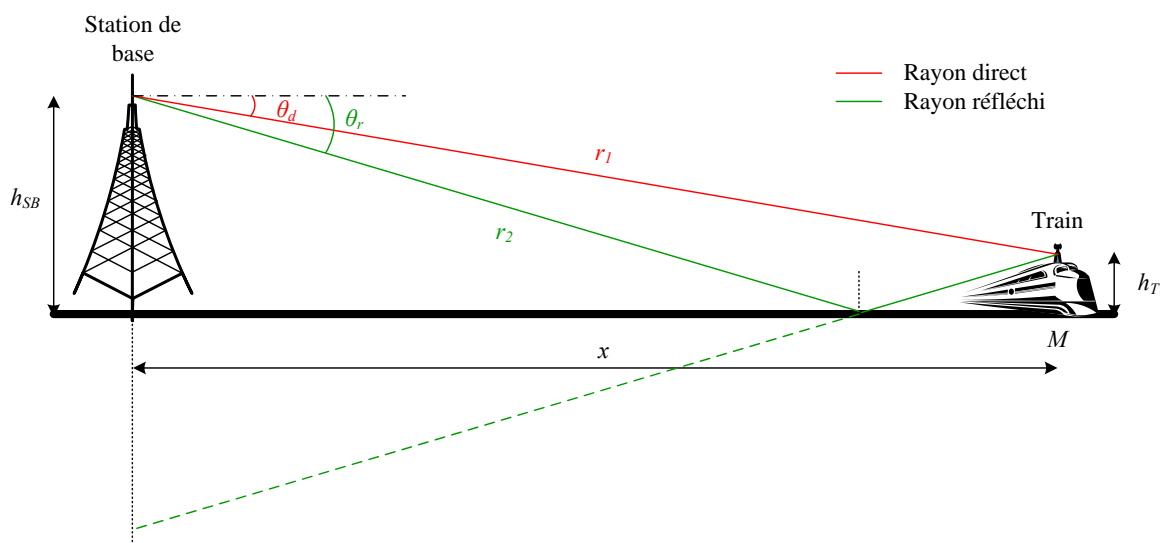


FIG.4.6 – Trajets direct et réfléchi d'une liaison point-à-point sans fil entre la station de base et le train

Les formes complexes de ces champs sont données par les expressions (4.1) et (4.2).

$$\dot{\mathbf{E}}_d(x) = \frac{\dot{\mathbf{E}}_i(\theta_d)}{r_1} \exp(-jkr_1) \quad (4.1)$$

$$\dot{\mathbf{E}}_r(x) = R(\theta_r) \frac{\dot{\mathbf{E}}_i(\theta_r)}{r_2} \exp(-jkr_2) \quad (4.2)$$

Avec θ_d et θ_r représentent les angles auxquels se trouvent les rayons direct et réfléchi respectivement, à chaque position x du train. $\dot{\mathbf{E}}_i(\theta_d)$ et $\dot{\mathbf{E}}_i(\theta_r)$ dénotent les valeurs complexes (modules et phases) des champs incidents rayonnés par l'antenne SB et qui correspondent aux trajets direct et réfléchi respectivement. $R(\theta_r)$ représente le coefficient de réflexion de l'onde (annexe E) correspondant au trajet réfléchi, donc à l'angle θ_r .

Par suite le champ reçu au point M s'exprime par :

$$\dot{\mathbf{E}}_T(x) = \dot{\mathbf{E}}_d(x) + \dot{\mathbf{E}}_r(x) \quad (4.3)$$

Notons que les angles θ_d et θ_r s'expriment en fonction de la distance x comme suit :

$$\theta_d(x) = \arctan \frac{h_{SB} - h_T}{x} \quad (4.4)$$

$$\theta_r(x) = \arctan \frac{h_{SB} + h_T}{x} \quad (4.5)$$

sachant que h_{SB} et h_T représentent les hauteurs de la station de base et du train, respectivement.

Lorsque l'incidence est rasante, les modèles asymptotiques prenant compte de la réflexion sur le sol reposent sur les deux approximations suivantes :

$$\begin{cases} x \gg (h_{SB} + h_T) \\ \theta_d \approx \theta_r \end{cases} \quad (4.6)$$

Dans la suite, nous étudierons l'écart angulaire de façon plus rigoureuse puisque les antennes d'émission et de réception ont des diagrammes de rayonnement directs si bien qu'un léger écart angulaire puisse entraîner des écarts de puissance rayonnée.

Puisqu'en incidence rasante, le coefficient de réflexion de l'onde $R(\theta)$ tend vers -1 dans le cas d'une polarisation TE (\mathbf{E} est perpendiculaire au plan d'incidence) et vers

1 dans le cas d'une polarisation TM (\mathbf{E} se trouve dans le plan d'incidence) [81], il conviendra de traiter séparément ces deux cas.

Dans ce paragraphe, nous considérons un modèle asymptotique ainsi que des antennes d'émission et de réception ayant un gain constant quelque soit l'angle θ . Le but pour le moment c'est de connaître comment le bilan de liaison est modifié par la réflexion sur le sol.

4.3.1.1 Bilan de liaison approché dans le cas d'une polarisation TE

Dans le cas d'une polarisation TE, l'équation (4.3) devient, pour une incidence rasante :

$$\dot{\mathbf{E}}_T(x) = \dot{\mathbf{E}}_i(\theta_d) \frac{\exp(-jkr_1)}{r_1} \left[1 - \frac{r_1}{r_2} \exp(-jk(r_2 - r_1)) \right] \quad (4.7)$$

Notons que dans cette équation, nous avons considéré que les champs incidents direct et réfléchi ont les **mêmes amplitudes et phases** sur les trajets correspondant aux angles θ_d et θ_r . Or **cela n'est valable que pour une antenne d'émission ayant un gain constant** quelque soit l'angle d'incidence.

Les expressions de r_1 et r_2 sont données par les relations :

$$\begin{cases} r_1 = \sqrt{(h_{SB} - h_T)^2 + x^2} \\ r_2 = \sqrt{(h_{SB} + h_T)^2 + x^2} \end{cases} \quad (4.8)$$

Dans les conditions (4.6), nous pouvons dire que le rapport $\frac{r_1}{r_2} \approx 1$ et que $r_1 + r_2 \approx 2x$. Il nous reste d'exprimer la grandeur $\Delta r = r_2 - r_1$.

Nous avons : $r_2^2 - r_1^2 = (r_2 - r_1)(r_2 + r_1) = [x^2 + (h_{SB} + h_T)^2] - [x^2 + (h_{SB} - h_T)^2] = 4h_{SB}h_T$. Par suite :

$$\Delta r = r_2 - r_1 \approx \frac{2h_{SB}h_T}{x} \quad (4.9)$$

Ainsi l'équation (4.7) devient :

$$\dot{\mathbf{E}}_T(x) = \dot{\mathbf{E}}_i(\theta_d) \frac{\exp(-jkr_1)}{r_1} (1 - \exp(-jk\Delta r)) \quad (4.10)$$

Lorsque nous prenons en compte la réflexion sur le sol, les contributions des champs direct et réfléchi peuvent arriver en phase ou en opposition de phase au récepteur. Cela engendre des phénomènes d'interférences constructives ou destructives. Pour déterminer approximativement les maxima de champ et les minima de champ, nous pouvons exprimer la différence de phase $\Delta\Phi$ entre le trajet direct et le

trajet réfléchi. Dans le cas TE, en prenant en compte la phase du coefficient de réflexion, nous avons :

$$\Delta\Phi = \Phi_r - \Phi_d = (\pi + kr_2) - (kr_1) = \pi + k\Delta r = \pi + \frac{4\pi h_{SB}h_T}{\lambda x} \quad (4.11)$$

Ainsi, les maxima et minima de champ sont visibles lorsque :

$$\begin{cases} \pi + \frac{4\pi h_{SB}h_T}{\lambda x} = (2m + 1)\pi, & m \geq 1 \text{ pour les minima} \\ \pi + \frac{4\pi h_{SB}h_T}{\lambda x} = 2m\pi, & m \geq 1 \text{ pour les maxima} \end{cases} \quad (4.12)$$

Cela correspond à des positions de maxima et minima approximativement égales à :

$$\begin{cases} x_{\text{minima}} = \frac{2\pi h_{SB}h_T}{\lambda m} \\ x_{\text{maxima}} = \frac{4\pi h_{SB}h_T}{\lambda(2m-1)} \end{cases} \quad (4.13)$$

Le dernier trou de champ, en polarisation TE, sera positionné à une distance d'environ : $x_{\text{dernier trou}} = \frac{2\pi h_{SB}h_T}{\lambda}$ de l'émetteur.

Dans le cas d'antennes ayant un gain constant, les minima seront des zéros de champ. **Dans la réalité, il faudra prendre en compte les diagrammes de rayonnement des antennes.**

Mais ce qui nous intéresse pour l'instant, c'est de connaître l'impact de la réflexion sur le sol sur le bilan de liaison. Pour cela, nous allons exprimer le module du champ reçu, en repartant de l'équation (4.10) :

$$\|\dot{\mathbf{E}}_T\| (x) = \frac{\|\dot{\mathbf{E}}_i\| (\theta_d)}{r_1} \sqrt{(1 - \cos(k\Delta r))^2 + (\sin(k\Delta r))^2} \quad (4.14)$$

Soit :

$$\|\dot{\mathbf{E}}_T\| (x) = \frac{\|\dot{\mathbf{E}}_i\| (\theta_d)}{r_1} \sqrt{2 - 2 \cos(k\Delta r)} \quad (4.15)$$

En utilisant la relation trigonométrique $\sin^2 \frac{x}{2} = \frac{1 - \cos x}{2}$, nous aurons :

$$\|\dot{\mathbf{E}}_T\| (x) = \frac{\|\dot{\mathbf{E}}_i\| (\theta_d)}{r_1} 2 \left| \sin \left(\frac{2\pi h_{SB}h_T}{\lambda x} \right) \right| \quad (4.16)$$

A partir de cette formule, nous nous apercevons que l'amplitude du trajet direct est modulée par un sinus, traduisant l'impact de la réflexion sur les évanouissements du signal reçu.

En passant en puissance, le bilan de la liaison, dans le cas d'antennes à gain constant en polarisation TE, s'écrit :

$$P_r^T(x) = P_e^{SB} G_{SB} G_T \left(\frac{\lambda}{4\pi x} \right)^2 4 \sin^2 \left(\frac{2\pi h_{SB} h_T}{\lambda x} \right) \quad (4.17)$$

Lorsque $x \gg \frac{2\pi h_{SB} h_T}{\lambda}$, nous pouvons dire que $\sin \left(\frac{2\pi h_{SB} h_T}{\lambda x} \right) \approx \frac{2\pi h_{SB} h_T}{\lambda x}$ et le bilan de liaison peut être approximé par :

$$P_r^T(x) = P_e^{SB} G_{SB} G_T \frac{h_{SB}^2 h_T^2}{x^4} \quad (4.18)$$

A partir d'une distance $x \gg \frac{2\pi h_{SB} h_T}{\lambda}$, la puissance décroît proportionnellement à $\frac{1}{x^4}$ et ne dépend plus de la fréquence mais uniquement des hauteurs d'émission et de réception. Ce modèle suppose bien évidemment que le trajet réfléchi existe toujours et ne prend pas en compte les éventuelles réflexions et diffractions par d'autres obstacles de l'environnement.

4.3.1.2 Bilan de liaison approché dans le cas d'une polarisation TM

Dans le cas d'une polarisation TM, le coefficient de réflexion tend vers +1. Ainsi, le champ reçu au point M s'écrit :

$$\dot{\mathbf{E}}_T(x) = \dot{\mathbf{E}}_i(\theta_d) \frac{\exp(-jk r_1)}{r_1} (1 + \exp(-jk \Delta r)) \quad (4.19)$$

La différence de phase Δr entre le trajet direct et le trajet réfléchi s'exprime alors par :

$$\Delta \Phi = \Phi_r - \Phi_d = (k r_2) - (k r_1) = k \Delta r = \frac{4\pi h_{SB} h_T}{\lambda x} \quad (4.20)$$

Ainsi, les maxima et minima de champ sont visibles lorsque :

$$\begin{cases} \frac{4\pi h_{SB} h_T}{\lambda x} = (2m - 1)\pi, & m \geq 1 \text{ pour les minima} \\ \frac{4\pi h_{SB} h_T}{\lambda x} = 2m\pi, & m \geq 1 \text{ pour les maxima} \end{cases} \quad (4.21)$$

Cela correspond à des positions de maxima et minima approximativement égales à :

$$\begin{cases} x_{\text{minima}} = \frac{4\pi h_{SB} h_T}{\lambda(2m-1)} \\ x_{\text{maxima}} = \frac{2\pi h_{SB} h_T}{\lambda m} \end{cases} \quad (4.22)$$

Le dernier trou de champ, en polarisation TM, sera positionné à une distance d'environ $x_{\text{dernier trou}} = \frac{4\pi h_{SB}h_T}{\lambda}$ de l'émetteur. Par ailleurs, les positions des trous en polarisation TM correspondent aux positions des maxima en polarisation TE et vice-versa.

En utilisant la relation trigonométrique $\cos^2 \frac{x}{2} = \frac{1+\cos x}{2}$, nous aurons :

$$\|\dot{\mathbf{E}}_T\|(x) = \frac{\|\dot{\mathbf{E}}_i\|(\theta_d)}{r_1} 2 \left| \cos \left(\frac{2\pi h_{SB}h_T}{\lambda x} \right) \right| \quad (4.23)$$

Ainsi, le bilan de la liaison, dans le cas d'antennes à gain constant en polarisation TM, s'écrit :

$$P_r^T(x) = P_e^{SB} G_{SB} G_T \left(\frac{\lambda}{4\pi x} \right)^2 4 \cos^2 \left(\frac{2\pi h_{SB}h_T}{\lambda x} \right) \quad (4.24)$$

Dans le cas où $x \gg \frac{2\pi h_{SB}h_T}{\lambda}$, nous avons $\cos \left(\frac{2\pi h_{SB}h_T}{\lambda x} \right) \approx 1$ et la puissance reçue peut être approximée par :

$$P_r^T(x) = P_e^{SB} G_{SB} G_T \left(\frac{\lambda}{2\pi x} \right)^2 \quad (4.25)$$

Dans ce cas, **la contribution du champ réfléchi est toujours constructive** et la puissance reçue est supérieure qu'en espace libre de 6 dB.

4.3.1.3 Tracés des bilans de liaison approchés dans les deux cas TE et TM

La figure 4.7 illustre les puissances reçues en voie descendante par l'antenne située sur le train tenant compte de la réflexion sur le sol, en considérant les modèles asymptotiques définis ci-dessus (équations (4.17), (4.18), (4.24) et (4.25)) dans les deux cas TE et TM. Les paramètres de la simulation sont les suivants :

- La hauteur de l'antenne émettrice de station de base est de 10 m.
- La hauteur de l'antenne réceptrice située sur le train est de 4 m.
- Les antennes émettrice et réceptrice ont des gains constants, soient $10 \log(P_e^{SB} G_{SB}) = 0$ et $10 \log(G_T) = 24$ dB.
- La distance x varie de 0 à 10 km.
- La fréquence est de 5,6 GHz.

Nous retrouvons dans la figure 4.7 les positions des derniers trous pour chacune des polarisations :

- Polarisation TE : $x_{TE} = \frac{2h_{SB}h_T}{\lambda} \approx 1,5$ km.

– Polarisation TM : $x_{TM} = \frac{4h_{SB}h_T}{\lambda} \approx 3 \text{ km}$.

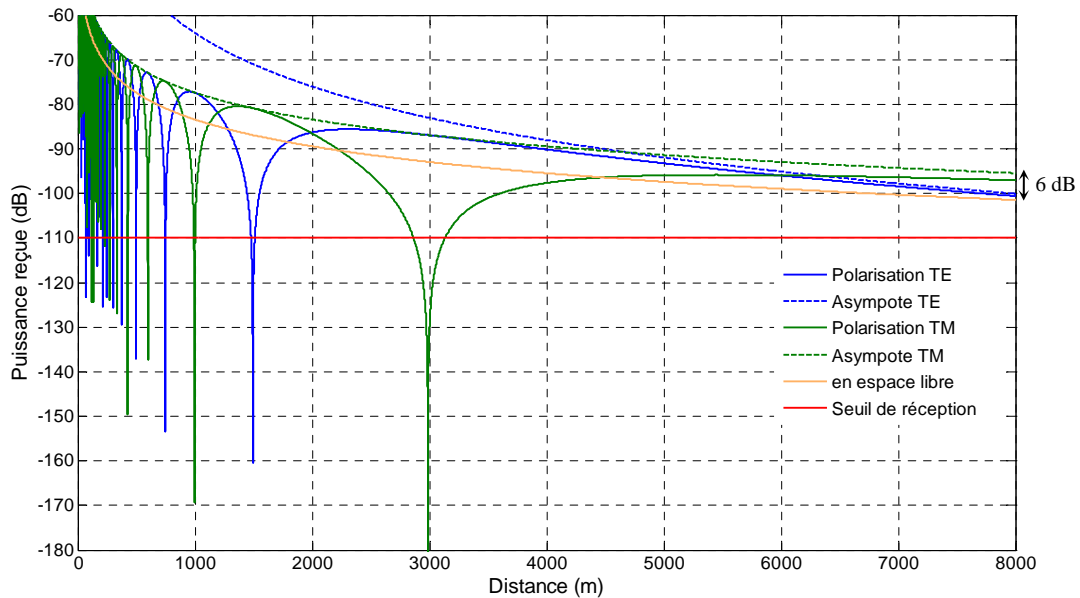


FIG.4.7 – Bilan de liaison en fonction de la polarisation à l'émission

La liaison entre la station de base et le train sera donc coupée à ces endroits (x_{TE} et x_{TM}) pendant un certain temps.

Dans la suite, nous allons étudier le cas le plus réel lorsque **nous tenons compte des diagrammes des deux antennes mises en jeu**. En plus, nous traitons le cas d'une **polarisation verticale** (ou TM) car l'antenne située sur le train, comme nous l'avons dit, fonctionne obligatoirement en polarisation verticale.

4.3.2 Influence de l'antenne sectorielle SB polarisée TM

Après avoir vu comment la réflexion sur le sol engendre des évanouissements dans la puissance reçue, passons maintenant au cas le plus réel, en tenant compte du diagramme de l'antenne d'émission dans le calcul du bilan de liaison. L'antenne située sur le train est supposée avoir, pour l'instant, un gain constant.

Dans ce cas, la formule de Friis n'est plus valable puisqu'à **chaque angle du trajet direct θ_d correspond une valeur de gain différente de celle du gain correspondant à l'angle θ_r du trajet réfléchi correspondant**. Cela revient à ce que le gain de l'antenne d'émission varie maintenant en fonction de l'angle.

Nous avons donc cherché à exprimer la puissance reçue d'une autre manière, et

cette fois en fonction du champ électrique rayonné par l'antenne de station de base (**en voie descendante**).

La densité de puissance dP rayonnée par unité de surface à une distance x de l'émetteur s'écrit sous la forme :

$$dP(x) = \|\dot{\mathbf{E}}\| \cdot \|\dot{\mathbf{H}}\| \quad (4.26)$$

avec $\dot{\mathbf{E}}$ est la valeur complexe du champ électrique (V/m) et $\dot{\mathbf{H}}$ est celle du champ magnétique (A/m) à la distance x .

Or, les amplitudes de $\dot{\mathbf{E}}$ et $\dot{\mathbf{H}}$ sont liées par l'impédance du vide selon l'équation :

$$\frac{\|\mathbf{E}\|}{\|\mathbf{H}\|} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi(\Omega) \quad (4.27)$$

avec μ_0 et ϵ_0 dénotent la constante diélectrique et la perméabilité magnétique du vide, respectivement.

La densité surfacique de puissance devient donc :

$$dP(x) = \frac{\|\dot{\mathbf{E}}\|^2}{120\pi} \quad (4.28)$$

La puissance reçue par l'antenne située sur le train n'est que le produit de la densité surfacique de puissance $dP(x)$ et l'aire effective de l'antenne de réception donnée par $A_r = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r$. Par suite, son expression est la suivante :

$$P_r^T(x) = \frac{\|\dot{\mathbf{E}}\|^2}{120\pi} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_T \quad (4.29)$$

Dans le cas où l'on considère la réflexion sur le sol, le champ $\dot{\mathbf{E}}$ figurant dans la formule 4.29 n'est que la somme complexe des champs $\dot{\mathbf{E}}_d(\theta_d)$ et $\dot{\mathbf{E}}_r(\theta_r)$ correspondant aux trajets direct et réfléchi, respectivement. Notons que la valeur de G_T reste la même pour les deux trajets puisque nous considérons pour l'instant que l'antenne située sur le train garde un gain constant quel que soit l'angle θ . Par ailleurs, nos calculs seront effectués à partir des expressions complexes des champs directs et des champs réfléchis correspondants, selon les équations (4.1) et (4.2).

D'autre part, et afin de bénéficier du maximum de rayonnement dans la direction de l'antenne réceptrice, il convient de tilter l'antenne de la station de base suivant la portée maximale D_{max} de cette dernière. Or la portée maximale a été fixée à 8 km. La

valeur du tilt angulaire, noté θ_{tilt} , est calculée par l'expression suivante :

$$\theta_{tilt} = \tan^{-1} \left(\frac{h_{SB} - h_T}{D_{max}} \right) \quad (4.30)$$

Nous trouvons la valeur $\theta_{tilt} = 0,04^\circ$. Ainsi, les simulations prendront désormais en compte cet angle de tilt. Rappelons que **seule la moitié du diagramme nous intéresse dans le calcul du bilan de liaison**.

Tout calcul fait, la puissance reçue par l'antenne située sur le train est illustrée sur la figure 4.8, comparée au cas où les deux antennes ont un gain constant.

