

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة أبي بكر بلقايد – تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

Présentée pour l'obtention du **grade de DOCTORAT 3^{ème} Cycle**

En : Electronique

Spécialité : Electronique embarquée

Par : KHIAT Tewfik

Sujet

**Contribution à la conception de circuits hyperfréquences
pour des applications ultra large bande**

Soutenue publiquement, le 26 / 02 / 2026 , devant le jury composé de :

M LACHACHI Djamal	MCA	Univ. Tlemcen	Président
Mme BEKRI Yamina	Professeur	Centre Univ. Maghnia	Directrice de thèse
Mme BELHADEF Yamina	MCA	Univ. Tlemcen	Examinatrice 1
M BOUDKHIL Abdelhakim	MCA	Univ. Saida	Examineur 2

Année universitaire 2025-2026

REMERCIEMENT

Je remercie **ALLAH** le Tout-puissant de m'avoir donné le courage, la patience et la volonté de mener à terme ce présent travail.

Je tiens à remercier vivement Madame **YAMINA BEKRI**, Professeur au Centre universitaire de Maghnia, pour avoir encadré et supervisé ce travail tout au long de ce cycle.

Mes remerciements vont également aux membres du jury : Monsieur **DJAMEL LACHACHI** et Madame **YAMINA BELHADEF**, Maîtres de conférences A de l'Université de Tlemcen, ainsi que Monsieur **ABDELHAKIM BOUDKHIL**, Maître de conférences A de l'Université de Saida, qui **ont accepté** de présider et d'examiner ma **thèse**.

Je remercie également les membres de l'Unité de Recherche Matériaux et Énergie Renouvelable (URMER), dont je fais partie. Ma reconnaissance s'étend aussi aux laboratoires de recherche : le Laboratoire de Télécommunications de Tlemcen (LTT), et en particulier son chef de laboratoire, Professeur **SIDI MOHAMED MERIAH**, ainsi que le laboratoire Systèmes et Technologies de l'Information et de la Communication (STIC) et son chef de laboratoire, Professeur **MOHAMMED FEHAM**, qui ont apporté leur aide à la réalisation de ce travail.

Je tiens à exprimer mes plus sincères remerciements à l'équipe de l'Agence Spatiale Algérienne (ASAL), et notamment à l'équipe de la branche du Centre de Développement des Satellites (CDS), qui m'a permis d'effectuer un stage au sein de son établissement. Leurs conseils et leur expérience ont été d'une **grande** aide. Je remercie tout particulièrement :

- Monsieur **MOHAMMED EL AMINE CHERIET**, qui m'a encadré tout au long du stage ;
- Madame **WAHIBA BELGACEM**, qui m'a été d'un grand soutien pour la maîtrise du sujet ;
- Monsieur **OMAR ADIB SAFER**, qui m'a aidé à concrétiser ce travail par des réalisations et des tests.

Je terminerai en remerciant aussi tous mes collègues du département de Génie Électrique et Électronique.

Table des Matières

Introduction générale:.....	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I: La Technologie Ultra Large Bande.

I.1 Introduction :.....	4
I.2 L'Histoire de l'ULB :.....	5
I.3 Les règles d'utilisation de l'ULB :	7
I.3.1 Réglementation aux États-Unis :.....	7
I.3.2 Réglementations dans le reste du monde :	8
I.4 La Bande Passante:	9
I.4.1 Exploitation de la Bande Passante ULB dans Divers Domaines :	10
I.5 Diagramme de Rayonnement :.....	10
I.6 Gain :	11
I.7 Les types de signaux de l'ultra large bande :	12
I.7.1 IR-UWB (ULB à impulsion radio):	12
I.7.2 TH-UWB (ULB à saut temporel):.....	14
I.7.3 DS-UWB (ULB à séquence directe):	15
I.7.4 CSS-UWB (ULB à étalement par chirp).....	15
I.7.5 Le tableau comparative entres les types de signaux ULB :.....	16
I.8 Modulation de données :	17
I.8.1 La modulation de la position de l'impulsion :	17
I.8.2 La modification de la forme d'impulsion :	17
I.8.3 Modulation tout ou rien :	18
I.8.4 Modulation de phase d'impulsion :	18
I.9 Les applications ULB et ses Caractéristiques opérationnelles :.....	19
I.10 Les avantages et les inconvénients de l'ULB :	20
I.11 Conclusion	20
Référence et bibliographies:.....	22

CHAPITRE II: Les Composants Hyperfréquences.

II.1 Introduction:	24
II.2 Les antennes:	24
II.2.1 Les antennes patch:.....	25
II.3 Les résonateurs :	38
II.3.1 Résonateurs à éléments parasites:.....	38

II.3.2 Résonateurs dans les structures métamatériaux:.....	41
II.4 Structure de masse défectueuse (DGS):.....	44
II.4.1 Techniques associées aux DGS:.....	45
II.5 Les filtres:	47
II.5.1 Filtre planaire (patch):	47
II.5.2 Filtre SIW:	48
II.5.3 Filtre Hairpin:	51
II.6 Conclusion :	54
Référence et bibliographies:	56

CHAPITRE III: Optimisation des Circuits Hyperfréquences.

III.1 Introduction :	59
III.2 Techniques d'alimentation :	59
III.2.1 Alimentation par contact:	59
III.2.2 Alimentation de proximité:	60
III.2.3 Les avantages et inconvénients des alimentations:	60
III.3 Caractéristiques de l'antenne patch :	61
III.3.1 Impédance d'entrée:	61
III.3.2 Coefficient de réflexion et rapport des ondes stationnaires :	62
III.3.3 Largeur de bande:	63
III.3.4 Directivité et gain:	64
III.3.5 Polarisation des ondes:	65
III.3.6 Diagramme de rayonnement:	66
III.4 Solutions générales pour les ondes TEM, TE et TM:	67
III.4.1 – Mode TEM (Transverse Electromagnétique)	68
III.4.2 – Mode TE (Transverse Electrique)	68
III.4.3 – Mode TM (Transverse Magnétique).....	69
III.5 Techniques d'élargissement de la bande passante des antennes patch pour les technologies ultra-large bandes (ULB):	69
III.5.1 – Rôle des fentes dans les antennes et filtres patch	70
III.5.2 – Rôle des encoches dans les antennes et filtres patch	71
III.5.3 – Rôle des stubs dans les antennes et filtres patch	72
III.5.4 Différences clés entre les stubs, fentes et encoches :	72
III.6 Potentiels Substrats pour Antennes et Filtres Patch:	73
III.6.1 Comparatif des principaux substrats :	73
III.7 Les logiciels de simulations:	74

III.7.1 CST Microwave Studio:	74
III.7.2 Ansys HFSS:	77
III.7.3 La différence entre CST microwave studio et Ansys HFSS:	79
III.8 Conclusion:.....	79
Référence et bibliographies:	81
CHAPITRE IV: Travaux et Résultats sur les Circuits Hyperfréquences.	
IV.1 Introduction:	83
IV.2 L'antenne patch hexagonale monopole avec un résonateur circulaire pour les applications ULB, X-Band, Ku-band, WLAN, et WiMaX [1] :	83
IV.2.1 Introduction :	83
IV.2.2 Conception de l'antenne:	84
IV.2.3 Les résultats et discussions de la simulation:	85
IV.2.4 Conclusion de l'antenne monopole hexagonale:	88
IV.3 La nouvelle antenne de forme Y avec des stubs pour les applications ULB [5]:.....	89
IV.3.1 Introduction:	89
IV.3.2 Conception de l'antenne:	89
IV.3.3 Résultats, analyse et discussion:	90
IV.3.4 Conclusion de l'antenne dipole Y:	93
IV.4 Une Nouvelle Antenne Patch Monopole Hexagonale Alimenté par CPW avec des fentes pour les Applications ULB [8]:.....	94
IV.4.1 Introduction:	94
IV.4.2 Conception de l'antenne:	94
IV.4.3 Discussion:.....	101
IV.4.4 Conclusion de l'antenne hexagonale CPW:.....	102
IV.5 Nouveau filtre SIW à encoches, combinant une structure d'haltere DGS et un résonateur circulaire à anneau fendu (SRR), pour des applications UWB [10]:	102
IV.5.1 Introduction :	102
IV.5.2 Conception du filtre:	103
IV.5.3 Simulations et résultats :	106
IV.5.4 Conclusion du filtre SIW	109
IV.6 Filtre Hairpin Compact à Élément Parasite et Stubs pour Applications ULB [20]:.....	110
IV.6.1 Introduction :	110
IV.6.2 Conception du filter:	110
IV.6.3 Résultats et validation :	115
IV.6.4 Réalisation et test :	118
IV.6.5 Conclusion du filtre hairpin :	120

IV.7 Conclusion : 121

Référence et bibliographies: 122

Conclusion générale: 124

Liste des Figures

Figure I.1 : Logo de la technologie Ultra Large Bande.