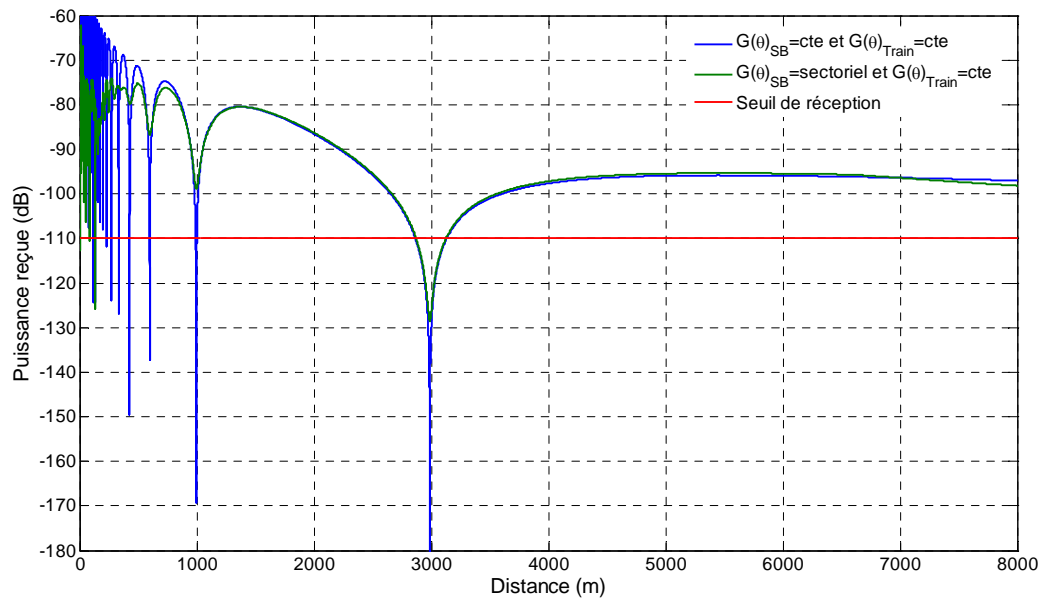


FIG.4.8 – Puissance reçue tenant compte du diagramme de l'antenne de la station de base sectorielle

De cette figure, nous constatons que la prise en compte d'un diagramme de rayonnement directif dans le plan d'incidence (plan vertical) permet de minimiser légèrement la profondeur des évanouissements du signal reçu. Mais nous avons toujours le problème de coupure de la liaison au même endroit.

Pour le dernier évanouissement du signal ($x = \frac{4h_{SB}h_T}{\lambda}$), le trajet réfléchi se trouve à $0,26^\circ$ pour une hauteur de l'antenne d'émission de 10 m. Ceci explique la profondeur de l'évanouissement puisque pour cette valeur de θ_r , nous sommes toujours dans le lobe principal. Plus l'évanouissement est proche de la station de base, moins il est profond car l'angle du trajet réfléchi augmente. Pour s'en convaincre, la figure 4.9 montre l'allure du gain dans les directions incidente et réfléchie.

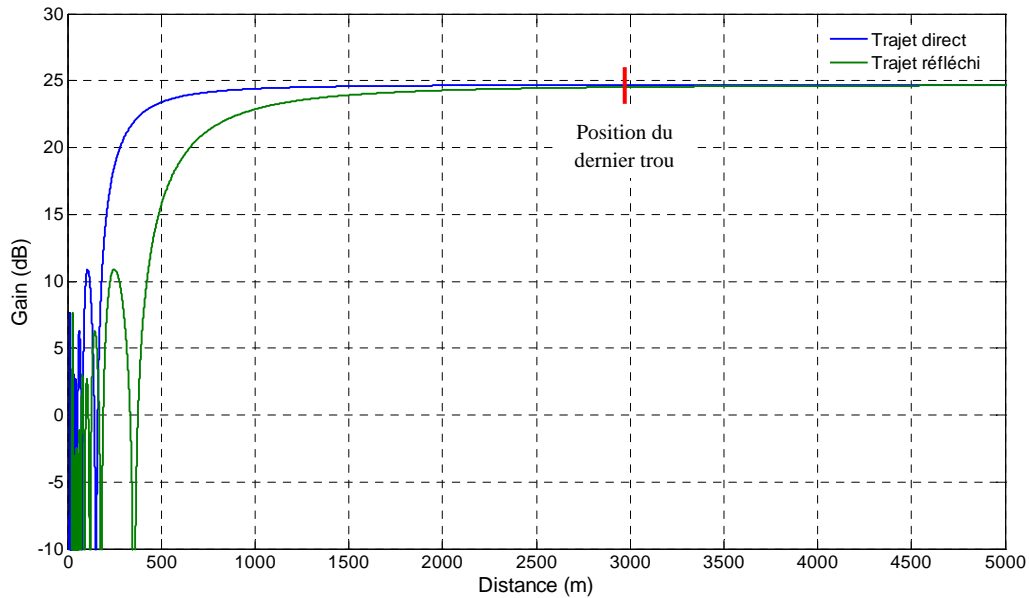


FIG.4.9 – Gain de l'antenne de station de base pour chacun des trajets direct et réfléchi en fonction de la distance

De cette figure, nous remarquons en effet que le dernier trou, situé à 3 km dans cette configuration, est profond car les gains de chaque trajet sont quasiment les mêmes.

4.3.3 Influence de l'antenne directive située sur le train polarisée TM

Dans ce paragraphe, les diagrammes de rayonnement de l'antenne de station de base et de l'antenne située sur le train seront à la fois pris en compte dans le calcul de la puissance reçue. Dans ce cas, ni la formule de Friis ni l'équation (4.29) ne nous permettent de faire ce calcul. En effet, comme le montre la figure 4.10, pour le même trajet, que ce soit direct ou réfléchi, à chaque valeur de gain de l'antenne SB va correspondre une valeur de gain de l'antenne train. Donc, à la réception par exemple, le gain pour un angle θ_d du trajet direct est différent de celui du trajet réfléchi qui se trouve à l'angle θ_r correspondant.

D'où la nécessité de chercher une méthode nous rendant capables d'additionner les contributions des deux puissances reçues pour les deux trajets séparément. La solution que nous proposons est d'utiliser le **théorème de superposition**. En effet, nous calculons la tension à la réception obtenue en additionnant les deux tensions correspondant aux trajets direct et réfléchi, pris séparément. Ensuite, nous montons en puissance pour calculer le bilan de liaison.

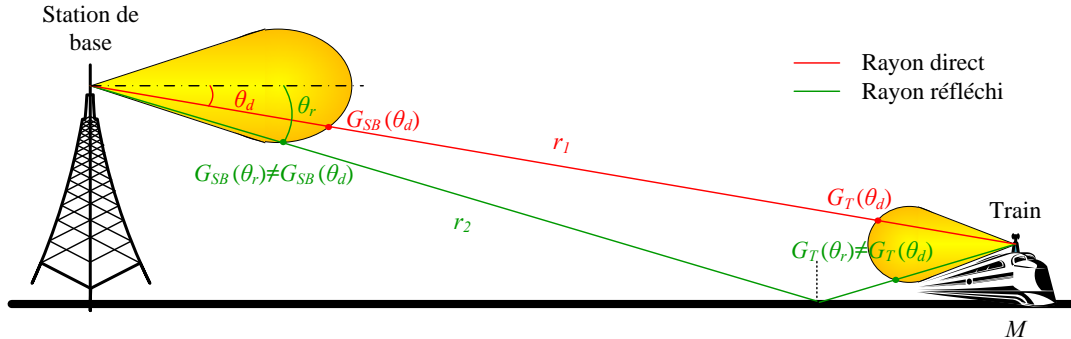


FIG.4.10 – Trajets direct et réfléchi avec les gains correspondants

4.3.3.1 Prise en compte du trajet direct seul

Dans ce qui suit, nous considérons que l'impédance d'entrée du récepteur est de 50Ω et nous calculons la tension qui arrive aux bords de cette résistance.

Sachant que seul le trajet direct est considéré dans ce cas, la puissance reçue dépend de l'amplitude du champ rayonné par l'antenne de station de base dans la direction de θ_d et du gain de l'antenne située sur le train dans la même direction. D'après (4.29), cette puissance vaut :

$$P_{r1}^T(x) = \frac{\|\mathbf{E}_d^{SB}(x)\|^2}{120\pi} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_d^T(x) \quad (4.31)$$

La tension complexe reçue à la distance x est calculée par la relation :

$$\dot{V}_1(x) = \sqrt{50P_{r1}^T(x)} \exp[-j(kr_1 + \angle \mathbf{E}_d^{SB})] = \|\mathbf{E}_d^{SB}(x)\| \lambda \sqrt{\frac{G_d^T(x)}{94,7}} \exp[-j(kr_1 + \angle \mathbf{E}_d^{SB})] \quad (4.32)$$

où $\mathbf{E}_d^{SB}(x)$ représente le champ rayonné par l'antenne de station de base à la distance x dans la direction du trajet direct (θ_d) et $G_d^T(x)$ dénote le gain de l'antenne située sur le train dans la même direction.

4.3.3.2 Prise en compte du trajet réfléchi seul

Nous suivons le même raisonnement que dans le cas précédent, mais cette fois-ci en tenant compte du trajet réfléchi seul.

La puissance reçue vaut :

$$P_{r2}^T(x) = \frac{\|\mathbf{E}_r^{SB}(x)\|^2 \lambda^2}{120\pi} G_r^T(x) \quad (4.33)$$

Et la tension complexe dans ce cas est calculée par :

$$\dot{V}_2(x) = \sqrt{50P_{r2}^T(x)} \exp[-j(kr_2 + \angle\mathbf{E}_r^{SB})] = \|\mathbf{E}_r^{SB}(x)\| \lambda \sqrt{\frac{G_r^T(x)}{94,7}} \exp[-j(kr_2 + \angle\mathbf{E}_r^{SB})] \quad (4.34)$$

où $\mathbf{E}_r^{SB}(x)$ représente le champ rayonné par l'antenne de station de base à la distance x dans la direction du trajet réfléchi (θ_r) et $G_r^T(x)$ dénote le gain de l'antenne située sur le train dans la même direction.

Enfin, la tension finale est la somme des tensions complexes $\dot{V}_1(x)$ et $\dot{V}_2(x)$ exprimées par (4.32) et (4.34). D'où la puissance finale reçue :

$$P_r^T(x) = \frac{\|\dot{V}_1(x) + \dot{V}_2(x)\|^2}{50} \quad (4.35)$$

La figure 4.11 présente la puissance reçue calculée selon l'équation (4.35).

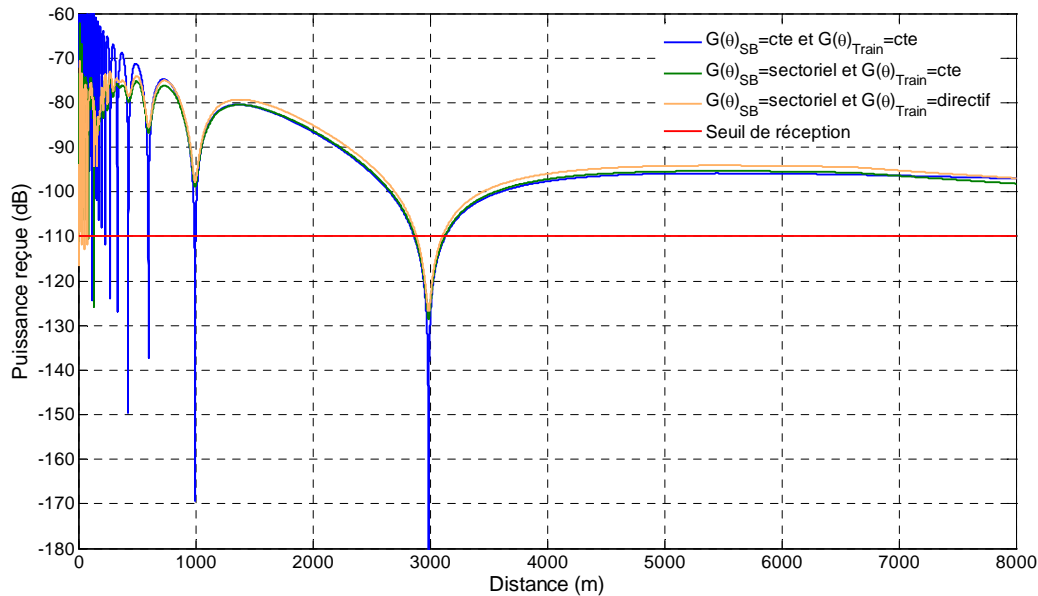


FIG.4.11 – Puissance reçue tenant compte du diagramme de l'antenne SB sectorielle et celui de l'antenne train directive

D'après cette figure, la considération d'une antenne directive en réception n'influe

pas sur la profondeur de l'évanouissement du signal reçu. Elle fait surtout diminuer la puissance à la portée. En plus la largeur du trou augmente légèrement dans ce cas.

Maintenant, nous reprenons le calcul du bilan de liaison en tenant compte de l'atténuation dans l'atmosphère estimée à 1 dB/km (figure 4.12). Comme nous le remarquons, nous retrouvons malheureusement le même problème d'évanouissement lorsque le train se trouve à 3 km de la station de base.

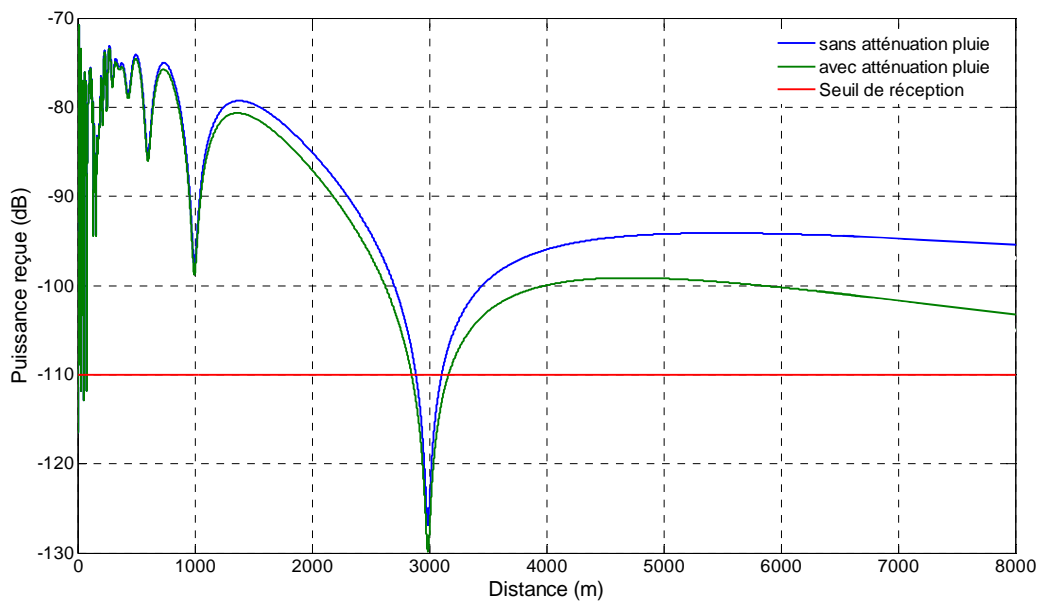


FIG.4.12 – Puissance reçue sans et avec atténuation par la pluie

4.3.4 Analyse du bilan de liaison

Afin de bien comprendre ce qui se passe au niveau de la puissance reçue, nous reprenons dans ce paragraphe le diagramme de rayonnement de l'antenne de la station de base. Quatre points critiques seront étudiés :

- Tout d'abord, nous nous intéressons au trou de la puissance reçue lorsque le train se trouve à 3 km de la station de base. Sur le diagramme de rayonnement de la figure 4.13(a), nous identifions les angles des trajets direct et réfléchi qui y correspondent. Ces angles, donnés par les relations (4.4) et (4.5), correspondent au diagramme non tilté. Par conséquent, nous trouvons que l'évanouissement a lieu pour un angle direct $\theta_d = 0,11^\circ$ et un angle réfléchi $\theta_r = 0,28^\circ$. Donc, nous constatons que la zone du diagramme qui affecte le niveau de la puissance reçue à

3 km est principalement située très près de l'axe principal de l'antenne de station de base.

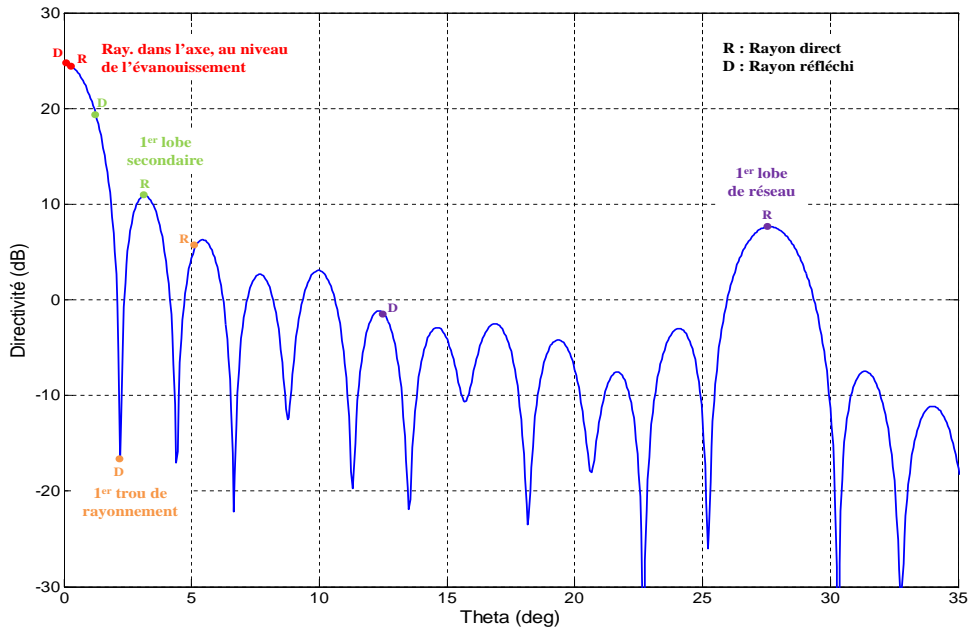
- Considérons le cas où le trajet direct se situe au niveau du premier trou de rayonnement visible à $2,2^\circ$ sur le diagramme de rayonnement de l'antenne SB. A cet angle correspond un angle du trajet réfléchi $\theta_r = 5,12^\circ$. Ces trajets direct et réfléchi sont reçus par le train lorsqu'il se trouve à 156 m de l'antenne de la station de base, et le niveau de la puissance reçue à cet endroit est au-dessus du seuil de réception (-94 dB), comme l'illustre la figure 4.13(b). Nous en déduisons que le premier trou dans le diagramme de rayonnement de l'antenne SB n'a pas d'influence négative sur le bilan de liaison.
- Ensuite, prenons le cas où le trajet réfléchi se situe au niveau du premier lobe secondaire ($3,2^\circ$) pour lequel le gain est de 11 dB. Le gain du trajet direct correspondant, qui se situe à $1,37^\circ$, vaut 18,37 dB. Dans ce cas, le train se trouve à 250 m de l'antenne de la station de base (figure 4.13(b)). À cet endroit, la puissance reçue est de -80 dB, valeur largement au-dessus du seuil de réception.
- Reste le cas où le trajet réfléchi se trouve au niveau du lobe situé à $27,6^\circ$ de l'axe pour lequel le gain est de 7 dB. Le gain du trajet direct correspondant, qui se situe à 12° , vaut -2 dB. Dans ce cas, le train se trouve à 27 m de l'antenne de la station de base (figure 4.13(b)). À cet endroit, la puissance reçue est de -103 dB. Bien que cette valeur soit limite, l'antenne située sur le train peut basculer sur la station de base précédente pour recevoir suffisamment de puissance.

D'après cette étude, une conclusion très importante peut être déduite : dans le diagramme de rayonnement de l'antenne de la station de base, **seule la zone située très près de l'axe principal est intéressante dans l'établissement du bilan de liaison**. En effet, le niveau de la puissance reçue à 8 km est affecté par la valeur du gain de l'antenne dans l'axe, et celui de la puissance reçue à 3 km (endroit où a lieu l'évanouissement profond du signal reçu) est affecté par la zone du diagramme située à une fraction du degré.

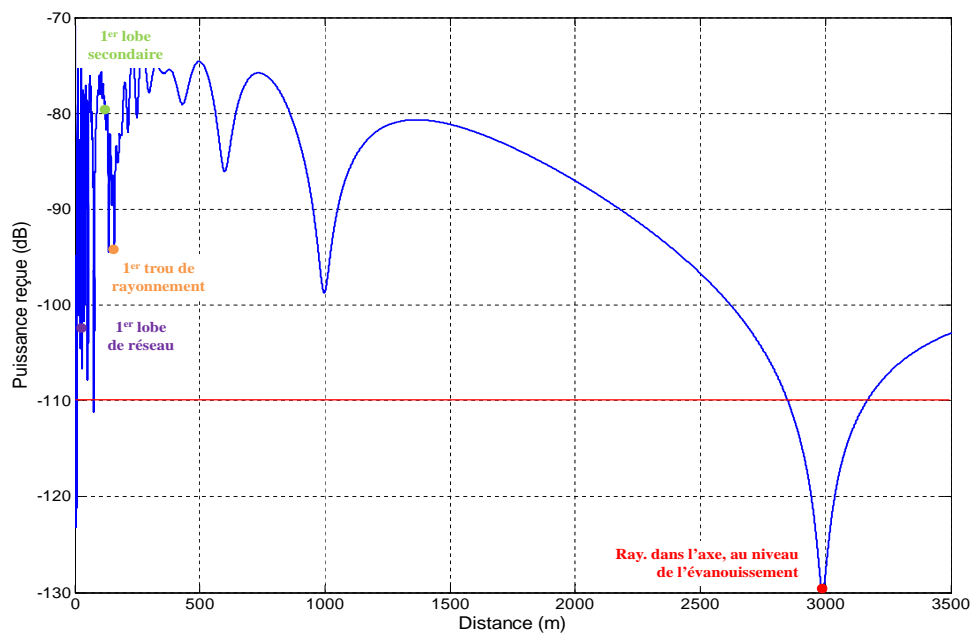
4.3.5 Impact de la hauteur de l'antenne SB

Dans ce paragraphe, nous étudions, à 5,6 GHz, l'impact de la hauteur de la station de base sur la position des évanouissements des champs et surtout sur leur profondeur et leur largeur spatiale.

La figure 4.14 présente les courbes de puissance reçue à 5,6 GHz, obtenues pour



(a)



(b)

FIG.4.13 – Diagramme de rayonnement de l'antenne SB (a) et puissance reçue par l'antenne train (b) aux points critiques

une hauteur de la station de base variant de 5 à 14 m. D'après cette figure, nous constatons que, si nous baissions la hauteur de l'antenne de la station de base, le dernier évanouissement dû à la réflexion sur le sol se rapproche de cette antenne. Ce

qui est normal, puisque nous avons vu que la position des trous dépend entre autres de la hauteur de l'antenne émettrice. Cela pourrait être intéressant en zone dégagée, sans arbres ni relief vallonné. Or, ce ne sera pas trop souvent le cas en Limousin. Les données de l'Institut Géographique National (IGN) nous permettront de connaître les zones éventuellement avantageuses à cette solution. De plus, en polarisation verticale, lorsque le dernier évanouissement se produit, les champs incident et réfléchi se combinent d'une manière constructive, permettant d'améliorer asymptotiquement de 6 dB le bilan de liaison en vision directe (cas où $h_{SB} = 4$ m sur la figure 4.14). D'autre part, la profondeur de l'évanouissement du signal diminue en baissant la hauteur de l'antenne de la station de base. Cela peut être mieux constaté sur la figure 4.15.

A l'inverse, monter l'antenne de station de base permet de repousser la position du dernier évanouissement de champ loin de la station de base. Ces évanouissements sont plus profonds.

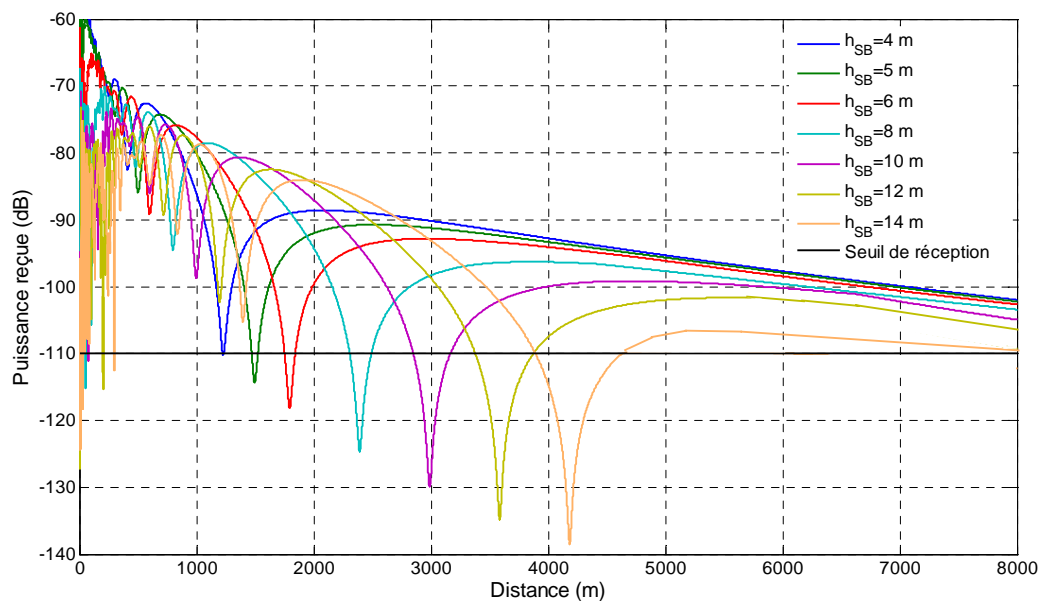


FIG.4.14 – Evolution de la puissance reçue en fonction de la hauteur de la station de base

A partir de ces remarques, deux cas sont envisageables :

- Le cas extrême où nous ne sommes pas limités par la hauteur de la station de base, auquel cas la solution de mettre l'antenne à 14 m permet de repousser le dernier trou au-delà de 4 km, conduisant à une portée de 3,8 km. En fait, cette solution n'est pas optimale puisqu'une telle portée est si faible que nous serons obligés de doubler le nombre de stations de base le long de la voie ferrée.

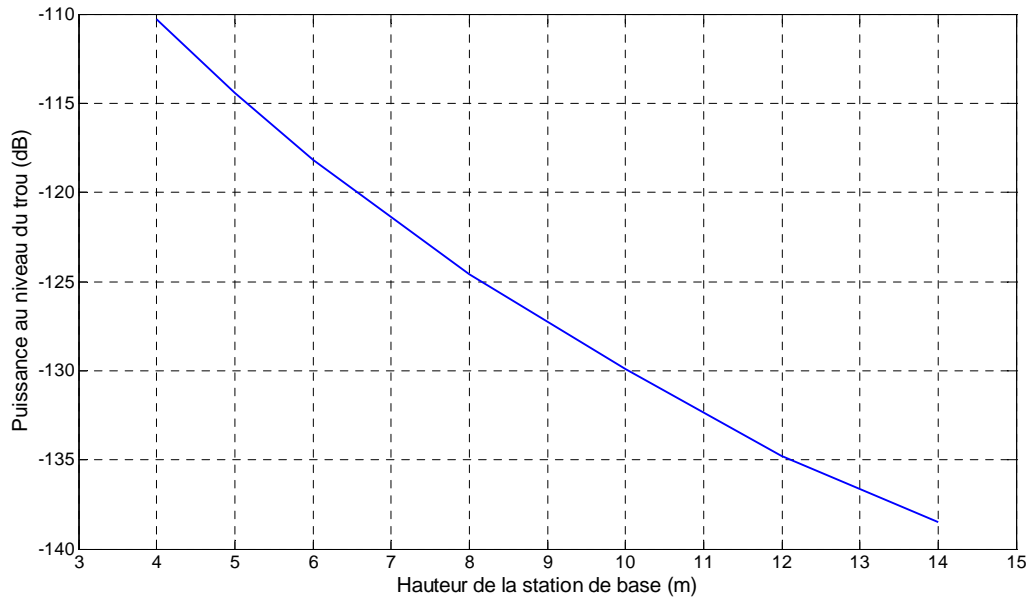


FIG.4.15 – Evolution de la profondeur du dernier évanouissement du signal en fonction de la hauteur de la station de base

- Le cas où nous pouvons mettre la station de base trop bas (à 4 m du sol par exemple). Dans ce cas, le trou de puissance disparaît mais nous aurons des problèmes de vue directe et de végétation à cause des zones vallonnées et/ou boisées.

L'objectif du paragraphe suivant est de faire un compromis afin d'optimiser le niveau de la puissance reçue par l'antenne située sur le train lorsque ce dernier se trouve à 3 km de la station de base.

4.4 Optimisation

Nous venons d'apprendre que diminuer la hauteur de l'antenne de station de base fait diminuer la profondeur de l'évanouissement du signal en le rapprochant de la station de base. Dans ce paragraphe, notre objectif est de trouver d'autres solutions permettant de résoudre le problème de ces trous de puissance afin de garantir une liaison permanente avec l'antenne située sur le train. Pour ce faire, nous nous sommes basés sur trois pistes différentes :

- Soit en jouant sur la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne de station de base ;

- Soit en changeant la polarisation de celle-ci ;
- Soit en utilisant la diversité de polarisation pour pouvoir commuter entre les polarisations TE et TM.

4.4.1 Changement de la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne SB

Partant de la forme du diagramme de rayonnement, nous avons envisagé trois solutions qui pourraient être de bonnes candidates dans la résolution de notre problème d'évanouissement du signal reçu dû à la réflexion sur le sol :

- La première solution utilise toujours le même diagramme de rayonnement, donc la même antenne SB de départ, mais après l'avoir tiltée vers le haut d'un angle θ , de façon à ce que le trajet réfléchi soit affecté d'un gain moins important qu'au départ. Cependant, cette solution fait diminuer la portée maximale de l'antenne puisque dans ce cas, le trajet correspondant à la vision directe avec l'antenne train n'aura pas la valeur maximale de gain. Le schéma de la figure 4.16 illustre cette solution. La rotation de l'angle θ_{tilt} (cf. paragraphe 4.3.2) a été prise en compte dans ce cas, et par suite le diagramme subira une rotation de $\theta - \theta_{tilt}$. La valeur de cet angle doit être optimisée de telle manière que nous fassions un compromis entre ce que nous gagnons en puissance au niveau du trou et ce que nous perdons en puissance à la portée de l'antenne.

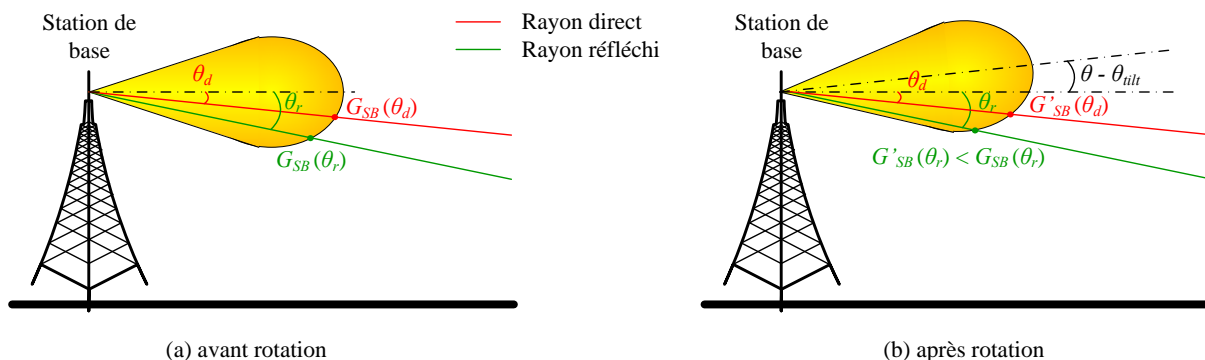


FIG.4.16 – Evolution de la profondeur du dernier évanouissement du signal en fonction de la hauteur de la station de base

- La deuxième solution consiste à utiliser une antenne SB beaucoup plus directive. En effet, en augmentant le gain de cette antenne, le lobe devient plus pincé dans

le plan vertical. Ce qui conduit à une différence plus importante entre l'angle du trajet direct et celui du trajet réfléchi correspondant. De ce fait, le gain à la réflexion sera moins important qu'avec l'antenne initiale puisque le lobe devient plus raide dans ce cas.

- La troisième solution consiste à optimiser la forme du diagramme de l'antenne SB de telle manière que la différence entre le gain du trajet direct et celui du trajet réfléchi augmente. En effet, nous avons vu dans le paragraphe 4.3.5 que seule la forme du diagramme de l'antenne SB tout près de l'axe principal est responsable de la création du trou dans la puissance reçue, situé à 3 km de l'antenne SB lorsque celle-ci est en polarisation TM.

Dans ce qui suit, nous traçons le bilan de liaison pour chacune des solutions envisagées ci-dessus.

4.4.1.1 Tilter l'antenne de la station de base vers le haut

Comme nous l'avons expliqué sur la figure 4.16, tilter l'antenne de station de base peut nous apporter des améliorations intéressantes au niveau de la profondeur de l'évanouissement. Mais le choix de la valeur du tilt est soumis à une contrainte liée à la valeur de la perte en puissance reçue à 8 km. C'est pour cette raison qu'il faut faire un compromis entre l'apport en puissance au niveau de l'évanouissement et la perte en dB à 8 km.

Plusieurs simulations ont donc été faites en variant la valeur du tilt de l'antenne de la station de base de 1° à 2° avec un pas de $0,01^\circ$. A chaque fois, nous traçons la puissance au niveau du trou ainsi que la puissance à 8 km, comme l'illustre la figure 4.17. La hauteur de l'antenne de la station de base considérée est de 10 m.

Comme le montre cette figure, la puissance au niveau du trou augmente d'une façon considérable (de 11,5 dB) lorsque l'antenne de la station de base est tiltée de $1,2^\circ$. Par contre, la puissance à 8 km diminue de 5,5 dB pour cette valeur de tilt.

Néanmoins, la puissance au niveau du trou reste inférieure au seuil de réception (-110 dB) pour toutes les valeurs du tilt. Nous avons donc pensé à reprendre cette étude mais en faisant diminuer la hauteur de l'antenne de la station de base, comme le montre la figure 4.18.

D'après cette figure, nous constatons que la puissance à 8 km n'évolue pas beaucoup lorsque la hauteur de l'antenne de la station de base varie. Par contre, la profondeur de l'évanouissement est fortement améliorée quel que soit l'angle de tilt

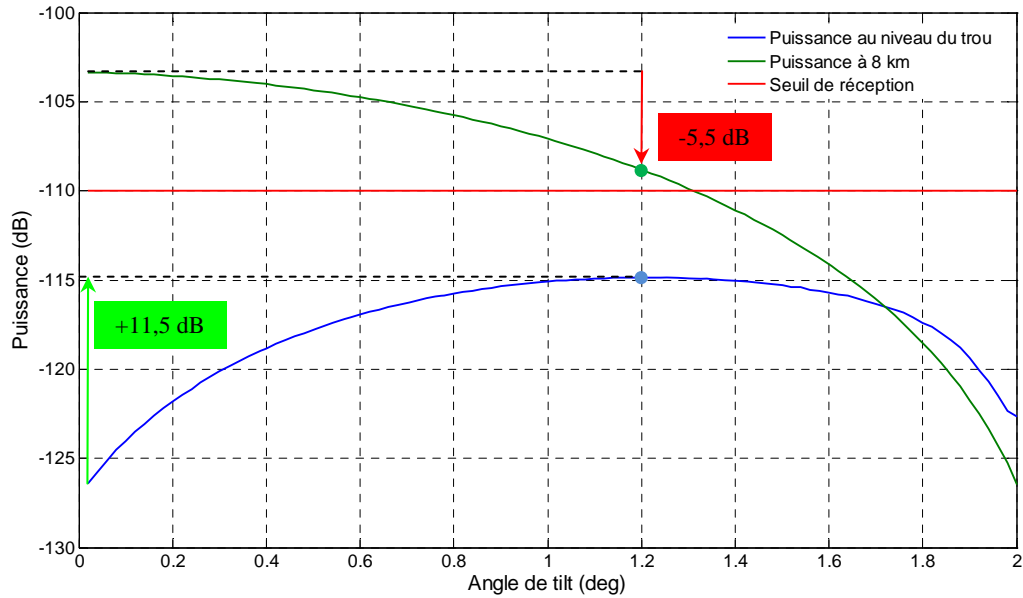


FIG.4.17 – Evolution des puissances au niveau du trou et à 8 km en fonction de l'angle de tilt de l'antenne SB

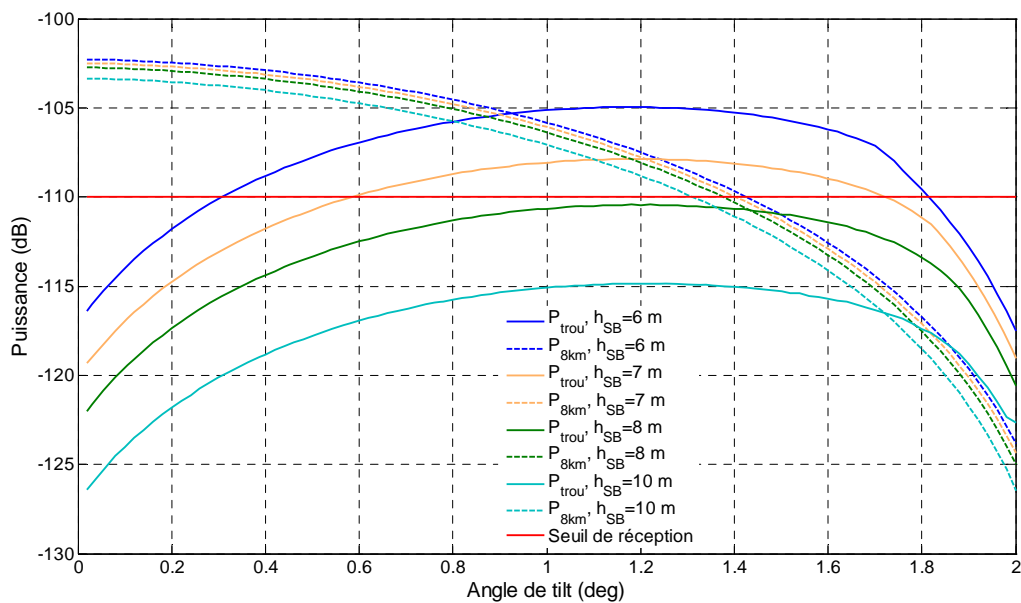


FIG.4.18 – Evolution des puissances au niveau du trou et à 8 km en fonction de l'angle de tilt et de la hauteur de l'antenne SB

de l'antenne de la station de base en tournant celle-ci vers le haut. Par exemple, si nous regardons sur la figure 4.18 les courbes oranges (pleine et pointillée) correspondant à une hauteur de 7 m de la station de base, nous sommes capables d'éliminer carrément

le trou dû à l'évanouissement causé par la réflexion sur le sol, lorsque l'antenne SB est tiltée de $1,2^\circ$. Par contre, nous perdons pour cette configuration 5,3 dB lorsque le train se trouve à 8 km de la station de base. Ce qui est quand même beaucoup.

Cette perte pourrait être diminuée à 2,3 dB lorsque la valeur du tilt de l'antenne de station de base, située à 7 m, vaut $0,8^\circ$ par exemple, tout en gardant la valeur de la puissance au niveau du trou supérieure au seuil de réception. Dans ce cas, la profondeur de l'évanouissement est située à 1,3 dB au-dessus du seuil de réception (-110 dB).

Comme conclusion, **tilter l'antenne de la station de base tout en diminuant sa hauteur pourrait éliminer l'évanouissement dû à la réflexion du sol d'une façon considérable**. Mais toujours il faut faire un compromis entre le niveau de la puissance au niveau du trou et la perte en puissance ainsi obtenue lorsque l'antenne située sur le train se trouve à 8 km de l'antenne de station de base.

4.4.1.2 Affiner le lobe principal de l'antenne de station de base

Comme nous l'avons déjà signalé, augmenter le gain de l'antenne de la station de base pourrait améliorer le bilan de liaison, puisque dans ce cas, le lobe de l'antenne SB devient plus pincé et plus raide, de telle manière que la différence entre l'angle du trajet direct et celui du trajet réfléchi qui lui correspond augmente. En d'autres termes, le gain du trajet réfléchi devient moins important en comparaison avec celui du trajet direct.

A titre d'exemple, nous avons repris l'antenne BIE sectorielle mais en l'alimentant cette fois-ci maintenant par un réseau de 24 patchs. Après avoir introduit le nouveau diagramme dans le bilan de liaison, nous obtenons le bilan montré sur la figure 4.19.

D'après cette figure, nous pouvons faire les constats suivants :

- La puissance à 8 km augmente de 3 dB. Ce qui est évident puisque le gain dans l'axe de l'antenne de station de base a augmenté de 3 dB en doublant le nombre de sources d'excitation.
- La puissance au niveau du trou augmente de 12,5 dB, mais elle reste inférieure au seuil de réception. Donc la solution de doubler le nombre de sources est insuffisante, et afin d'éliminer totalement le trou de puissance, nous pouvons envisager d'alimenter l'antenne par plus que 24 patchs. Mais dans ce cas, les problèmes de réalisation de l'antenne vont devenir plus lourds ainsi que le circuit d'alimentation devient très compliqué.

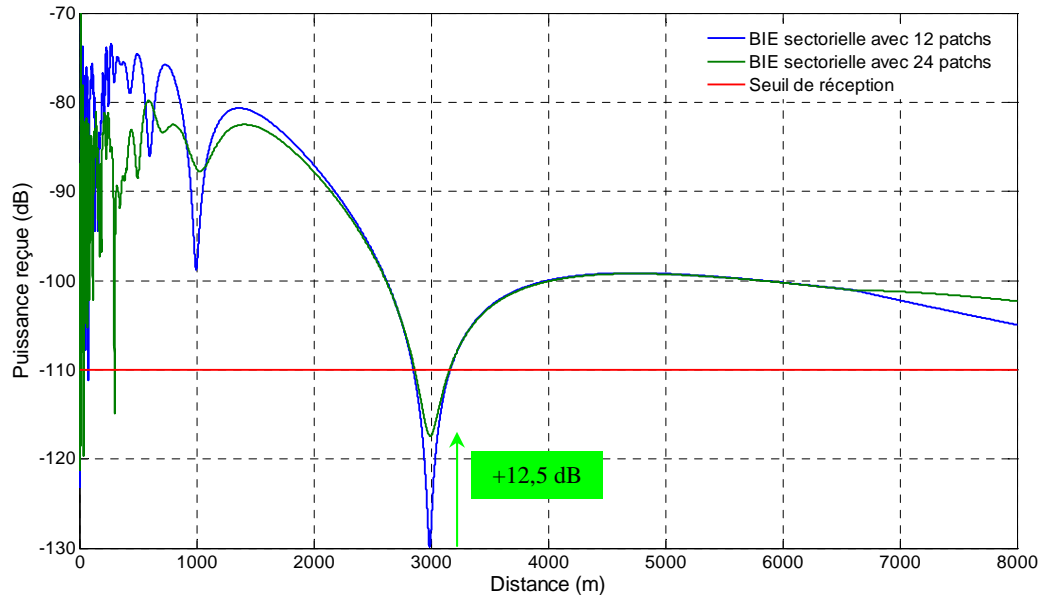


FIG.4.19 – Comparaison des bilans de liaisons obtenues avec une antenne BIE sectorielle alimentée par 12 patchs et une autre alimentée par 24 patchs

- Par contre, lorsque le train est à 250 m de la station de base, la puissance reçue devient inférieure au seuil de réception, mais ceci n'est pas très important, puisqu'en deçà de cette position, l'antenne située sur le train communique avec la station de base précédente.

Toujours dans le but d'affiner le lobe principal de l'antenne de station de base, nous proposons maintenant de changer la forme du diagramme en cosécante carrée. En fait, nous allons utiliser ce type d'antenne d'une façon très exotique : **le but est non pas d'obtenir la même puissance en réception, comme c'est le cas en général, mais c'est pour avoir une forte variation dans le lobe principal de l'antenne.**

Dans un premier temps, nous rappelons brièvement les origines d'une antenne en cosécante carrée. Ensuite, nous explicitons la formule théorique du gain d'une telle antenne. Enfin, nous intégrons ce diagramme théorique dans la formule de la puissance reçue pour étudier son impact sur l'amélioration de la puissance reçue au niveau du trou.

4.4.1.2.1 Origine d'une antenne en cosécante carrée

A l'origine, ce type de diagramme a été utilisé pour les radars de veille et d'altimétrie [82]. Un avion se déplaçant à une altitude constante doit renvoyer la même image

quelque soit sa distance par rapport au radar. Si un avion se déplace le long de la droite (D) à une altitude constante H (figure 4.20), la puissance reçue par le radar (placé en O) doit être identique qu'il se trouve en A ou en B, c'est à dire quelque soit l'angle θ .

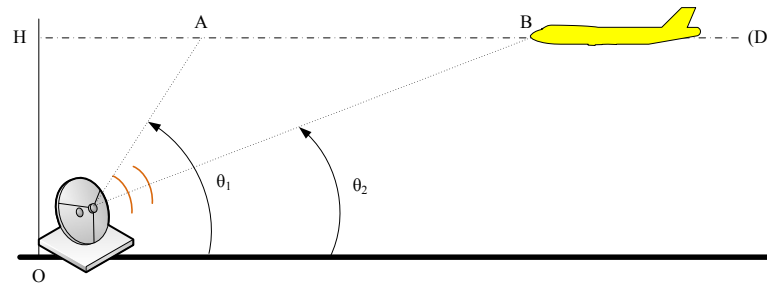


FIG.4.20 – Schéma de principe dans la configuration "radar"

Nous nous proposons de définir le gain de l'antenne d'émission afin d'obtenir de telles performances.

4.4.1.2.2 Expression du gain d'une antenne en cosécante carrée

Le bilan de liaison entre deux antennes est donné par la formule de Friis. Afin d'obtenir une puissance constante entre les points A et B, il faut résoudre l'équation (4.36) :

$$P_r + G_e + G_r + 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) = C \quad (4.36)$$

où P_r est la puissance reçue, G_e et G_r dénotent les gains des antennes d'émission et de réception respectivement, λ est la longueur d'onde dans le vide à la fréquence de travail, R est la distance entre l'émetteur et le récepteur et C est une constante arbitraire.