Figure I.2 : Règles établie dans les Etats-Unis

Figure I.3 : Règles en Europe par ETSI

Figure I.4 : Règles au Japon.

Figure I.5 : Comparaison entre l'ULB et les autres ondes radio.

Figure I.6 : Un exemple d'un train d'impulsion ULB et sa densité spectrale.

Figure I.7 : Modulation PPM

Figure I.8 : Modulation PWM, PAM, PSM.

Figure I.9 : Modulation OOK

Figure I.10 : Modulation BPSK

Figure II.1 : Une antenne patch.

Figure II.2 : Une antenne spirale Logarithmique.

Figure II.3 : Une antenne spirale Archimède.

Figure II.4 : Une antenne log-périodique.

Figure II.5: Une antenne log-périodique Trapézoïdale.

Figure II.6: Une antenne log-périodique Circulaire.

Figure II.7: Une antenne dipôle log-périodique.

Figure II.8 : Une antenne patch circulaire.

Figure II.9 : Une antenne planaire circulaire CPW

Figure II.10 : Une antenne triangulaire

Figure II.11 : Une antenne rectangulaire

Figure II.12 : Une antenne papillon (Bow-tie)

Figure II.13 : Un résonateur parasite.

Figure II.14 : La classification des matériaux pour les résonateurs

Figure II.15 : Un résonateur à anneau fendu (SRR)

Figure II.16 : Un résonateur à anneau fendu complémentaire (CSRR)

Figure II.17: Les différents modèles du DGS.

Figure II.18 : Un filtre planaire.

Figure II.19: Un filtre guide d'onde de substrat intégré (SIW)

Figure II.20: Un filtre hairpin

Figure III.1 : Les différents types de polarisation.

Figure III.2: les diagrammes Omnidirectionnel, Isotropique, Directionnel

Figure III.3 : Représentation de la propagation du TE et TM mode.

Figure III.4 : Fente dans une antenne patch.

Figure III.5 : Encoche dans une antenne patch.

Figure III.6 : Stub dans une antenne patch.

Figure III.7 : Logo CST Microwave Studio.

Figure III.8 : logo Ansys HFSS.

Figure IV.1 : L'antenne proposé (a) vue avant (b) vue arrière.

Figure IV.2 : Le coefficient de réflexion de l'antenne proposé avec le résonateur (a) sans le résonateur (b) et antenne de référence [2] (c).

Figure IV.3: Le VSWR de l'antenne proposé.

Figure IV.4 : Le gain de l'antenne proposé.

Figure IV.5 : Le diagramme de rayonnement de l'antenne proposé aux fréquences (a)(b) 4 GHz, (c)(d) 9 GHz, (e)(f) 17 GHz.

Figure IV.6 L'antenne de forme Y (a) Patch (b) plan de Masse

Figure IV.7 Le coefficient de reflexion de l'antenne Y

Figure IV.8 Le VSWR de l'antenne Y

Figure IV.9 Le gain de l'antenne Y

Figure IV.10 La directivité de l'antenne Y

Figure IV.11 Le diagramme de rayonnement aux (a) 3.2951 GHz (b) 4.67 GHz (c) 6.522 GHz

Figure IV.12 Le champ électrique aux (a) 3.2951 GHz (b) 4.67 GHz (c) 6.522 GHz

Figure IV.13 : La forme initiale de l'antenne hexagonale CPW.

Figure IV.14 : Le S11 de la forme initiale de l'antenne hexagonale CPW.

Figure IV.15 : Le ROS de la forme initiale de l'antenne hexagonale CPW.

Figure IV.16 : La fente 1 de l'antenne hexagonale CPW.

Figure IV.17 : Le S11 de la Fente 1 de l'antenne hexagonale CPW.

Figure IV.18 : Le ROS de la Fente 1 de l'antenne hexagonale CPW.

Figure IV.19 : La fente 2 de l'antenne hexagonale CPW.

Figure IV.20 : Le S11 de la Fente 2 de l'antenne hexagonale CPW.

Figure IV.21 : Le ROS de la Fente 2 de l'antenne hexagonale CPW.

Figure IV.22 : La fente 3 de l'antenne hexagonale CPW.

Figure IV.23 : La forme finale de l'antenne hexagonale CPW.

Figure IV.24 : Le S11 de la Forme finale de l'antenne hexagonale CPW.

Figure IV.25 : Le ROS de la Forme finale de l'antenne hexagonale CPW.

Figure IV.26 : Le diagramme de rayonnement à 5.2 GHz

Figure IV.27 : Le diagramme de rayonnement à 9.2 GHz

Figure IV. 28. Le filtre SIW proposé (a) face avant (b) face arrière.