Sachant que G_r et λ sont fixés, nous obtenons l'équation (4.37) :

$$G_e = C - 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) \quad (4.37)$$

Cette équation doit être vérifiée quelque soit la distance R entre l'émetteur et le récepteur pour R compris entre H et R_{max} (figure 4.21).

Or, le gain de l'émetteur doit être maximum en direction de la distance maximale. Nous obtenons alors $G_{e_{max}}$ lorsque R est égal à R_{max} et le gain de l'émetteur s'écrit comme suit :

$$G_{e_{max}} = C - 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi R_{max}} \right) \quad (4.38)$$

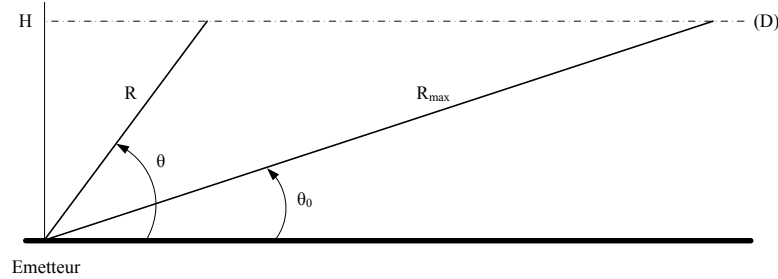


FIG.4.21 – Schéma de principe

La résolution du système composé des équations (4.37) et (4.38) nous donne l'expression du gain de l'antenne d'émission suivante (4.39) :

$$G_e(R) = G_{e_{max}} + 20 \log \left(\frac{R}{R_{max}} \right) \quad (4.39)$$

Or $\sin \theta = \frac{H}{R}$ et $\sin \theta_0 = \frac{H}{R_{max}}$, d'où :

$$G_e(R) = G_{e_{max}} + 20 \log \left(\frac{\sin \theta_0}{\sin \theta} \right) \quad (4.40)$$

et

$$G_e(R) = G_{e_{max}} + 10 \log \left(\frac{\operatorname{cosec}^2 \theta}{\operatorname{cosec}^2 \theta_0} \right) \quad (4.41)$$

avec $\operatorname{cosec} \theta = \frac{1}{\sin \theta}$, θ_0 est l'angle minimum, c'est-à-dire, définissant la distance maximum de détection d'un avion.

Ce type de diagramme est appelé diagramme en cosécante carrée. En appliquant à nouveau la formule de Friis, nous pouvons vérifier que la puissance reçue est constante (4.42).

$$P_r = P_e + G_r + G_{e_{max}} + 20 \log \left(\frac{\lambda \sin \theta_0}{4\pi H} \right) \quad (4.42)$$

En effet, cette expression est indépendante de R et de θ . Le bilan de liaison est donc constant, quelque soit la distance entre l'émetteur et le récepteur, pourvu que celle-ci soit inférieure à une distance maximum R_{max} définie par l'angle θ_0 . Ce type d'antenne permettra donc de compenser les effets de la propagation et de répartir l'énergie de façon homogène le long de la droite (D).

4.4.1.2.3 Bilan de liaison obtenu avec un diagramme théorique idéal en cosécante carrée

Comme nous l'avons dit, nous allons tracer le bilan de liaison avec un **diagramme idéal en cosécante carrée** pour la station de base **dans le but d'avoir une forte variation dans le lobe principal**. La valeur de θ_0 est choisie de manière à donner au diagramme une dynamique plus forte que celle du lobe de l'antenne BIE sectorielle de départ. La figure 4.22 montre le diagramme en cosécante carrée qui sera utilisé dans le calcul du bilan de liaison. Dans cette figure, les lettres D et R indiquent le couple de trajets directs et réfléchis, respectivement, correspondant à l'antenne BIE sectorielle de départ, alors que les lettres D' et R' indiquent le couple de trajets directs et réfléchis correspondant au diagramme en cosécante carrée idéal, respectivement.

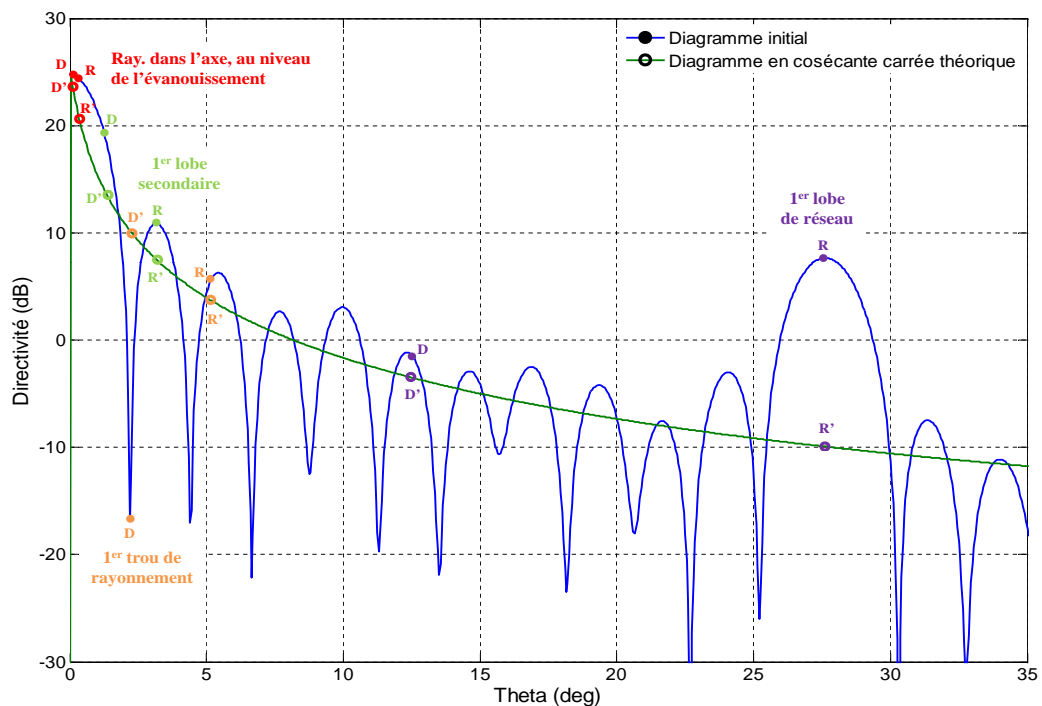


FIG.4.22 – Comparaison entre le diagramme de l'antenne BIE sectorielle et celui en cosécante carrée idéal

Sur cette figure, nous avons identifié les quatre points critiques (cf. paragraphe 4.3.4) : le premier trou de rayonnement, le premier lobe secondaire, le lobe situé à 27,6° et les angles correspondant aux gains des trajets direct et réfléchi, qui sont responsables du profond évanouissement du signal reçu lorsque le train se trouve à 3 km de la station de base.

Comme nous le constatons d'après la figure 4.22, l'écart entre les gains des trajets directs et ceux des trajets réfléchis correspondants augmente surtout dans la zone située au début du lobe principal. Pour s'en convaincre, nous montrons dans la figure 4.23 une comparaison entre les gains des couples de trajets directs et réfléchis, dans les deux cas : diagramme de l'antenne BIE sectorielle de départ et diagramme en cosécante carrée idéal. Ces gains sont tracés en fonction de la position du train, prise entre 300 et 3500 m. La figure 4.24 montre une comparaison entre les puissances reçues par le train dans les deux cas.

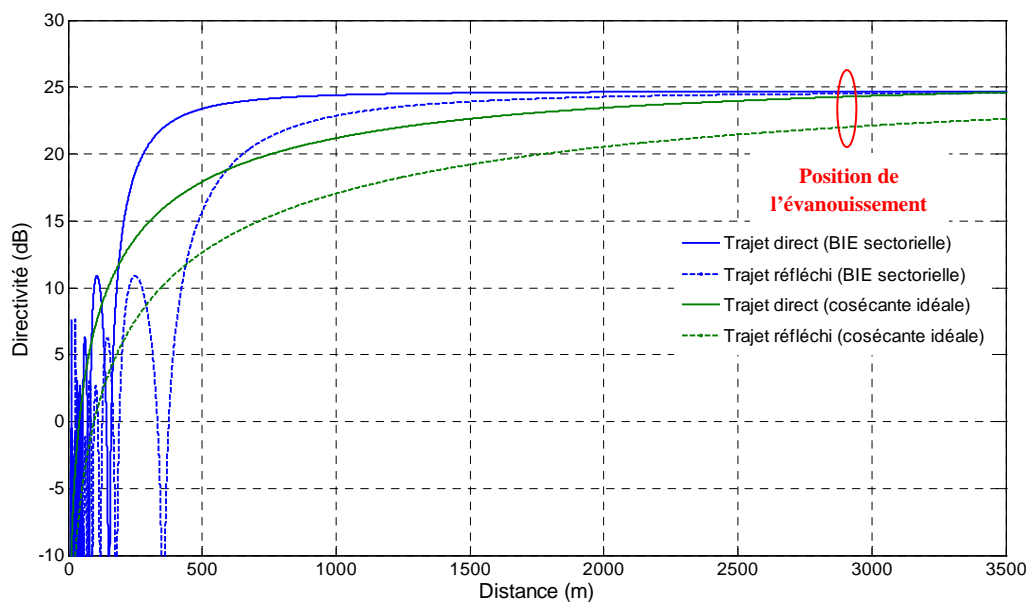


FIG.4.23 – Gains des trajets direct et réfléchi pour les deux cas : diagramme de la BIE sectorielle et diagramme en cosécante carrée idéal

D'après la figure 4.24, nous constatons que le bilan de liaison a été optimisé lors de l'utilisation d'un diagramme en cosécante carrée idéal pour l'antenne de station de base. En effet, **l'évanouissement dans le signal reçu par l'antenne du train lorsque ce dernier se trouve à 3 km de la station de base a disparu**. En plus, le diagramme en cosécante carrée a permis d'éliminer les évanouissements de champ lorsque le train se trouve dans la zone proche de la station de base (de 0 à 300 m).

Par contre, la puissance reçue à 8 km a diminué, bien que les diagrammes aient le même gain maximal. Ceci s'explique par le fait que, pour le même trajet direct où le gain de l'antenne SB est maximal, l'écart entre le gain du trajet direct et celui du trajet réfléchi qui lui correspond, a augmenté. Rappelons que l'augmentation de cet

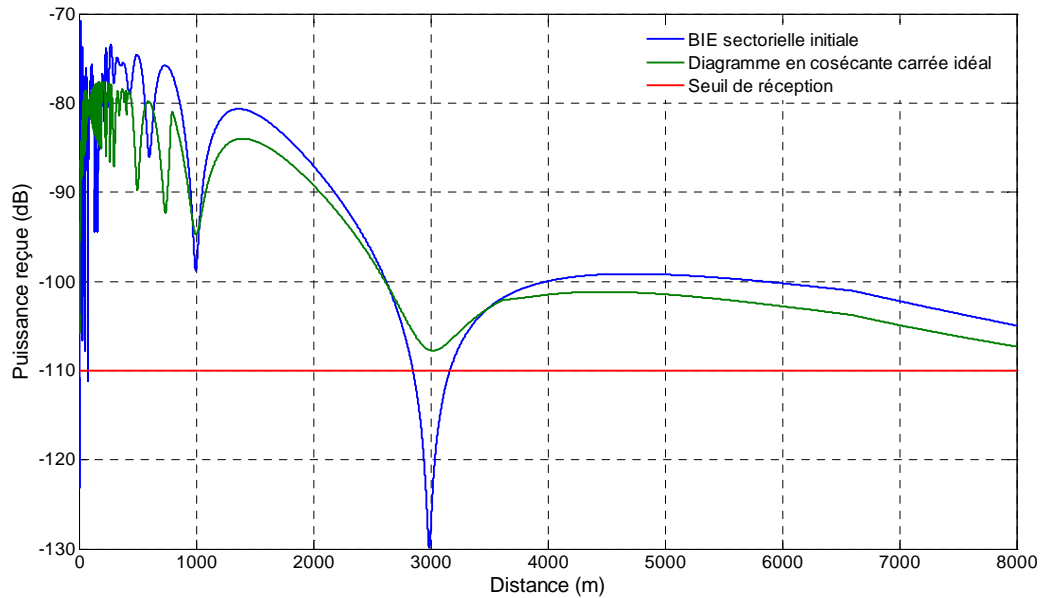


FIG.4.24 – Le bilan de liaison optimisé par l'utilisation d'un diagramme en cosécante carrée idéal pour l'antenne SB

écart nous était bénéfique dans la zone de l'évanouissement profond puisque dans ce cas, notre but était de minimiser l'amplitude du champ réfléchi afin d'optimiser la puissance reçue.

4.4.1.3 Conclusions sur la forme du lobe principal de l'antenne de station de base

Nous venons de proposer trois solutions concernant le diagramme de l'antenne de station de base. L'objectif principal que nous avons cherché c'est d'**augmenter l'écart entre le gain du trajet direct et celui du trajet réfléchi correspondant, surtout au voisinage de l'axe du lobe principal**. En effet, l'évanouissement que nous visons à éliminer, provient d'un couple de rayons direct et réfléchi situé à $0,11^\circ$ et $0,28^\circ$, respectivement.

Tout d'abord, nous avons proposé de tilter l'antenne de station de base vers le haut, tout en diminuant sa hauteur. Le choix de l'angle de tilt et de la hauteur de l'antenne doit être optimisé de telle manière que nous ne perdions pas beaucoup de puissance à 8 km, tout en gardant une puissance supérieure au seuil de réception lorsque le train se trouve à 3 km de la station de base. Par exemple, nous avons constaté qu'un tilt de $0,8^\circ$ de l'antenne SB, située à 7 m, permet d'éliminer l'évanouissement qui se trouvait à 3 km. La puissance à 8 km étant diminuée de 2,3 dB.

La deuxième solution était d'augmenter le nombre de sources d'alimentation afin d'augmenter le gain de l'antenne de station de base, et par suite rendre la pente du lobe principal plus raide. Cette solution pourrait résoudre le problème d'évanouissement, mais l'antenne devient beaucoup plus grande, donc plus coûteuse, et le circuit de distribution très compliqué.

La troisième solution concernant la forme du lobe principal de l'antenne SB était d'utiliser un diagramme en cosécante carrée. Cette solution paraît la meilleure parmi les solutions proposées pour l'instant. Rappelons qu'**un diagramme théorique idéal a été utilisé pendant notre étude**. Si nous voulions être plus concrets, il nous faudrait concevoir une antenne avec des pondérations en amplitude et en phase des sources d'excitation, de façon à obtenir une forme de diagramme similaire à celle qui a été présentée sur la figure 4.22. Nous avons essayé de reprendre l'antenne BIE sectorielle de départ, mais le couplage entre les sources nous a empêché d'obtenir la forme voulue du lobe et la cassure au départ risque de ne pas être obtenue. C'est pour cette raison que **nous nous sommes contentés d'étudier l'effet du diagramme en cosécante carrée idéal sur le bilan de liaison, sans concevoir l'antenne convenable**.

4.4.2 Changement de la polarisation des antennes

Notre étude précédente a été faite sur des antennes en polarisation verticale. Cette polarisation a été imposée par l'antenne située sur le train. Dans ce paragraphe, nous allons étudier l'impact d'autres types de polarisation (polarisation horizontale et polarisation à 45°) puisque **nous pouvons nous permettre de le faire avec un autre type d'antenne pour le train**. Nous supposons toujours que les deux antennes ont la même polarisation. Dans chaque cas, nous proposons un modèle convenable pour l'antenne de station de base.

4.4.2.1 Polarisation à 45°

4.4.2.1.1 Bilan de liaison

Dans ce paragraphe, nous étudions l'impact d'une polarisation 45° pour l'antenne de station de base sur le bilan de liaison. L'étude nécessite l'un des deux cas suivants :

- Soit nous prenons la polarisation identique pour l'antenne située sur le train.
- Soit nous avons une dépolarisation suffisante donnée par le train (effets de bords).

Dans ce cas, le bilan de liaison devient plus compliqué puisque nous avons deux composantes horizontale et verticale du champ incident, et ce pour chacun des trajets direct et réfléchi. La composante verticale se réfléchit sans déphasage, alors que la composante horizontale se réfléchit avec un déphasage de π . Tout calcul fait, nous obtenons le bilan de liaison illustré sur la figure 4.25.

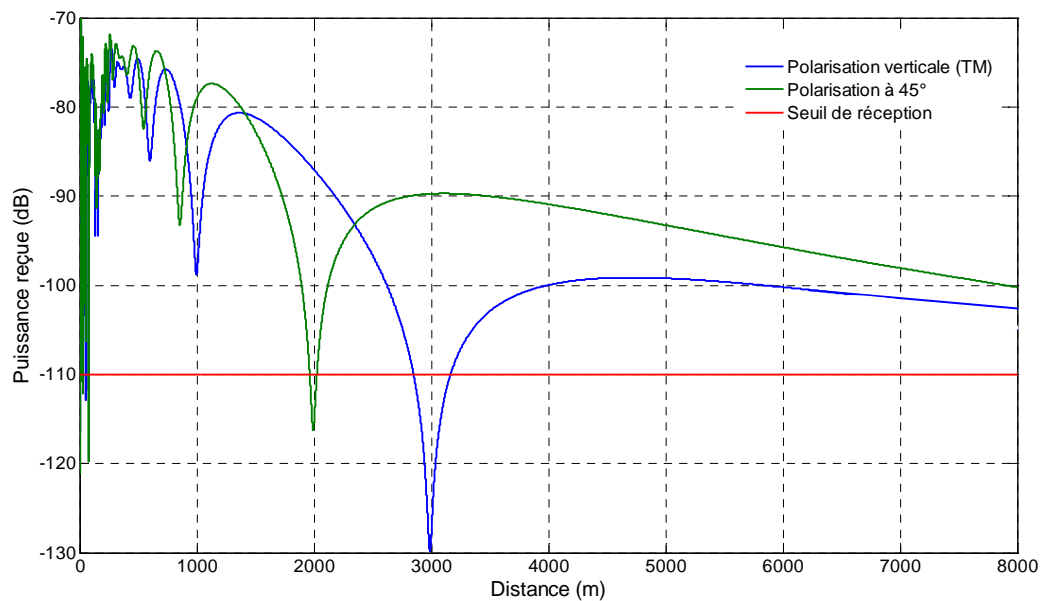


FIG.4.25 – Comparaison entre les bilans de liaison obtenus avec les polarisations TM et 45°

D'après cette figure, nous constatons que l'évanouissement du signal reçu persiste dans le cas d'antennes polarisées à 45°, mais il est moins profond que dans le cas d'une polarisation TM. Par conséquent, nous pouvons dire que cette solution pourrait être utilisée, mais en nous servant de l'une des solutions déjà proposées dans le paragraphe 4.4.1, comme par exemple, diminuer la hauteur de l'antenne de station de base. Mais dans ce cas, il suffit de mettre l'antenne de station de base sur un mât de 8 m de long pour éliminer l'évanouissement du signal reçu par le train lorsqu'il se trouve à 1,5 km de la station de base. D'autre part, la puissance reçue à 8 km reste la même que dans le cas d'une polarisation verticale.

4.4.2.1.2 Modèle proposé

Maintenant, nous allons présenter un modèle de l'antenne BIE sectorielle en polarisation 45°. Le principe c'est d'avoir un champ électrique qui se trouve dans un plan faisant 45° avec le plan d'incidence. Dans ce cas, nous proposons un modèle

de la grille constitué d'un croisement de deux séquences de tiges métalliques : l'une suivant la largeur de l'antenne et l'autre suivant sa longueur. La figure 4.26 montre notre modèle proposé d'une antenne BIE sectorielle monosource en polarisation 45° .

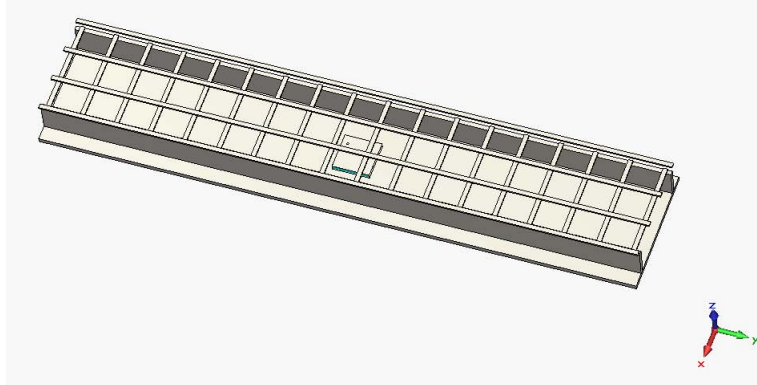


FIG.4.26 – Prototype d'une antenne BIE sectorielle monosource à polarisation 45°

4.4.2.1.3 Performances

La polarisation croisée est comparée à la polarisation principale dans la figure 4.27. Elle est à -20 dB environ par rapport au maximum de la polarisation principale.

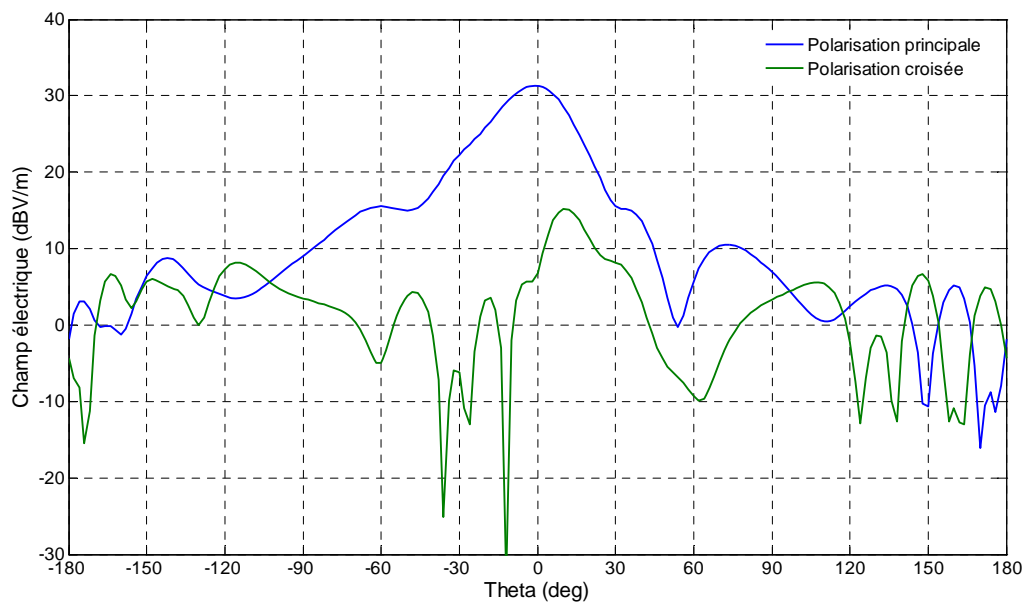


FIG.4.27 – Polarisations principale et croisée

Pour s'assurer du bon fonctionnement de l'antenne, nous montrons dans les figures

4.28 et 4.29 les modules et les phases des composantes du champ électrique suivant θ et ϕ . Comme nous pouvons le noter, les modules E_θ et E_ϕ sont quasiment identiques et les phases le sont aussi sur 60° d'ouverture. Ce qui vérifie la polarisation de l'antenne à 45° .

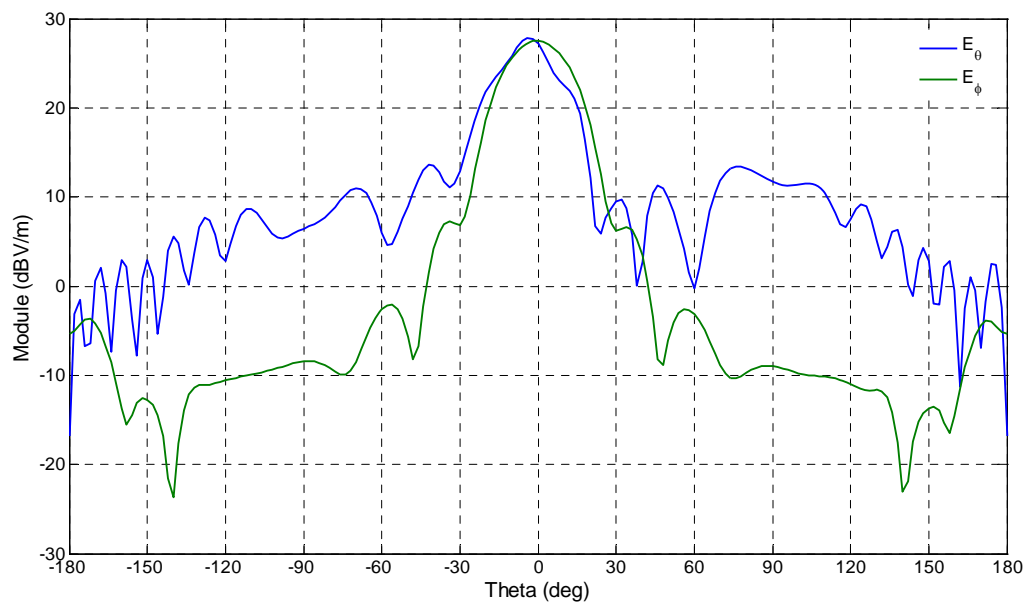


FIG.4.28 – Modules des deux composantes principales (θ et ϕ) du champ électrique

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne dans les plans E et H sont illustrés sur la figure 4.30. Le fonctionnement sectoriel est bien noté.

4.4.2.2 Polarisation horizontale

4.4.2.2.1 Bilan de liaison

Par souci d'optimisation du bilan de liaison, nous nous permettons d'utiliser un autre type d'antenne située sur le train pouvant être polarisée horizontalement. L'antenne de station de base est supposée avoir aussi la même polarisation. Dans ce cas, le coefficient de réflexion est égal à -1 . Le nouveau bilan de liaison calculé est tracé sur la figure 4.31. Dans cette configuration, la hauteur de l'antenne de station de base est de 10 m, et celle de l'antenne sur le train est de 4 m.

Comme le montre cette figure, **l'évanouissement du signal reçu**, qui se trouvait à 3 km dans le cas d'une polarisation TM des antennes, **est totalement disparu lorsque ces antennes sont polarisées horizontalement** (polarisation TE), et est décalé à 1,5 km. Par

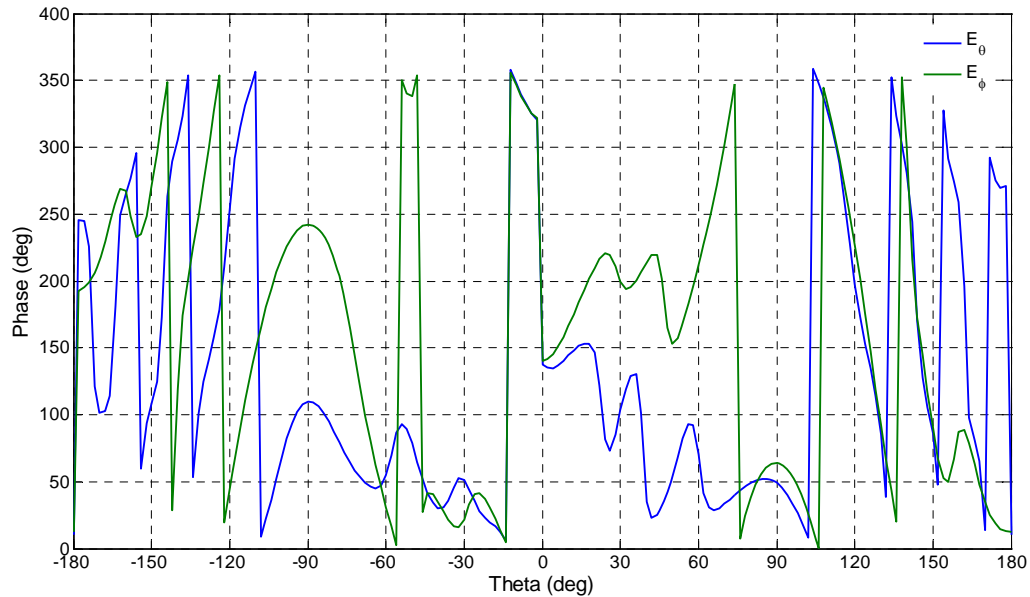


FIG.4.29 – Phases des deux composantes principales (θ et ϕ) du champ électrique

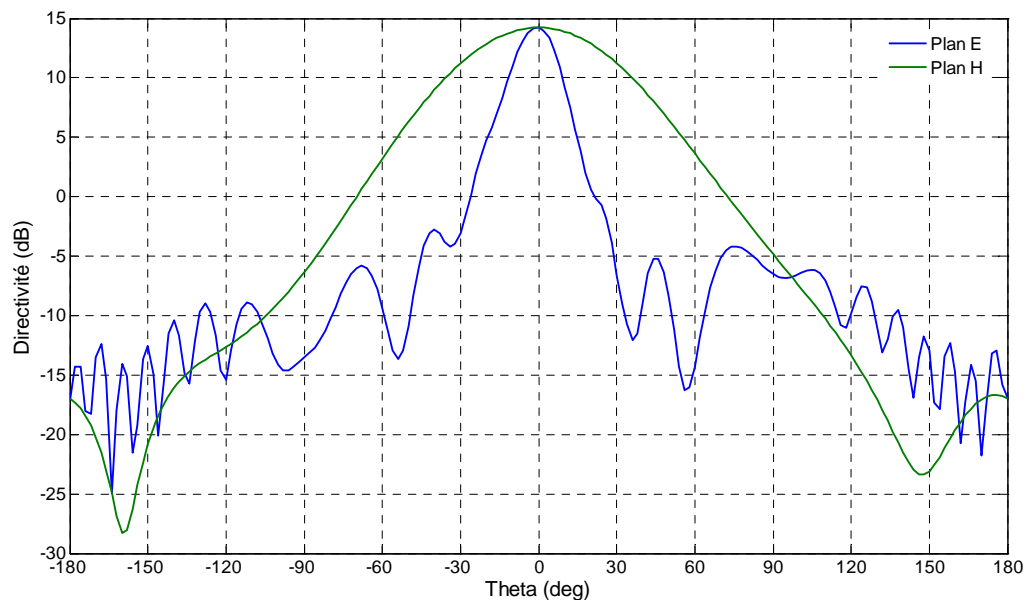


FIG.4.30 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne dans les plans E et H à la fréquence centrale

contre, nous avons perdu 6 dB de puissance à 8 km, ce qui est évident (cf. paragraphe 4.3.1.3). Donc nous pouvons dire que l'utilisation des antennes en polarisation TE est une solution efficace capable d'éliminer tout évanouissement dans le signal reçu.

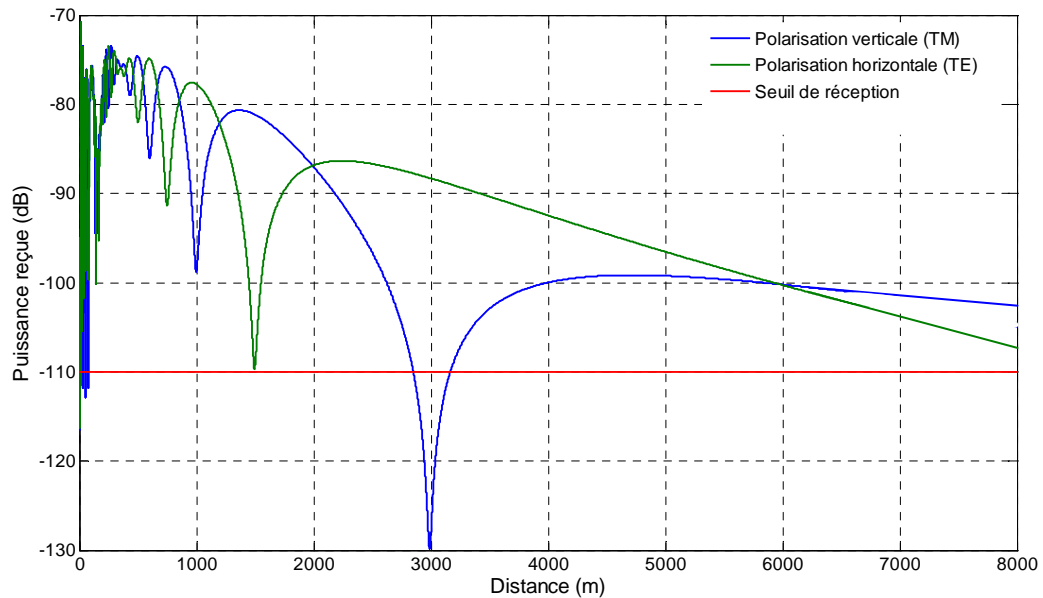


FIG.4.31 – Comparaison entre les bilans de liaison obtenus avec les polarisations TM et TE

Maintenant, nous allons proposer un modèle pour l'antenne de station de base BIE sectorielle en polarisation TE.

4.4.2.2.2 Modèle proposé

Comme nous l'avons déjà dit dans le premier chapitre de ce manuscrit, nous nous sommes autorisés qu'à mettre l'antenne de station de base **sur un poteau vertical**. Donc nous avons proposé de concevoir une grille métallique constituée de tiges horizontales. En effet, le principe c'est d'avoir un champ électrique perpendiculaire au plan d'incidence. En d'autres termes, le champ électrique généré par les sources d'excitation de l'antenne doit se trouver dans le plan (yOz) , contrairement au cas d'une polarisation TM où le champ électrique se trouvait dans le plan (xOz) . Et afin d'avoir un bon couplage entre ce champ et la grille métallique, celle-ci doit être aussi orientée vers l'axe des y , donc suivant la largeur de l'antenne.

La figure 4.32 montre un prototype d'une antenne BIE sectorielle monosource polarisée horizontalement. Les dimensions de la grille métallique doivent être optimisées pour avoir des performances similaires à celles obtenues avec l'antenne en polarisation TM de départ.

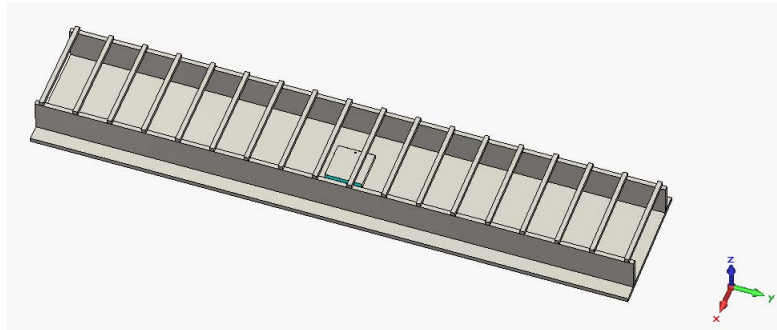


FIG.4.32 – Prototype d’une antenne BIE sectorielle monosource en polarisation TE

4.4.2.3 Double polarisation TE/TM

Pour finir, nous proposons la solution d’une antenne à double polarisation (TE et TM). En effet, lorsque le train se déplace sur la voie ferrée partant de la station de base, la polarisation TM est activée jusqu’à ce qu’il arrive à 2000 m. A cet endroit, nous basculons sur la polarisation TE en émission afin d’empêcher la coupure du signal autour de 3 km. Dans ce cas, la puissance reçue est suffisamment au-dessus du seuil de réception (-87 dB). La figure 4.33 illustre cette solution.

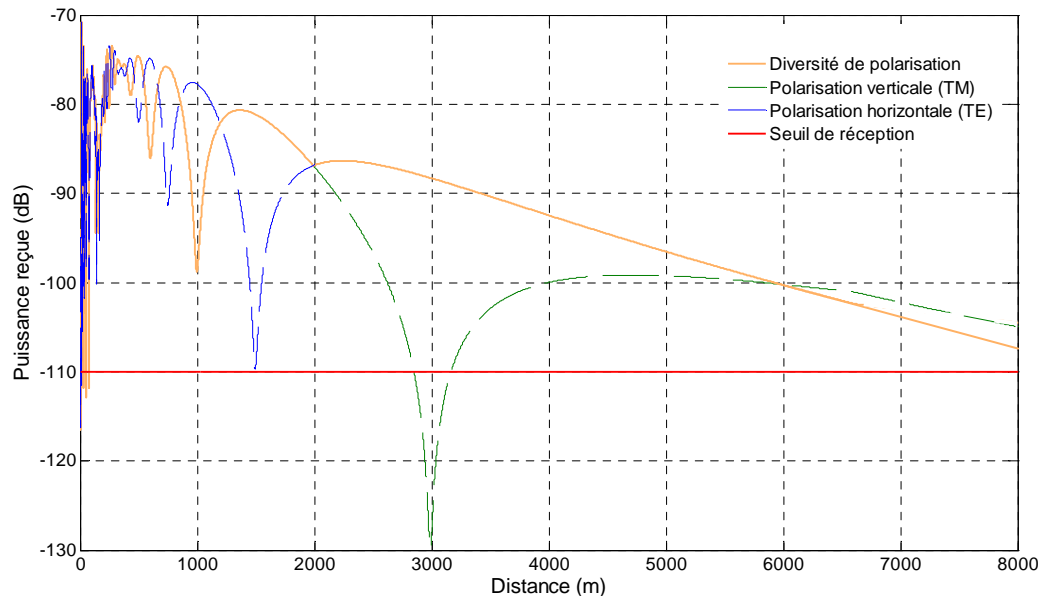


FIG.4.33 – Diversité de polarisation TE/TM

Cette solution semble être la plus adéquate pour résoudre le problème d’évanouissement, mais elle nécessite de mettre de la diversité sur l’antenne de station

de base.

4.5 Conclusion

Ce chapitre avait pour but de s'affranchir du problème de propagation résultant de la réflexion de l'onde sur le sol, provoquant ainsi la coupure du signal dans le train pendant quelques instants.

Plusieurs solutions ont été proposées. La première solution se basait sur le diagramme de rayonnement de l'antenne de station de base. Dans ce contexte, nous avons montré que le fait de tilter cette antenne vers le haut permet de diminuer l'amplitude du champ réfléchi et donc d'améliorer la puissance reçue. Nous avons également proposé d'utiliser une antenne plus directive, ou aussi une antenne ayant un diagramme en cosécante carrée idéal, dans le but d'augmenter la dynamique du diagramme surtout au voisinage de l'axe principal.

La deuxième proposition était de changer la polarisation des antennes. Dans ce contexte, nous avons montré qu'une polarisation horizontale est la meilleure solution pour pallier au problème du trou de puissance à la réception.

La dernière solution se basait sur la diversité de polarisation en utilisant une antenne à double polarisation, afin de pouvoir basculer d'une polarisation à une autre selon le besoin.

Toutes ces améliorations proposées dans ce chapitre ne sont que des suggestions et des orientations d'études. Elles demanderaient une étude beaucoup plus approfondie en tenant compte des coûts et des contraintes de réalisation pour voir si nous sommes pertinents ou pas.

Il reste à noter que, durant ces études, nous nous sommes placés dans un cas très défavorable et très difficile en considérant que le sol est plan et totalement réflecteur :

- Même si le sol est plan, nous pouvons le considérer rugueux. Dans ce cas, le rayon réfléchi va être éparpillé et nous nous retrouvons dans le cas d'un modèle à un seul rayon (rayon direct).
- Si le sol n'est pas plan (incliné en biais), le rayon réfléchi part dans d'autres côtés sans toucher le rayon direct.

Ce qui montre aussi que nous avons étudié un cas extrêmement défavorable en tenant compte de l'atténuation dans l'atmosphère ($n = 1$ dB/km) sur les deux rayons direct et réfléchi à la fois.

Conclusion générale

Les travaux de cette thèse se situent dans le cadre du projet THDT (Très Haut Débit dans les Trains) qui a pour objectif de fournir du très haut débit dans les trains.

Un état de l'art des systèmes de communication avec les trains existants nous a montré que l'accès à Internet dans les trains se fait par trois types de liaison :

- Une liaison entre un satellite géostationnaire et une antenne parabole située sur le toit du train et visant en permanence le satellite.
- Une liaison avec la plate-forme de l'opérateur via des fibres optiques ou autre.
- Une liaison de type WiFi à l'intérieur du train. Dans chaque wagon, des points d'accès créent le réseau visible par les voyageurs.

Côté débit, ce type de liaison satellitaire ne fournit que 5 Mbit/s à partager avec tous les voyageurs situés dans une seule rame (plus de 360 personnes). Chaque voyageur n'a donc qu'une dixième de Mbit/s et ce n'est pas suffisant. En plus cette liaison coûte cher.

La solution que propose le projet THDT est de remplacer cette liaison satellitaire par une liaison terrestre hertzienne beaucoup moins compliquée que la première avec un très haut débit atteignant les **18 Mbit/s**. Ce sera une liaison de type **WiMAX mobile** entre les stations de base et le train. Ces stations qui sont localisées aux bords de la voie ferrée, visent en permanence une antenne située sur le toit du train. Les deux autres types de liaison restent les mêmes : une liaison WiFi à l'intérieur du train et la connexion au réseau dorsal local.

A titre d'application, nous avons choisi la voie ferrée située entre Limoges et Guéret. La liaison entre ces deux villes de la région du Limousin est effectuée par des trains express régionaux (T.E.R.) qui véhiculent beaucoup de passagers par an, et donc fournir du haut débit à ces voyageurs était un objectif socio-économique du projet THDT.

Dans cette thèse, la liaison la plus complexe et la plus difficile a été considérée, c'est la liaison de type WiMAX mobile. Notre objectif sera donc d'étudier et de définir

les caractéristiques de l'antenne de station de base pour optimiser ce système de télécommunication sans fil. Deux aspects ont été abordés par les travaux de cette thèse :

- D'une part l'aspect antenne : définition, conception et réalisation de l'antenne de station de base. Cette antenne communique avec l'antenne placée sur le toit du train par une liaison de type WiMAX mobile.
- D'autre part l'aspect propagation : étude de la réflexion de l'onde sur le sol et optimisation du bilan de liaison.

Bilan

La première étape qui a fait l'objet du chapitre 1 a porté sur la définition du cahier des charges de l'antenne de station de base adéquate pour optimiser le système de communication par voie terrestre hertzienne. En conclusion, nous nous sommes fixé l'objectif de concevoir une antenne sectorielle à fort gain pour pouvoir couvrir l'intégralité de la voie ferrée. Pour cela, un état de l'art sur les antennes sectorielles existantes a été effectué. Il a mis en évidence les limites de ces antennes qui résidaient notamment dans le faible gain. A la vue de cette étude, nous avons proposé de concevoir une antenne sectorielle à bande interdite électromagnétique BIE.

Le second chapitre a décrit le fonctionnement des antennes BIE directives qui repose sur les propriétés d'une onde évanescente latéralement. En effet, lorsque la cavité BIE est excitée par une source d'excitation, l'énergie est focalisée dans la direction verticale générant ainsi une ouverture rayonnante de forme circulaire sur la face supérieure de l'antenne. Tout d'abord, nous avons étudié les propriétés électromagnétiques d'une antenne directive plane de forme carrée. En particulier, nous avons étudié le cas d'antenne à base de matériaux métalliques. Ces antennes sont les plus adéquates à notre sujet puisqu'elles sont rigides et quasi-planaires et peuvent être installées sur la station de base sans encombrement. Ensuite, la possibilité d'avoir un rayonnement sectoriel avec ces antennes a été étudiée en leur donnant une forme rectangulaire. Cette idée a été basée sur le fait que la tache de rayonnement aura dans ce cas une forme elliptique et par suite, le diagramme de rayonnement qui n'est que la transformée de Fourier spatiale de cette distribution sera large dans le plan qui correspond à la plus petite dimension de l'antenne et étroit dans l'autre plan. Ce chapitre a permis aussi de mettre au point une méthode pour la conception de l'antenne de station de base définitive. Il a également montré comment les performances de l'antenne BIE peuvent être améliorées en excitant la cavité par une

multitude de sources, et que l'inhomogénéité de la tache de rayonnement ainsi générée est la cause majeure de l'apparition des lobes secondaires.

Dans le troisième chapitre, l'antenne définitive pour la station de base a été présentée. Une validation de ce modèle et d'autres considérations de réalisation a été faite par la réalisation d'un prototype alimenté seulement par quatre patches, alors que l'antenne définitive en comporte douze. Les résultats de mesure ont montré une très bonne concordance avec la simulation. L'antenne définitive a été ensuite réalisée et les résultats de mesure ont montré que l'antenne répond bien au cahier des charges qui a été défini dans le premier chapitre de ce manuscrit. La distribution de la puissance aux accès de l'antenne a été établie par un circuit qui a été conçu, optimisé et réalisé. Ce chapitre a été clôturé par une étude qui a montré qu'il est possible de protéger l'antenne par un radôme dont nous avons optimisé les dimensions sans beaucoup modifier les performances de l'antenne.

L'antenne définitive de la station de base étant réalisable du point de vue industriel, performante et répondant aux contraintes du projet THDT, le quatrième et dernier chapitre a reposé sur le côté propagation avec pour objectif d'optimiser le bilan de liaison entre l'antenne de station de base et celle située sur le toit du train. Ce chapitre a montré que si le sol est considéré comme un plan métallique et que l'onde incidente subit une réflexion totale sur ce plan, l'onde s'évanouit et par suite le signal reçu est coupé pendant quelques instants. Pour pallier ce problème, plusieurs solutions ont été proposées pour augmenter l'écart entre le gain du trajet direct et celui du trajet réfléchi correspondant, surtout au voisinage de l'axe du lobe principal, et par suite atténuer l'évanouissement. Toutes ces solutions ont reposé sur la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne de station de base et sur la polarisation des antennes considérées (station de base et train).