Figure IV. 29. S11 et S21 du filtre SIW proposé.

Figure IV. 30. La comparaison des résultats S11 et S21 du filtre SIW avec et sans DGS dumbbell

Figure IV. 31. S11 et S21 des différentes longueurs de L_{gds} du filtre SIW.

Figure IV. 32. S11 et S21 des différentes largeurs de W_{gds} du filtre SIW.

Figure IV. 33. S11 et S21 des différentes longueurs de L_{dum} du filtre SIW.

Figure IV. 34. Le filtre hairpin ULB proposé

Figure IV. 35. Les dimensions des pins (a) et son circuit équivalent circuit (b)

Figure IV. 36. La structure d'alimentation avec les stubs (a) Le circuit équivalent (b) et sans les stubs (c).

Figure IV. 37. La structure (a) et le circuit équivalent (b) de l'élément parasite.

Figure IV. 38. Le S11 et S21 du filtre Proposé sur CST et HFSS.

Figure IV. 39. La ROS du filtre Proposé sur CST et HFSS.

Figure IV. 40. Le S11 et S21 du filtre hairpin sans les stubs

Figure IV. 41.. S11 et S21 du filtre hairpin sans l'élément parasite.

Figure IV. 42. Le filtre proposé réalisé.

Figure IV. 43. La comparaison du S11 et S21 du filtre proposé entre la simulation et la mesure.

Figure IV. 44. La comparaison du ROS du filtre proposé entre la simulation et la mesure.

Liste des Tableaux

- Tableau I.1 :** La comparaison entre les différents signaux ULB.
- Tableau I.2 :** Les applications ULB et Caractéristiques opérationnelles
- Tableau I.3 :** Les avantages et les inconvénients de l'ULB
- Tableau II.1 :** Les avantages et les inconvénients des résonateurs.
- Tableau II.2 :** Comparaison Directe SRR vs CSRR
- Tableau III.1 :** Les avantages et inconvénients des alimentations.
- Tableau III.2 :** Les différences entre les stubs, fentes et encoches.
- Tableau III.3 :** Les Comparatif des principaux substrats.
- Tableau III.4 :** Les Avantages et Inconvénients de CST MWS.
- Tableau III.5 :** Les Avantages et Inconvénients d'Ansys HFSS.
- Tableau IV.1 :** Les paramètres de l'antenne monopôle.
- Tableau IV. 2.** Les dimensions de l'antenne dipôle Y.
- Tableau IV. 3** Les dimensions de l'antenne hexagonale CPW
- Tableau IV.4.** Les dimensions de filtre SIW
- Tableau IV.5.** Les différents Longueurs de L_{gds}
- Tableau IV.6.** Les différents Largeurs de W_{gds}
- Tableau IV.7.** Les différents Longueurs de L_{dum}
- Tableau IV.8.** Les dimensions des pins du filtre hairpin.
- Tableau IV.9.** Les dimensions de l'alimentation micro-ruban et les stubs.
- Tableau IV.10.:** Les dimensions de l'élément parasite.
- Tableau IV.11.** Les résultats simulés du filtre hairpin sur CST MWS.
- Tableau IV.12.** Les résultats simulés du filtre hairpin sur Ansys HFSS.
- Tableau IV.13.** Les résultats de la mesure du filtre proposé.

Liste des Abbreviations

3D 3 Dimension
5G 5e Generation
6G 6e Generation
Ansys HFSS Ansys High Frequency Structure Simulator
BIE Bande Interdite Electromagnetique
BPSK Bi-Phase Shift Key
CAO Conception Assisté par Ordinateur
CEM Complexite ElectroMagnetique
CEPT Conférence Européenne des Postes et Télécommunications
CP Circular Polarization
CPW Co-Planar Waveguide (guide d'onde coplanaire)
CSRR Complementary Split Ring Resonator
CSS-UWB Chirp Spread Spectrum UWB
CST MWS Computer Simulation Tool Microwave studio
CPU Cental Processing Unit
dBm DeciBel Millimetrique
dBm DeciBel Isotropique
DGS Defected Ground Structure
DoD Department of Defense
DSP Densité spectrale
DS-UWB Direct Sequence UWB
EMI ElectroMagnetique Interference
ETSI European telecommunications Standard Institute
FBW Frequency BandWidth
FCC Federal Communication Commission
FEM Finite Element Method
FiRa Fine Ranging
FIT Finite Integration Technique
FM Frequency Modulation
FR-4 Flame Retardant 4
GHz GigaHertz
GPS Global Position System
IEEE Institute of Electrical and Electronic Engineering
IMU Inertial Measurement Unit
IoT Internet of Things
IR-UWB Impulse Radio UWB
LCP Liquid Crystal Polymer
LHCP Left-Hand Circular Polarization
LTCC Low-Temperature Co-fired Ceramics