La première solution se basait sur le diagramme de rayonnement de l'antenne de station de base. Dans ce contexte, le fait de tilter cette antenne vers le haut a permis de diminuer l'amplitude du champ réfléchi et donc d'améliorer la puissance reçue. D'autre part, le fait d'utiliser une antenne plus directive, ou aussi une antenne ayant un diagramme en cosécante carrée idéal, a été également proposé dans le but d'augmenter la dynamique du diagramme surtout au voisinage de l'axe principal.

La deuxième proposition était de changer la polarisation des antennes. Dans ce contexte, il a été montré qu'une polarisation horizontale est la meilleure solution pour pallier le problème du trou de puissance à la réception.

La dernière solution se basait sur la diversité spatiale en utilisant une antenne

à double polarisation (verticale et horizontale). Ceci permet de pouvoir basculer à la polarisation verticale lorsque la puissance reçue dans le cas d'une polarisation horizontale est au-dessous du seuil de réception, ou à la polarisation horizontale dans le cas contraire.

Perspectives

Plusieurs **perspectives** peuvent être avancées à l'issue de ces études.

Nous avons vu parmi les solutions proposées pour atténuer l'évanouissement dû à la réflexion sur le sol que le fait d'utiliser une antenne à double polarisation nous permet de basculer tantôt sur la polarisation horizontale lorsque la puissance reçue dans le cas d'une polarisation verticale est au-dessous du seuil de réception et tantôt sur la polarisation verticale dans le cas contraire. Donc la première perspective sur le plan technique serait de concevoir une antenne planaire BIE à double polarisation dans le but d'améliorer le système de télécommunication. Ceci nous permettrait aussi de mettre de la diversité sur l'antenne de station de base.

Nous avons vu que l'atténuation par la végétation à 5 GHz est très importante (plus de 10 dB d'atténuation par mètre de végétation) si l'onde rencontre des épaisseurs de végétation de plus de 10 m. ce problème serait grossièrement évité si l'antenne fonctionnait à une fréquence plus basse puisque dans ce cas, la longueur d'onde est plus grande. Dans ce contexte, une deuxième perspective serait de concevoir une antenne bibande pour la station de base, par exemple une antenne fonctionnant sur les bandes ISM (2,4 GHz) et la bande WiMAX 5,47 – 5,725 GHz.

La valeur 60° qui a été proposée dès le départ dans cette thèse est surestimée une fois nous étudions le terrain d'une façon plus précise. Nous aurions pu dire qu'élargir l'antenne permettrait d'avoir un angle d'ouverture plus faible, mais dans ce cas, le gain de l'antenne diminue. Donc pour rétrécir l'ouverture du diagramme de rayonnement de l'antenne de station de base tout en augmentant le gain, nous pourrions avancer une troisième perspective qui serait d'associer en réseau plusieurs antennes sectorielles BIE sur le plan horizontal.

Une quatrième perspective serait d'alimenter l'antenne de station de base par un guide d'onde. En effet, nous avons vu que l'alimentation par un réseau de patches nécessite un circuit de distribution de la puissance et des câbles longs. Mais un tel dispositif engendre des pertes non négligeables (plus de 2 dB de pertes). Un autre type d'alimentation pourrait être utilisé : c'est l'alimentation par un guide d'onde. C'est un

guide métallique qui peut avoir des formes adaptables selon le besoin (rectangulaire pour notre antenne) dont les pertes sont très négligeables.

Dans notre thèse, nous avons considéré des cas très défavorables en considérant un sol plan conducteur et une atténuation de 1 dB/km de pluie et de végétation. Une cinquième perspective serait donc de mener une étude approfondie du terrain (vallées encaissées, végétation, etc.) afin d'étudier le bilan de liaison et les problèmes d'évanouissement dans un contexte pratique.

Concernant l'**avenir du projet THDT**, il est prolongé d'un an par la Région avec l'introduction de nouveaux partenaires industriels. Des mesures sur le terrain seront faites dans six mois en attendant que l'antenne située sur le train soit terminée par mon collègue qui l'a prise en charge pendant ses travaux de thèse. D'autre part, la tâche qui me sera confiée est une étude "système" sur le réseau sans fil complet : je passerai par l'analyse des performances des équipements en terme de handover et de Doppler, l'intégration dans un réseau expérimental dont les paramètres sont à définir, la mise en place de ce réseau, etc.

Annexe A

Les matériaux BIE

A.1 Les matériaux à bande interdite électromagnétique

A.1.1 Historique

Le concept des structures à bande interdite électromagnétique (BIE) anciennement appelées structure à bande interdite photoniques (BIP) a été développé par le physicien anglais William Laurence BRAGG en 1915, et fut le miroir de Bragg. Ce dernier est composé d'un empilement à une dimension de surfaces planes transparentes et permet grâce à des phénomènes d'interférences constructives de réfléchir 99,5% de l'énergie incidente à condition que cette dernière attaque le miroir sous une incidence proche de zéro degré. Un espacement de $\lambda_g/4$ est nécessaire pour atteindre ce rendement. Le principe du miroir de Bragg est illustré sur la figure A.1.

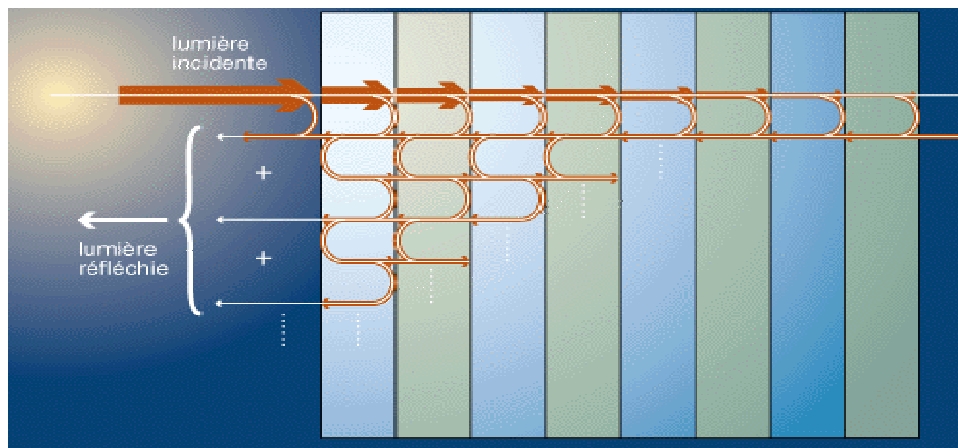


FIG.A.1 – Principe du miroir de Bragg.

Ces matériaux dont la constante diélectrique est structurée de manière périodique possèdent des fréquences pour lesquelles il n'existe aucun mode de propagation possible à l'intérieur du matériau, autrement appelé bande de fréquence interdite. Depuis, E. Yablonovitch [45] a eu l'idée d'étendre leur fonctionnement à plusieurs dimensions. Pour simplifier les réalisations, un prototype a été défini avec des bandes interdites mesurables en micro-ondes. Depuis cette innovation, les études qui ont pour objet ces matériaux se sont considérablement accrues.

L'analogie entre l'équation de Schrödinger et l'équation de propagation issue des équations de Maxwell dans les milieux diélectriques périodiques permet de rapprocher les propriétés des cristaux solides de celles des cristaux photoniques.

A l'image des semi-conducteurs, dont la régularité du paysage atomique entraîne l'existence d'une bande d'énergie interdite, nous pouvons donc obtenir des bandes de fréquences interdites pour des matériaux diélectriques périodiques. Pour ces bandes de fréquences, aucune onde électromagnétique ne peut se propager dans le matériau et ceci quel que soit l'angle d'incidence considéré selon la structure étudiée. Ces plages de fréquences ont pris le nom générique de Bande Interdite Photonique.

A.1.2 Les structures BIE à défaut

Notion de défaut

La périodicité entraîne uniquement la formation de zones passantes et de zones interdites, ce qui revient grossièrement à réaliser des filtres fréquentiels simples. Dans cette situation, les seuls paramètres sur lesquels il est possible d'intervenir sont la largeur et la position de la bande interdite. Ces paramètres sont réglables en changeant la périodicité de la structure par exemple.

La création de défaut dans les structures BIE est engendrée par la rupture de la périodicité d'éléments périodiques. Cette rupture, comme nous allons le voir plus tard, va créer **l'ouverture d'une bande de fréquence autorisée au sein de la bande interdite**. La position et la largeur de la bande passante sont gérées par les caractéristiques du défaut (figure A.2).

Dans des structures 1D, le défaut ne peut être envisagé que dans la direction de périodicité. En revanche pour les structures 3D, nous pouvons créer des défauts dans une, deux ou trois directions (sous la forme de micro cavité) comme le montre la figure A.3.



FIG.A.2 – Différents types de défauts basés sur la rupture de la périodicité du motif élémentaire.

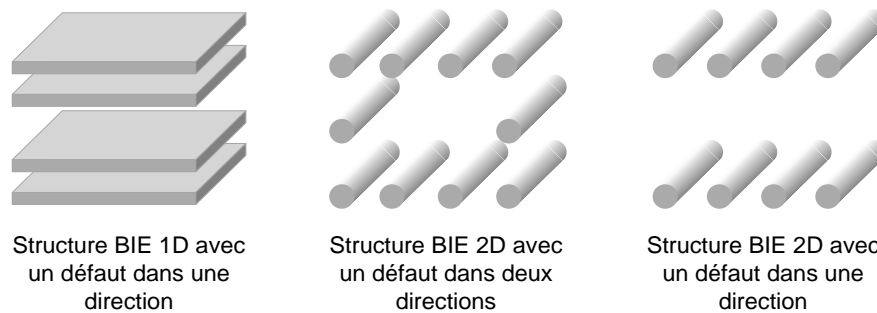


FIG.A.3 – Exemple de dimension du défaut.

Comportement électromagnétique des matériaux BIE 1D

Par leur périodicité, les matériaux à bande interdite électromagnétique présentent des propriétés de filtrage fréquentiel et spatial.

Caractéristiques des matériaux BIE 1D dans le domaine fréquentiel

a) Structure BIE sans défaut :

Nous allons étudier les propriétés électromagnétiques des structures périodiques et leurs comportements fréquentiels. Ensuite, nous étudions l'influence du défaut sur ces propriétés. Pour ce faire, nous éclairons le matériau avec une onde plane en incidence normale et nous en déduisons les coefficients de réflexion et de transmission. Les résultats présentés dans cette section sont obtenus théoriquement grâce à la méthode numérique FDTD qui fonctionne sur le principe de la discrétisation spatiale et temporelle simultanées [59].

Le filtrage fréquentiel est illustré sur la figure A.4 par l'évolution en fonction de la fréquence des coefficients de réflexion et de transmission à travers un matériau BIE 1D sans défaut soumis à une onde électromagnétique d'incidence normale. Une succession de bandes passantes et interdites apparaît (une seule est représentée sur la

figure A.4) [83], [84].

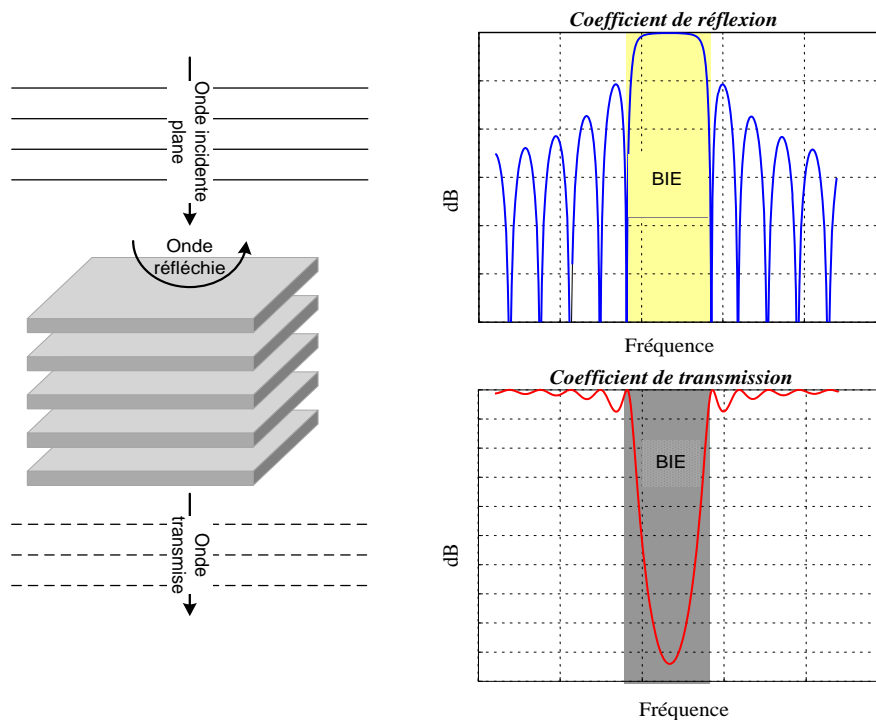


FIG.A.4 – Coefficients de réflexion et de transmission de la structure BIE sans défaut.

Ces structures périodiques réfléchissent les ondes grâce à un phénomène d'interférence constructive entre les différentes couches composant le matériau. L'onde incidente est partiellement réfléchie à chaque interface entre deux couches. Du fait de la stratification périodique, les ondes ainsi réfléchies présentent un déphasage bien défini les uns par rapport aux autres. Elles interfèrent donc de manière constructive ou destructive selon la valeur du déphasage qui dépend entre autre de la longueur d'onde et de l'angle d'incidence, comme l'illustre la figure A.5.

b) Structure BIE avec défaut :

Lorsque l'on introduit un défaut dans le matériau BIE (figure A.6(a)) une étroite bande passante apparaît dans la bande interdite (analogie avec les pièges d'énergie dans les cristaux) autour d'une fréquence f_0 .

La figure A.6(b) présente le coefficient de transmission en fonction de la fréquence de la structure à défaut. Ce coefficient montre l'apparition d'un pic de transmission au milieu de la bande interdite pour la fréquence f_0 . L'insertion d'un défaut de hauteur égale à un multiple de λ_0 permet de générer des pics de transmission tous les f_0 . La

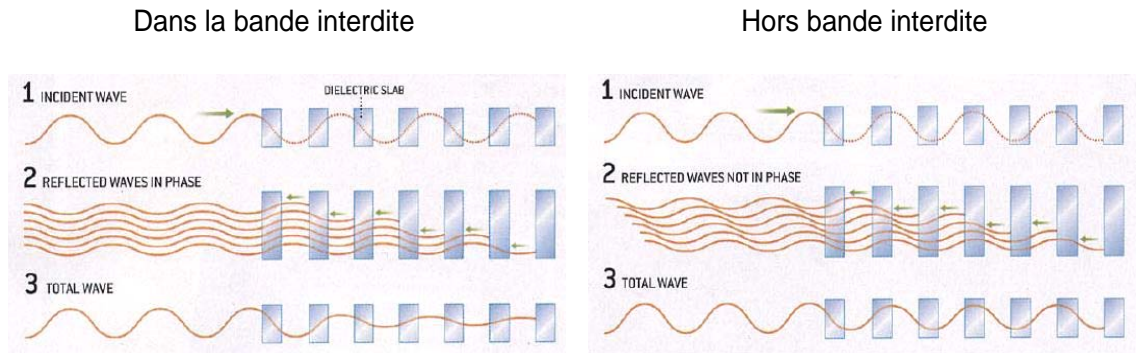


FIG.A.5 – Propagation à travers une structure BIE 1D.

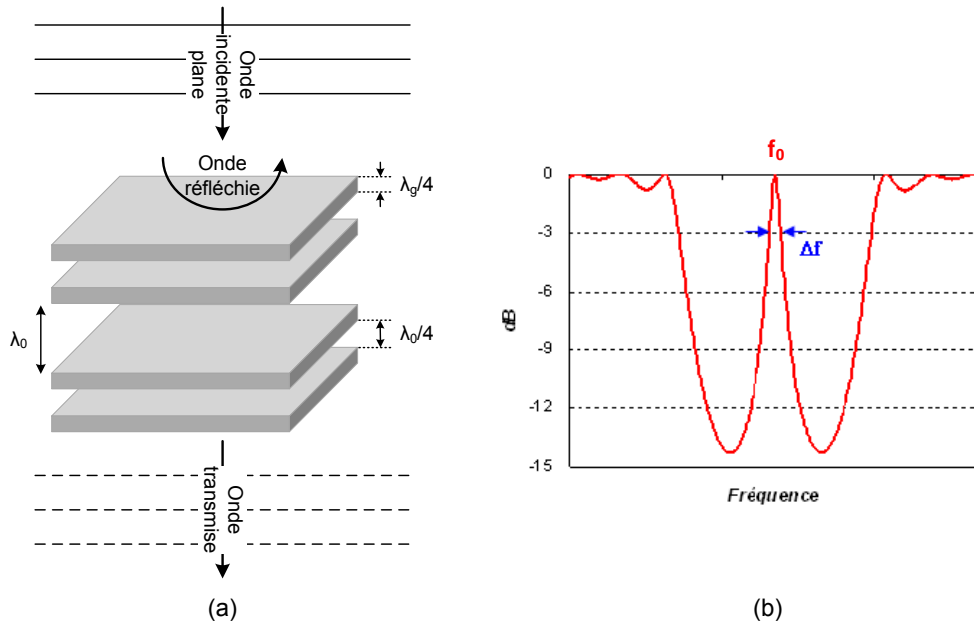


FIG.A.6 – (a) Structure BIE à défaut. (b) Coefficient de transmission de la structure BIE à défaut.

fréquence de cette bande permise peut être décentrée dans la bande interdite par une hauteur du défaut différente de λ_0 au sein de la structure périodique assemblant les couches d'épaisseur $\lambda_g/4$.

Caractéristiques des matériaux BIE dans le domaine spatial

Le filtrage spatial se traduit par le fait que l'énergie EM ne se propage dans le matériau que dans des directions privilégiées. C'est très visible dans l'espace réciproque (des phases) obtenu en prenant les transformées de Fourier spatiales des champs existant dans un matériau BIE 2D (tiges), ce qui revient à décomposer le champ en ondes planes

[58], [59].

L'analyse des structures périodiques dans l'espace réciproque permet de déterminer la distribution spatiale des champs électromagnétique en fonction des vecteurs d'ondes dans la structure finie considérée. Tout d'abord, le principe de la méthode permettant d'obtenir ces résultats est exposé. Puis, un exemple de cartographie caractérisant une structure BIE à défaut 1D dans l'espace réciproque va être donnée.

IL est nécessaire au préalable d'étudier les champs électromagnétiques de la structure de dimension finie dans l'espace direct. Cette étude peut être réalisée à l'aide d'un outil numérique du type F.D.T.D [58].

Les composantes de champ $\vec{E}(f, x, y, z)$ et $\vec{H}(f, x, y, z)$ pour différentes fréquences sont alors transposées dans l'espace réciproque des vecteurs d'onde par une simple transformée de Fourier spatiale (A.1, A.2).

$$\vec{E}_{f_0}(k_x, k_y, k_z) = \int_x \int_y \int_z \vec{E}_{f_0}(x, y, z) e^{j(k_x x + k_y y + k_z z)} \partial x \partial y \partial z \quad (\text{A.1})$$

$$\vec{H}_{f_0}(k_x, k_y, k_z) = \int_x \int_y \int_z \vec{H}_{f_0}(x, y, z) e^{j(k_x x + k_y y + k_z z)} \partial x \partial y \partial z \quad (\text{A.2})$$

La densité de puissance de rayonnement $P_{f_0}(\vec{k})$ donnée par (A.3) est présentée sous forme de cartographie afin de mettre en évidence les valeurs de vecteurs d'ondes des champs pouvant se propager au sein de la structure BIE simulée.

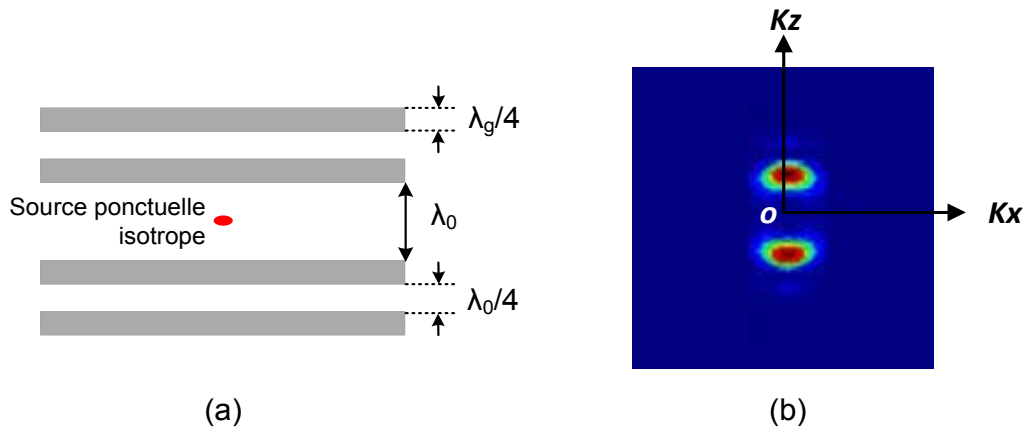


FIG.A.7 – Exemple de distribution de densité de puissance obtenue avec une structure BIE 1D à défaut pour la fréquence f_0 . (a) Structure BIE 1D à défaut dans le plan (xOz) . (b) $P_{f_0}(\vec{k})$ à f_0 représentée dans l'espace réciproque, plan (k_x, O, k_z) .

$$P_{f_0}(\vec{k}) = \left\| \vec{E}_{f_0}(\vec{k}) \right\| \left\| \vec{H}_{f_0}(\vec{k}) \right\| \quad (\text{A.3})$$

Un code de calcul permettant de caractériser les BIE dans l'espace réciproque a été développé au sein de l'équipe électromagnétisme de l'IRCOM [58], [59].

Cartographies

Une distribution de densité de puissance rayonnée $P_{f_0}(\vec{k})$ obtenue avec une structure BIE à défaut 1D excitée par une source ponctuelle isotrope est représentée sur la figure A.7. Cette cartographie est tracée pour la fréquence f_0 du pic de transmission (figure A.6) engendré par le défaut de dimension λ_0 .

Ce résultat montre qu'il existe deux valeurs distinctes de vecteurs d'onde et donc deux directions privilégiées pour la propagation de l'énergie au sein d'une structure BIE à défaut. Cette constatation est valide à la fréquence du pic de transmission f_0 .

Annexe B

Calcul de Q en fonction de r_{BIE}

La méthode la plus simple pour définir les propriétés de base d'une cavité BIE est l'utilisation du modèle d'ondes planes infinies, en supposant que ces ondes arrivent en incidence normale ou oblique. La géométrie d'une telle cavité est montrée sur la figure B.1. Elle est constituée de deux miroirs plans semi-transparentes M_1 et M_2 , séparés par un milieu à pertes de constante diélectrique ϵ_r , d'épaisseur D et d'indice de réfraction n ($n = \epsilon_r^{1/2}$).

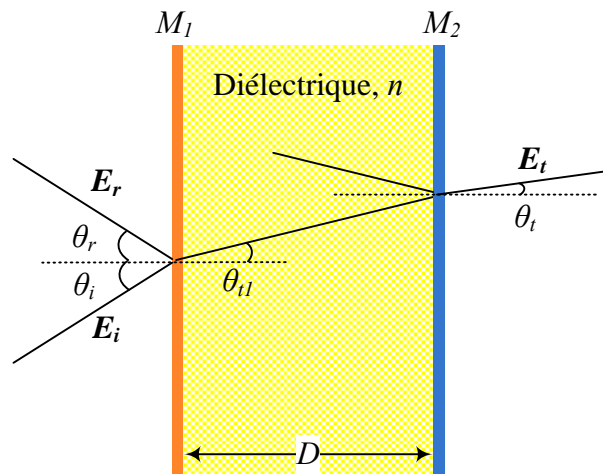


FIG.B.1 – Géométrie d'une cavité BIE

Comme les miroirs ne sont pas fermés par une ouverture, la diffraction est négligeable et la propagation du faisceau dans la cavité peut être décrit utilisant l'optique géométrique. Les pertes de diffusion et d'absorption sont exprimées par le coefficient d'absorption α . Soit une onde plane monochromatique qui illumine la cavité

sous un angle θ . Son amplitude et sa période angulaire sont notées par E_i et $w = 2\pi f$ respectivement ($f = c_0/\lambda_0$ est la fréquence de fonctionnement, c_0 et λ_0 sont la vitesse de la lumière et la longueur d'onde dans le vide, respectivement). La lumière incidente est partiellement réfléchiée et partiellement transmise par le miroir d'entrée M_1 . Le champ transmis arrive jusqu'au miroir de sortie M_2 où il sera partiellement réfléchi et partiellement transmis de nouveau. La somme de tous les rayons réfléchis produit un champ total partant dans chaque direction. Par conséquent, une interférence à rayons multiples aura lieu. Les coefficients de réflexion et de transmission de ces miroirs sont généralement des grandeurs complexes.

Pour faciliter les calculs, nous considérons que les miroirs sont placés en espace libre ($n = 1$). r_1, t_1 et r_2, t_2 dénotent les coefficients de réflexion et de transmission (dépendants de la fréquence) de M_1 et M_2 respectivement. Avec ces notations, les champs transmis et réfléchi, E_r et E_t , en incidence normale ($\theta = 0$) sont donnés par B.1 et B.2 :

$$E_r = E_i \left\{ r_1 + r_2 t_1^2 \exp(-j2\varphi) \exp(-\alpha 2D) + r_1 r_2^2 t_1^2 \exp(-j4\varphi) \exp(-\alpha 4D) + \dots \right\} \quad (\text{B.1})$$

$$E_t = E_i \left\{ t_1 t_2 \exp(-j\varphi) \exp(-\alpha D) + t_1 t_2 r_1 r_2 \exp(-j3\varphi) \exp(-\alpha 3D) + t_1 t_2 (r_1 r_2)^2 \exp(-j5\varphi) \exp(-\alpha 5D) + \dots \right\} \quad (\text{B.2})$$

où

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda_0} D \quad (\text{B.3})$$

représente la variation de phase due au trajet optique à travers le motif.

Comme l'amplitude du facteur $\exp(-j2\varphi) \exp(-\alpha 2D)$ est inférieure à l'unité, les expressions B.1 et B.2 sont des progressions géométriques convergentes :

$$\frac{E_r}{E_i} = \left\{ r_1 + \frac{r_2 t_1^2 \exp(-j2\varphi) \exp(-2\alpha D)}{1 - r_1 r_2 \exp(-j2\varphi) \exp(-2\alpha D)} \right\} \quad (\text{B.4})$$

$$\frac{E_t}{E_i} = \left\{ \frac{t_1 t_2 \exp(-j\varphi) \exp(-\alpha D)}{1 - r_1 r_2 \exp(-j2\varphi) \exp(-2\alpha D)} \right\} \quad (\text{B.5})$$

La puissance totale transmise T_{cav} s'écrit :

$$T_{cav} = \left[\frac{E_t}{E_i} \right] \left[\frac{E_t}{E_i} \right]^* = \frac{T_1 T_2 \exp(-2\alpha D)}{1 - 2(R_1 R_2)^{1/2} \cos(2\varphi - \rho_1 - \rho_2) \exp(-2\alpha D) + R_1 R_2 \exp(-4\alpha D)} \quad (\text{B.6})$$

avec $t_k = T_k^{1/2} \exp(j\tau_k)$ et $r_k = R_k^{1/2} \exp(j\rho_k)$, $k = 1, 2$. T_k et R_k sont connues comme étant la transmittance et la réflectance de puissance des miroirs M_i respectivement.

En négligeant toute absorption ($\alpha = 0$, $T_k = 1 - R_k$, $k = 1, 2$), nous obtenons :

$$T_{cav} = \frac{(1 - R_1)(1 - R_2)}{1 - 2(R_1 R_2)^{1/2} \cos(2\varphi - \rho_1 - \rho_2) + R_1 R_2} \quad (\text{B.7})$$

En utilisant l'égalité :

$$1 - \cos \Psi = 2 \sin^2 \left(\frac{\Psi}{2} \right) \quad (\text{B.8})$$

T_{cav} peut donc s'écrire :

$$T_{cav} = \frac{(1 - R_1)(1 - R_2)}{(1 - (R_1 R_2)^{1/2})^2 + 4(R_1 R_2)^{1/2} \sin^2 \left(\frac{2\varphi - \rho_1 - \rho_2}{2} \right)} \quad (\text{B.9})$$

Pareillement, la réflectance R_{cav} de la cavité peut être calculée en multipliant le coefficient de réflexion $\frac{E_r}{E_i}$ (équation B.4) par son conjugué. En négligeant les absorptions, nous obtenons :

$$R_{cav} = \frac{R_1 - 2(R_1 R_2)^{1/2} \cos(2\varphi - \rho_1 - \rho_2) + R_2}{1 - 2(R_1 R_2)^{1/2} \cos(2\varphi - \rho_1 - \rho_2) + R_1 R_2} \quad (\text{B.10})$$

Comme nous avons négligé les absorptions ($A_{cav} = 0$), et d'après le théorème de conservation de l'énergie ($A_{cav} + R_{cav} + T_{cav} = 1$), nous aurons :

$$R_{cav} + T_{cav} = 1 \quad (\text{B.11})$$

En examinant l'équation B.9, nous avons un maximum de transmission lorsque le terme sin s'annule. Ceci a lieu quand :

$$\frac{\Phi}{2} = \frac{2\varphi - \rho_1 - \rho_2}{2} = q\pi \quad (\text{B.12})$$

avec $q = 0, 1, 2, \dots$ est un entier indiquant le numéro du mode longitudinal (axial).

Note : L'équation B.12 correspond à la condition d'onde stationnaire des filtres d'interférence multiple, pour lesquels le champ total transmis est maximal à chaque

fois que Φ est multiple de 2π . Dans ce cas, pour considérer l'angle d'incidence et de la constante diélectrique n du substrat, D doit être remplacée par $D(n^2 - \sin^2 \theta)^{1/2}$ dans la définition de φ . En effet, d'après la figure B.1, nous avons :

$$\cos \theta_{t1} = \frac{D}{X} \quad (\text{B.13})$$

Or $\sin \theta_i = n \sin \theta_{t1}$ et $\cos \theta_{t1} = \sqrt{1 - \sin^2 \theta_{t1}}$, nous aurons :

$$X = \frac{Dn}{\sqrt{n^2 - \sin^2 \theta_i}} \quad (\text{B.14})$$

Enfin, nous avons :

$$X = \frac{2\pi D}{\lambda_0} \frac{n^2}{\sqrt{n^2 - \sin^2 \theta_i}} \quad (\text{B.15})$$

Revenons au cas où $\theta = 0$ et $n = 1$. A partir des équations B.3 et B.12, nous déduisons l'expression de la fréquence de résonance, notée $f_{res,q}$, du q^e mode :

$$f_{res,q} = \frac{c_0}{2D} \left(q + \frac{\rho_1 + \rho_2}{2\pi} \right) \quad (\text{B.16})$$

Dans le cas où M_1 et M_2 sont parfaitement métalliques, $\rho_{o1} = \rho_{o2} = \pi$ et $f_{res,q} = f_{res,q,metal} = (q+1) \frac{c_0}{2D}$. Comme nous le savons, ceci correspond à une valeur du défaut égale à un nombre entier de demi-longueur d'onde ($D = (q+1) \frac{\lambda_0}{2}$). En général, dans le cas d'une antenne BIE, l'un des miroirs correspond à une surface partiellement réfléchissante et l'autre correspond à un plan de masse métallique.

A la résonance, et d'après les équations B.9 et B.12, la valeur du coefficient de transmission est maximale et vaut :

$$T_{cav,max} = \frac{(1 - R_1)(1 - R_2)}{(1 - (R_1 R_2)^{1/2})^2} \quad \forall \theta \text{ et } n \quad (\text{B.17})$$

La bande de fréquence à mi-puissance, que l'on note $\Delta f_{1/2}$, est définie par :

$$\Delta f_{1/2} = 2(f_q^+ - f_{res,q}) \quad (\text{B.18})$$

où f_q^+ dénote la fréquence supérieure à laquelle le coefficient de transmission atteint la moitié de sa valeur maximale $T_{cav,max}$ (figure B.2).

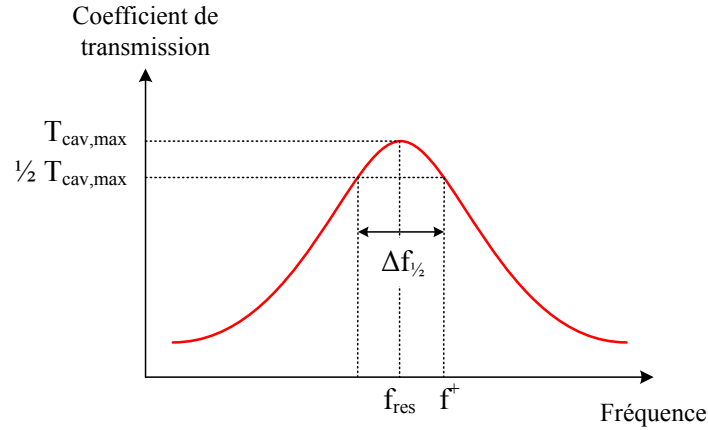


FIG.B.2 – Coefficient de transmission et résonance

f_q^+ est déduite des équations B.9 et B.17 :

$$\sin\left(\frac{2\varphi_q^+ - \rho_1 - \rho_2}{2}\right) = \frac{1 - (R_1 R_2)^{1/2}}{2(R_1 R_2)^{1/4}} \quad (\text{B.19})$$

avec $\varphi_q^+ = \frac{2\pi D}{c_0} f_q^+$ (dans l'air).

En négligeant la valeur $\frac{2\varphi_q^+ - \rho_1 - \rho_2}{2}$, nous aurons :

$$\varphi_q^+ = \frac{\rho_1 + \rho_2}{2} + q\pi + \frac{1 - (R_1 R_2)^{1/2}}{2(R_1 R_2)^{1/4}} \quad (\text{B.20})$$

Or nous savons d'après B.12 que $\varphi_{res} = \frac{\rho_1 + \rho_2}{2} + q\pi$, nous obtenons :

$$\Delta f_{1/2} = \frac{c_0}{\pi D} \frac{1 - (R_1 R_2)^{1/2}}{2(R_1 R_2)^{1/4}} \quad (\text{B.21})$$

Cette relation montre que la bande de fréquence à -3 dB dépend uniquement des réflectivité des deux miroirs.

La sélectivité en fréquence d'une cavité résonante est généralement caractérisée par le facteur de qualité Q_q du q^e mode longitudinal, défini par :

$$Q_q = \frac{f_{res,q}}{\Delta f_{1/2}} = \frac{(R_1 R_2)^{1/4}}{1 - (R_1 R_2)^{1/2}} \left[q\pi + \frac{\rho_1 + \rho_2}{2} \right] \quad (\text{B.22})$$

Dans le cas d'une antenne BIE constituée d'un matériau BIE ayant une réflectance d'amplitude $R_1 = R_{BIE}$ et de phase $\rho_1 = \rho_{BIE}$, et d'un plan de masse totalement

réflecteur ($R_2 = 1$ et $\rho_2 = \pi$), la valeur du coefficient de qualité pour le premier mode de résonance longitudinal est donnée par la formule suivante :

$$Q = \frac{R_{BIE}^{1/4}}{1 - \sqrt{R_{BIE}}} \left(\frac{\pi + \rho_{BIE}}{2} \right) \quad (\text{B.23})$$

En exprimant Q en fonction du coefficient de réflexion r_{BIE} , nous avons finalement :

$$Q = \frac{\sqrt{r_{BIE}}}{1 - r_{BIE}} \left(\frac{\pi + \rho_{BIE}}{2} \right) \quad (\text{B.24})$$

Annexe C

Les surfaces sélectives en fréquence FSS

C.1 Définition

Les FSS sont des surfaces périodiques dans une direction ou deux directions caractérisées par des coefficients de réflexion et de transmission.

Un exemple simple est la grille métallique (figure C.1-a) en polarisation TE (le champ E est parallèle aux tiges) et TM (le champ E est perpendiculaire aux tiges) dont le coefficient de réflexion en module est respectivement caractéristique d'un passe bas (TM) et d'un passe-haut (TE).

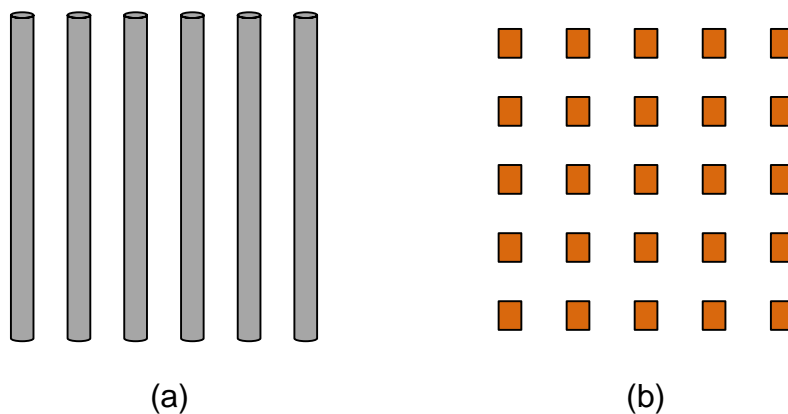


FIG.C.1 – Exemples de FSS

Alors qu'une structure FSS à motifs résonants (figure C.1-b) a un comportement de réjecteur de bande. Mais c'est essentiellement l'évolution de la phase du coefficient de réflexion qui sera importante lorsque la FSS sera utilisée seule dans l'antenne BIE.

C.2 Association de plusieurs FSS

Cette solution est intéressante pour obtenir phases qui évoluent positivement en fonction de la fréquence (permettant d'élargir la bande de l'antenne) ou décroissent très faiblement (large bande).

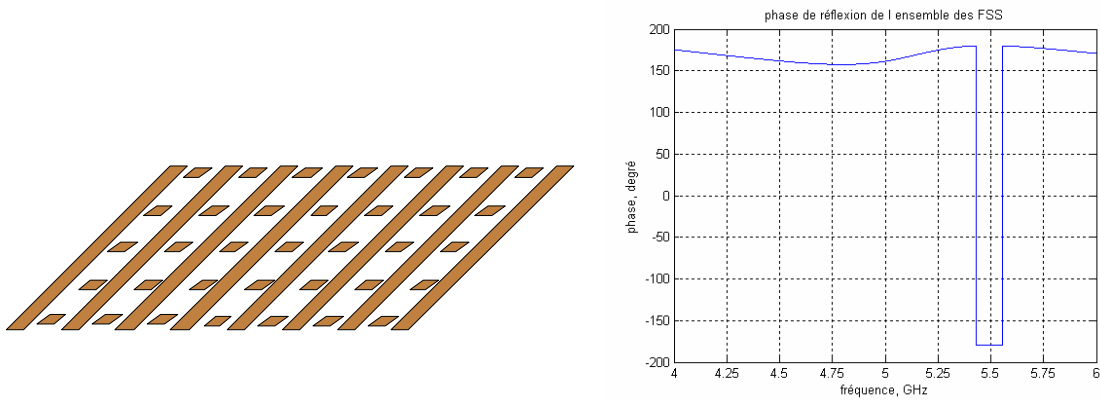


FIG.C.2 – Association de plusieurs FSS

Annexe D

Calcul de l'impédance caractéristique et de la permittivité effective d'une ligne microruban

Une ligne microruban est constituée d'un ruban conducteur imprimé sur une face d'un matériau diélectrique dont l'autre face constitue un plan de masse (figure D.1).

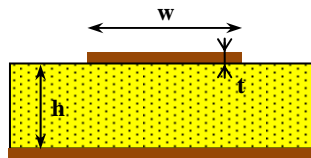


FIG.D.1 – Géométrie d'une ligne microruban

Les expressions données ci-dessous sont valables pour des lignes droites, uniformes et infiniment longues. Les grandeurs d'impédance caractéristique et de permittivité dans lesquelles n'apparaît pas explicitement la fréquence f , sont valables en régime statique.

L'impédance caractéristique d'un microruban dépend de ses dimensions et de la nature du matériau isolant. On trouve dans la littérature plusieurs équations empiriques complexes permettant de calculer l'impédance caractéristique à partir des données géométriques ou inversement de déterminer les dimensions permettant d'obtenir une ligne d'impédance donnée. Pour plus de détails, on pourra se référer à un excellent article de synthèse [70].

Les formules les plus précises sont dues à E.O. Hammerstad et ont été publiées en

1975. La complexité de ces formules les rend quasi inexploitable à la main, mais une fois rentrées dans un tableur tel que EXCEL, elles constituent un outil très précieux.

Ces équations utilisent les paramètres suivants :

- Z_0 impédance caractéristique de la ligne
- W largeur de la piste
- t épaisseur du diélectrique
- h épaisseur du diélectrique
- ϵ_r constante diélectrique du matériau isolant (permittivité relative).

D.1 Equations de synthèse

Un premier jeu d'équation permet de calculer le rapport W/h correspondant à une impédance Z_0 donnée. Pour une meilleure précision on utilise deux équations différentes selon la valeur de W/h .

Pour $W/h < 2$:

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (\text{D.1})$$

avec

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (\text{D.2})$$

Pour $W/h > 2$:

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (\text{D.3})$$

avec

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{D.4})$$

D.2 Equations d'analyse

Ces équations permettent de calculer l'impédance caractéristique d'une ligne microruban dont on connaît les dimensions. Pour une meilleure précision, on utilise ici encore deux équations différentes selon la valeur de W/h :

Pour $W/h < 1$:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad (\text{D.5})$$

avec

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (\text{D.6})$$

Pour $W/h > 1$:

$$Z_0 = \frac{120\pi / \sqrt{\epsilon_{eff}}}{\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right)} \quad (\text{D.7})$$

avec

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} \quad (\text{D.8})$$

Annexe E

Décomposition d'une onde plane sur une interface diélectrique

Lorsqu'une onde électromagnétique rencontre une surface séparant deux milieux ayant des constantes diélectriques différentes, on définit le plan d'incidence comme étant le plan contenant la normale à cette surface et le vecteur d'onde \mathbf{k} qui traduit la direction de propagation de l'onde. Et comme la polarisation d'une onde est définie par la celle du champ électrique \mathbf{E} , deux cas de propagation sont à distinguer : soit le champ électrique \mathbf{E} est perpendiculaire au plan d'incidence, dans ce cas la polarisation est TE (Transverse-Electrique) ou horizontale, soit le champ magnétique \mathbf{H} est lui perpendiculaire au plan d'incidence et la polarisation est TM (Transverse-Magnétique) ou verticale dans ce cas.

E.1 Cas où le champ électrique est perpendiculaire au plan d'incidence : polarisation TE

Considérons une onde plane définie par les vecteurs $(\mathbf{E}, \mathbf{H}, \mathbf{k})$ où le champ électrique \mathbf{E} est perpendiculaire au plan d'incidence défini par les vecteurs (\mathbf{N}, \mathbf{k}) (figure E.1). \mathbf{N} étant la normale à la surface séparant deux milieux différents définis par des constantes diélectriques différentes ϵ_1 et ϵ_2 , et \mathbf{k} le vecteur d'onde.

La continuité des composantes tangentielles des champs \mathbf{E} et \mathbf{H} à l'interface (Σ) permet d'écrire les expressions en forme complexe suivantes :

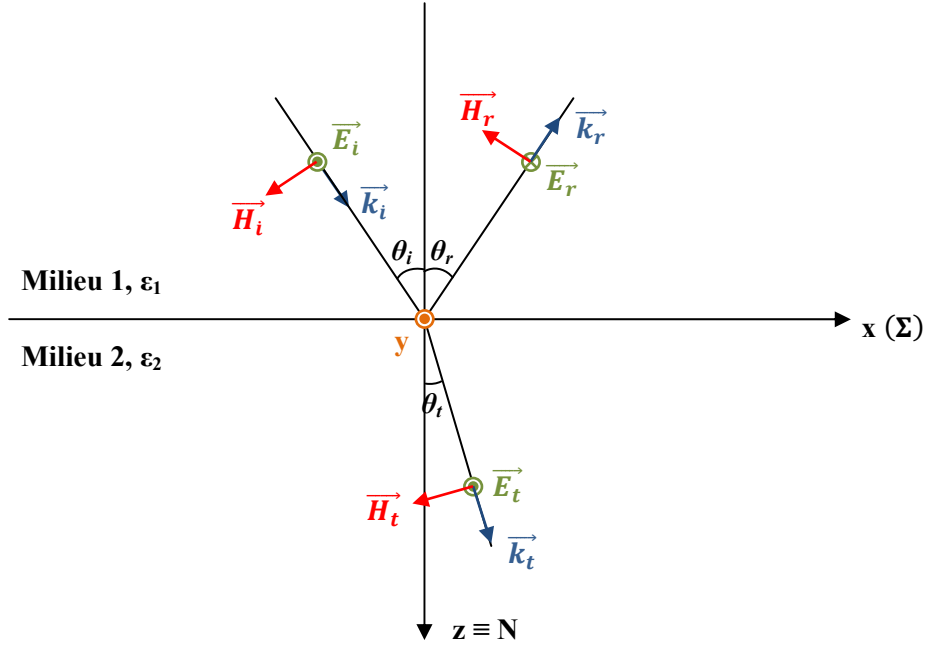


FIG.E.1 – Phénomène de propagation en polarisation TE

$$\begin{aligned} E_{i,y} + E_{r,y} &= E_{t,y} & \Rightarrow E_i + E_r &= E_t \\ H_{i,x} + H_{r,x} &= H_{t,x} & \Rightarrow (H_i + H_r)\cos\theta_i &= H_t\cos\theta_t \end{aligned} \quad (\text{E.1})$$

Comme $\frac{E_i}{H_i} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_1}}$, $\frac{E_r}{H_r} = -\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_1}}$ et $\frac{E_t}{H_t} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_2}}$, et après avoir divisé les équations E.1 par E_i , l'expression en amplitudes complexes des champs magnétiques en fonction de celles des champs électriques devient :

$$\begin{aligned} 1 + R_{\perp} &= T_{\perp} \\ (1 - R_{\perp})\cos\theta_i &= \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}}\cos\theta_t T_{\perp} \end{aligned} \quad (\text{E.2})$$

où $R_{\perp} = \frac{E_r}{E_i}$ et $T_{\perp} = \frac{E_t}{E_i}$ représentent le coefficient de réflexion et le coefficient de transmission en polarisation TE, respectivement.

En utilisant la relation de Descartes à l'interface (Σ) :

$$\sqrt{\epsilon_1}\sin\theta_i = \sqrt{\epsilon_2}\sin\theta_t \quad (\text{E.3})$$

$\cos\theta_t$ s'exprime en fonction de $\sin\theta_i$ par :

$$\cos\theta_t = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_2}} \sqrt{\epsilon_2 - \epsilon_1 \sin^2\theta_i} \quad (\text{E.4})$$

Dans notre cas, la propagation de l'onde s'effectue en espace libre, donc $\epsilon_1 = 1$. Tout calcul effectué, on aura :

$$R_{\perp} = \frac{\sqrt{\epsilon_1} \cos\theta_i - \sqrt{\epsilon_2} \cos\theta_t}{\sqrt{\epsilon_1} \cos\theta_i + \sqrt{\epsilon_2} \cos\theta_t} \quad (\text{E.5})$$

$$T_{\perp} = \frac{2\sqrt{\epsilon_1} \cos\theta_i}{\sqrt{\epsilon_1} \cos\theta_i + \sqrt{\epsilon_2} \cos\theta_t} \quad (\text{E.6})$$

Or $\sqrt{\epsilon_2} \cos\theta_t = \sqrt{\epsilon_2 - \epsilon_1 \sin^2\theta_i}$, et pour $\epsilon_1 = 1$, on aura :

$$\begin{aligned} R_{\perp} &= \frac{\sqrt{\epsilon_1} \cos\theta_i - \sqrt{\epsilon_2} \cos\theta_t}{\sqrt{\epsilon_1} \cos\theta_i + \sqrt{\epsilon_2} \cos\theta_t} \\ T_{\perp} &= \frac{2\sqrt{\epsilon_1} \cos\theta_i}{\sqrt{\epsilon_1} \cos\theta_i + \sqrt{\epsilon_2} \cos\theta_t} \end{aligned} \quad (\text{E.8})$$

E.2 Cas où le champ électrique est parallèle au plan d'incidence : polarisation TM

La figure E.2 explique le phénomène de propagation en réflexion et transmission d'une onde électromagnétique plane en polarisation TM, où le champ électrique est situé dans le plan d'incidence.

La continuité des composantes tangentielles des champs \mathbf{E} et \mathbf{H} à l'interface (Σ) permet d'écrire les expressions en forme **complexe** suivantes :

$$\begin{aligned} E_{i,x} + E_{r,x} &= E_{t,x} & \Rightarrow (E_i + E_r) \cos\theta_i &= E_t \cos\theta_t \\ H_{i,y} + H_{r,y} &= H_{t,y} & \Rightarrow H_i + H_r &= H_t \end{aligned} \quad (\text{E.9})$$

Tout calcul effectué, les expressions des coefficients de réflexion $R_{//} = \frac{E_r}{E_i}$ et de transmission $T_{//} = \frac{E_t}{E_i}$ pour une polarisation TM deviennent :

$$R_{//} = \frac{\sqrt{\epsilon_2} \cos\theta_i - \sqrt{\epsilon_1} \cos\theta_t}{\sqrt{\epsilon_2} \cos\theta_i + \sqrt{\epsilon_1} \cos\theta_t} \quad (\text{E.10})$$

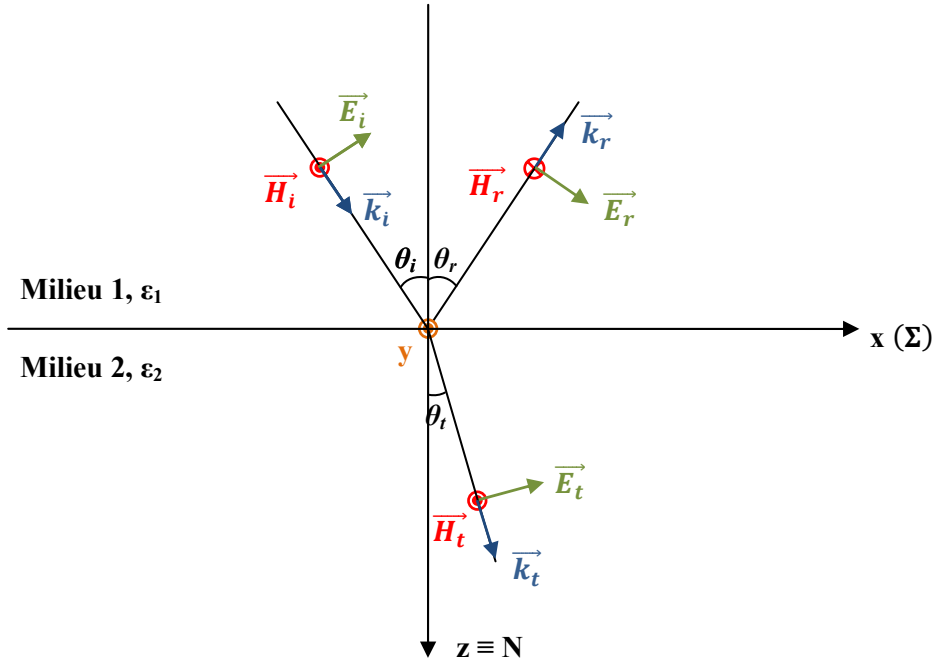


FIG.E.2 – Phénomène de propagation en polarisation TM

$$T_{//} = \frac{2\sqrt{\epsilon_2}\cos\theta_i}{\sqrt{\epsilon_2}\cos\theta_i + \sqrt{\epsilon_1}\cos\theta_t} \quad (\text{E.11})$$

Or $\cos\theta_t = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_2}}\sqrt{\epsilon_2 - \epsilon_1\sin^2\theta_i}$, et pour $\epsilon_1 = 1$, on aura :

$$R_{//} = \frac{\sqrt{\epsilon_2}\cos\theta_i - \sqrt{\epsilon_2 - \sin^2\theta_i}}{\sqrt{\epsilon_2}\cos\theta_i + \sqrt{\epsilon_2 - \sin^2\theta_i}} \quad (\text{E.13})$$

$$T_{//} = \frac{2\sqrt{\epsilon_2}\cos\theta_i}{\sqrt{\epsilon_2}\cos\theta_i + \sqrt{\epsilon_2 - \sin^2\theta_i}}$$

Glossaire

ADS	Advanced Design System
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
ARCEP	Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes
AuC	Authentication Center
BIE	Bande Interdite Electromagétique
BIEM	BIE Métallique
BIP	Bande interdite photoniques
BP	Bande passante
BSC	Base Station Controller
BTS	Base Transceiver Station
BWA	BroadbandWireless Access
CDMA IS	Code Division Multiple Access Interim Standard
CISTEME	Centre d'Ingénierie des Systèmes en Télécommunications ElectroMagnétisme et Electronique
CPE	Customer Premises Equipment
DGM	Dual Gradient Model
EDGE	Enhanced Data rates for GSM Evolution
EIR	Equipment Identity Register
EM	ElectroMagnétique
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
EXD	Exponential Decay model
FDD	Frequency Division Duplexing
FSS	Frequency Selective Surface
GPRS	General Packet Radio Service

GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile communications
HLR	Home Location Register
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HSUPA	High Speed Uplink Packet Access
IGN	Institut Géographique National
IMEI	International Mobile Equipment Identity
IP	Internet Protocol
ISM	Industrial, Scientific and Medical Band
IUT-R	International Telecommunications Union of Radio sector
LAN	Local Area Network
LMDS	Local Multipoint Distribution Service
LOS	Line-of-Sight
LTE	Long Term Evolution
MAN	Metropolitan Area Network
MED	Modified Exponential Decay model
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MMDS	Multi-channel Multipoint Distribution Service
MSC	Mobile services Switching Center
NLOS	Non-Line-of-Sight
NZG	Non Zero Gradient
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PCI	Peripheral Component Interconnect
PDA	Personal Digital Assistant
PHS	Personal Handy-phone System
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
PMP	Point-to-MultiPoint
PTP	Point-to-Point
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RLAN	Radio Local Area Networks
SB	Station de Base
SMS	Short Message Service
SNCF	Société Nationale des Chemins de Fer Français

SSR	Surface Semi-Réfléchissante
TDD	Time Division Duplexing
TE	Transverse électrique
TEM	Transverse Electro-Magnetic
TER	Train Express Régional
TGV	Train à Grande Vitesse
THDT	Très Hauts Débits dans les Trains
TM	Transverse Magnétique
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UNII	Unlicensed National Information Infrastructure band
USB	Universal Serial Bus
VLR	Visitor Location Register
WAS	Wireless Access Systems
W-CDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WCS	Wireless Communications Service
WiFi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WRC	World Radiocommunication Conference

Bibliographie

- [1] D. Sabattier, "Première commerciale : Internet à bord du train!", Magazine SVM, no. 274, Octobre 2008.
- [2] M. Lamelot, "Internet dans le TGV : comment ça marche", URL : <http://www.presence-pc.com/tests/TGV-Internet-22741>, Décembre 2007.
- [3] J. Belmont, E. Soulères, "Le satellite dans les systèmes de télécommunications : Nouvelles opportunités", Revue des Télécommunications d'Alcatel, Technology White Paper, 1er Trimestre 2003.
- [4] M. de Saint-Seine, "TGV s'essaie au Wi-Fi par satellite sur le réseau EST", Journal JDN, 2008.
- [5] P. Muhlethaler, "802.11 et les réseaux sans fil", Eyrolles, 2002.
- [6] D. Tse, P. Viswanath, "Fundamentals of Wireless Communication", Cambridge University Press, 2005.
- [7] A. Goldsmith, "Wireless Communications", Cambridge University Press, 2005.
- [8] W. Stallings, "Wireless Communications and Networks", Prentice Hall, 2001.
- [9] J.D. Gibson, "The Mobile Communications Handbook", 2nd edition, CRC Press, 1998.
- [10] G.L. Stuber, "Principles of Mobile Communication", 2nd edition, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [11] M. Schwartz, "Mobile Wireless Communications", Cambridge University Press, December 2004.
- [12] M. Simek, I. Mica, J. Kacalek, R. Burget, "Bandwidth Efficiency of Wireless Networks of WPAN, WLAN, WMAN and WWAN", Electrevue, 2007.
- [13] S. Bouazdi, "Technologie de Transmission Sans Fil 3G", Septembre 2007.

- [14] J. de Meslon, "4G : la France se prépare pour le très-haut-débit mobile", actualité 01.net, 10 Avril 2009.
- [15] D. Rouffet, S. Kerboeuf, L. Cai, V. Capdevielle, "4G Mobile", Alcatel Telecommunications Review, 2nd Quarter 2005.
- [16] M. Martin, "Alvarion et Intel Ont Fait la Démonstration d'un Handover Sans Couture entre les Réseaux WiMAX Mobile et 3G", Alvarion Presse, 2 juin 2009.
- [17] Tsunami™MMP.11 Series, Proxim Wireless Corporation, URL : http://www.proxim.com/downloads/products/mp11_bs/DS_0208_MP11S_US.pdf.
- [18] WiMAX Forum, URL : <http://wimaxforum.org>.
- [19] K. Kahn, "Evolution of WiMAX Beyond Fixed Access Networks", Intel Corporation, 2005.
- [20] "Maximizing the Wireless Network Evolution with WiMAX", White Paper, Motorola Inc. 2007.
- [21] "Understanding the Radio Technologies of Mobile WiMAX and their Effect on Network Deployment Optimization", White Paper, Alvarion Ltd, 2006.
- [22] Forum Atena, URL : <http://www.forumatena.org>.
- [23] "RF Spectrum Utilization in WiMAX", White Paper, Fujitsu Microelectronics America, Inc., November 2004.
- [24] Décision N° 05-1080 de l'ARCEP, décembre 2005, URL : http://www.arcep.fr/uploads/tx_gsavis/05-1080.pdf.
- [25] "IEEE Standards Interpretation for IEEE Std 802.16-2004", URL : <http://standards.ieee.org/reading/ieee/interp/802.16.html>.
- [26] L. Boithias, "Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre", Dunod, Paris, 1984.
- [27] M.A. Weissberger, "An initial critical summary of models for predicting the attenuation of radio waves by trees", ESD-TR-81-101, EMC Analysis Center, Anapolis, MD, USA, 1982.
- [28] R.B.L. Stephens, "A study and modelling of the propagation effects of vegetation on radiowaves at cm-wavelength frequencies", PhD thesis, University of Glamorgan, 1998.

- [29] A. Seville, U. Yilmaz, P.R.V. Charriere, N. Powell, K.H. Craig, "Building scatter and vegetation attenuation measurements at 38 GHz", Proceedings of ICAP 95, IEE Conference Publication No. 407, pp. 2.46-2.50, 1995.
- [30] A. Seville, "Vegetation Attenuation : Modelling and Measurements at Millimetric Frequencies", 10th International Conference on Antennas and Propagation, Conference Publication No. 436, 14-17 Apr., 1997.
- [31] R. Matschek, B. Linot, "Model for wave propagation in presence of vegetation based on the UTD associating transmitted and lateral waves", National Conference on Antennas and Propagation, Conference Publication No. 461, 30 Mar. - 1 Apr., 1999.
- [32] C. Rohner, "Antenne BTS, l'antenne qu'il faut quelle que soit la station de base", Actualités de Rohde & Schwarz, No. 151, 1996.
- [33] F. Tefiku, "Broadband Sector Zone Base Station Antennas", Antennas and Propagation for Wireless Communications, Waltham, USA, pp. 109-112, 1998.
- [34] URL : <http://www.teletronics.com/15-138.pdf>.
- [35] N. Li, W. Chen, and Z. Feng, "A Switched Sector Beam Planar Antenna", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 230- 233, vol.1A, 2005.
- [36] URL : <http://www.tessco.com/products/displayProductInfo>.
- [37] URL : <http://www.teletronics.com/5-8subchart.pdf>.
- [38] P. Strickland, F. Bacchus, "Microstrip base station antennas for cellular communications", 41st IEEE Vehicular Technology Conference, St. Louis, USA, pp. 166-171, 1991.
- [39] R. Lech, W. Zieniutycz, "Linear array of rectangular aperture coupled microstrip antennas with sectoral radiation pattern", 14th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, pp. 797- 800, vol.3, 2002.
- [40] J. Christ, M. Munk, H. Tell, U. Oehler, "Technology Concepts For Sector Antennas Used In Point-To-Multipoint Access", EuCAP, Nice, France, November 2006.
- [41] P. Wouchoum, C. Phongcharoenpanich, D. Worasawate, and M. Krairiksh, "Radiation Characteristics of Two-Slot Array Antenna on a Concentric Sectoral Cylindrical Resonator Excited by a Coupling Slot", Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference, 2007.

- [42] C. Ancona, "Wide-angle sectoral horns using leaky-wave wall structures", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 475-477, 1974.
- [43] URL : http://www.flann.com/Products_Home/Antennas/Sectoral/FmiCat0786.pdf.
- [44] A.W. Love, "Reflector antennas", New York, 1978.
- [45] E. Yablonovich, "Inhibited Spontaneous Emission in Solid-State Physics and Electronics", *Physical Review Letter*, vol.58, N°20, pp. 2059-2062, 18 May 1987.
- [46] M. Plihal, A.A. Maradudin, "Photonic band structure of two dimensional systems : the triangular lattice", *Phys. Revue B*, vol.44, pp. 8565, 1991.
- [47] D. Cassagne, C. Jouanin, D. Bertho, "Hexagonal photonic band gap structures", *Phys. Revue B*, vol.53, pp. 7134, 1996.
- [48] F. Gadot, A. Chelnokov, A. De Lustrac, P. Crozat, J.M. Lourtioz, "Experimental demonstration of a complete photonic band gap in graphite structure", *Appl. Phys. Lett*, No.71, pp. 1780-1782, September 1997.
- [49] M.M. Sigalas, C.T. Chan, K.M. Ho, C.M. Soukoulis, "Metallic photonic band-gap materials", *Appl. Phys. Lett*, 1995.
- [50] E. Pointereau, "Etude d'antennes à bande interdite électromagnétique omnidirectionnelles en azimuth", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2007.
- [51] H. Chreim, "Etude d'antennes BIE multifaisceaux agiles. Amélioration de la couverture omnidirectionnelles en azimuth", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2009.
- [52] L. Freytag, E. Pointereau, B. Jecko, "Novel dielectric EBG antenna with omnidirectional pattern in the azimuth", *International Symposium on Electromagnetic Theory*, vol.1, pp. 600-602, Italy, May 2004.
- [53] V. Larray, L. Freytag, L. Leger, E. Pointereau, A. Madelaine, T. Monédière, B. Jecko, "Directional and omnidirectional dielectric electromagnetic band gap antennas for base station of wireless networks", *IST Mobile & Wireless Communication*, Lyon, June 2004.
- [54] H. Boutayeb, K. Mahdjoubi, A.C. Tarot, "Design of a directive and matched antenna with a planar EBG structure", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 835-838, 20-25 Jun. 2004.

- [55] G.K. Palikaras, A.P. Feresidis, J.C. Vardaxoglou, "Cylindrical electromagnetic bandgap structures for directive base station antennas", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.3, no.1, pp. 87-89, 2004.
- [56] L. Leger, T. Monédière, B. Jecko, "Enhancement of gain and radiation bandwidth for a planar 1-D EBG antenna", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 9, pp. 573-575, Sep. 2005.
- [57] A.R. Weily, K.P. Esselle, T.S. Bird, B.C. Sanders, "Linear Array of Woodpile EBG sectoral Horn Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 8, pp. 2263-2274, Aug. 2006.
- [58] M. Thevenot, "Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à Bande Interdite Photonique. Application à l'étude et à la conception de nouveaux types d'antennes", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 1999.
- [59] M. Thevenot, A. Reineix, B. Jecko, "F.D.T.D. to analyse complex PBG structures in the reciprocal space", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol.21, No.1, 5 April 1999.
- [60] R. Chantalat, C. Menudier, T. Monédière, M. Thevenot, P. Dumon, B. Jecko, "Enhanced EBG resonator antenna to feed a reflector antenna in Ka band", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 349-353, 2008.
- [61] D.R. Jackson, A.A. Oliner, I.P. Antonio, "Leaky wave propagation radiation for a narrow-beam multiple layer dielectric structure", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 3, pp. 344-348, Mar. 1993.
- [62] P.F. Combes, *Micro-ondes : Circuits passifs, propagation, antennes*, Tome 2, Paris : Dunod, 1997.
- [63] J. Drouet, "Méthodes d'analyse électromagnétique spécifiques à la conception des antennes à résonateur BIE multisources", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2007.
- [64] R. Sauleau, "Fabry Perot Resonators", *Encyclopedia of RF and Microwave Engineering*, John Wiley and Sons, pp.1381-1401, 2005.
- [65] J. Roger, "Antennes : Bases et Principes", *Revue Techniques de l'ingénieur, Traité d'électronique*, vol.4, No.E3280, pp. E3280.1-E3280.38, Paris, France, 1998.

- [66] C. Serier, "Conception, réalisation et caractérisation d'antennes à bande interdite photonique. Application au fort gain", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2002.
- [67] L. Leger, "Nouveaux développements autour des potentialités de l'antenne BIE planaire", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2004.
- [68] D. Serhal, M. Hajj, R. Chantalat, J. Drouet, B. Jecko, "Multi-fed sectoral EBG antenna for WiMAX applications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.8, pp.620-623, 2009.
- [69] D. Pozar, *Microwave Engineering*, John & Wiley Sons, second edition, 1998.
- [70] J. Fisk, "Microstrip Transmission Line", *Ham Radio*, Jan. 1978.
- [71] J.R. James, P.S. Hall, *Handbook of microstrip antennas*, vol.2, Peter Peregrinus Ltd., London, UK, 1989.
- [72] C. Dall'omo, "Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2003.
- [73] E. Costa, "The Effects of Ground-Reflected Rays and Atmospheric Inhomogeneities on Multipath Fading", *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol. 39, no. 6, pp. 740-745, Jun. 1991.
- [74] D. Rana, A.R. Webster, M. Sylvain, "Surface Reflection at Low-Angle Propagation", *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol. 43, no. 7, pp. 639-652, Jul. 1995.
- [75] K.C. Yeh, K.H. Lin, Y. Wang, "Effects of Irregular Terrain on Waves - A Stochastic Approach", *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol. 49, no. 2, pp. 250-259, Feb. 2001.
- [76] G. Franceschetti, "Electromagnetic Propagation in Urban Areas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4B, pp. 397-400, Washington DC, 03-08 Jul. 2005.
- [77] M.Garcia Sanchez, L. de Haro Ariet, A. Garcia Pino, M. Calvo Ramon, "Microcellular Propagation Modeling Including Antenna Pattern and Polarization", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 512-515, Newport Beach, CA, Jun. 1995.

- [78] S. Ohmori, A. Irimata, H. Morikawa, K. Kondo, Y. Hase, S. Miura, "Characteristics of Sea Reflection Fading in Maritime Satellite Communications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-33, no. 8, pp. 838-845, Aug. 1985.
- [79] I. Cuinas, D. Martinez, M. Garcia Sanchez, A. Vazquez Alejos, "Modelling and Measuring Reflection Due to Flat Dielectric Surfaces at 5.8 GHz", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 4, pp. 1139-1147, Apr. 2007.
- [80] F. Rousseau, "Contribution à l'analyse du fonctionnement de l'antenne fils-plaque à rayonnement monopolaire. Conception et réalisation d'une antenne pour la bande FM", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 1995.
- [81] R. Petit, *Ondes électromagnétiques en radioélectricité et en optique*, Paris : Dunod, 1997.
- [82] L. Thourel, *Les antennes : Application aux radars et aux techniques spatiales*, Paris : Dunod, 1971.
- [83] M. Thévenot, A. Reineix, B. Jecko, "F.D.T.D. approach for modelling P.B.G. structures", IOP Publishing Ltd, 1999.
- [84] M.S. Denis, "Contribution à l'étude des matériaux à bandes interdites photoniques. Applications dans le domaine des antennes imprimées", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 1998.