MA-CDMA Multiple Access – Code Division Multiple Access
MEMS Micro Electro-Mechanical System
MHz MegaHertz
MMIC Monolithic Microwave Integrated Circuit
MoM Method of Moment
NXP Next eXperience
OOK On-Off Keying
PCB Printed Circuit Board
PIRE Puissance isotrope rayonnée équivalente
PNA Physical Network Analyzer
PN-Code Pseudo-Noise Code
PAM Pulse Amplitude Modulation
PPM Pulse Position Modulation
PSM Pulse Skip Modulation
PTFE Polytétrafluoroéthylène (Téflon)
PWM Pulse Width Modulation
RADAR RADio Detection And Ranging
RAM Random Access Memory
RF Radio Frequency
RFIC Radio Frequency Integrated Circuit
RFID Radio Frequency IDentification
RHCP Right-hand Circular Polarization
ROS Ratio d'onde Stationnaire
SI Signal Integrity
SIW Substrate Integrated Waveguide
SMA SubMiniature version A
SRR Split Ring Resonator
TEM Transverse ElectroMagnétique
TE Transverse Électrique
TH-UWB Time Hopping UWB
TLM Transmission Line Matrix
TM Transverse Magnétique
ULB Ultra Large Bande
UWB Ultra Wide Band
V2V Vehicle to Vehicle
VSWR Voltage Standing Wave Ratio
Wi-Fi Wireless Fidelity
WiMax Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN Wireless Local Area Network
WPAN Wireless Personal Area Network

Introduction générale:

L'exigence accrue en débit de données et en précision de détection pousse les télécommunications (5G/6G, IoT) et les radars vers des solutions plus performantes. La technologie Ultra Large Bande (ULB) est au cœur de cette révolution, contrastant avec les approches à bande étroite par son occupation spectrale de plusieurs gigahertz ($>20\%$ de bande passante fractionnelle ou >500 MHz absolus). Elle permet ainsi des communications à très haut débit et faible puissance, ou des radars à haute résolution.

Ce changement de principe soulève néanmoins des défis de conception majeurs. Sur le plan théorique, le théorème de Bode-Fano impose une contrainte fondamentale, établissant un compromis entre la qualité de l'adaptation d'impédance et la largeur de bande. Cette limitation rend ardue l'obtention simultanée d'un faible coefficient de réflexion (S_{11}) et d'un gain constant sur un spectre aussi étendu. S'ajoutent à cela les effets dispersifs inhérents aux structures planaires ainsi que le coût des calculs élevé des simulations électromagnétiques, qui constituent des obstacles critiques.

Dans ce contexte, la problématique centrale de cette thèse est de définir et valider des méthodologies de conception pour des circuits hyperfréquences ULB, visant à atteindre un équilibre optimal entre performance, compacité et robustesse. L'enjeu est de surmonter les limitations physiques et computationnelles précitées, tout en proposant des flux de conception efficaces et industrialisables.

Cette problématique générale se décline en plusieurs axes de recherche spécifiques :

- *Axe 1 : Modélisation et Prédiction* Comment développer et valider des modèles de composants (modèles compacts, modèles EM-compatibles) qui conservent un haut niveau de précision sur une bande de fréquences très étendue ?
- *Axe 2 : Architectures de Circuits* Quelles nouvelles topologies de circuits peut-on proposer pour satisfaire les exigences de performance ULB, tout en relaxant les contraintes de conception imposées aux composants individuels ?

- *Axe 3 : Méthodologie de Conception* Comment réduire l'écart entre la simulation électromagnétique fine, indispensable à la prédiction précise en ULB, et les impératifs de temps du cycle de conception ?
- *Axe 4 : Matériaux et Coûts* Quels matériaux et substrats convient-il de sélectionner pour la conception, en arbitrant entre les performances visées, la disponibilité des matières premières et la rentabilité industrielle ?
- *Axe 5 : Validation Expérimentale* Quels protocoles de caractérisation fiables faut-il définir et mettre en œuvre pour évaluer avec précision les performances des circuits ULB réalisés ?

Pour répondre à ces enjeux, les travaux de cette thèse sont structurés de la manière suivante :

- *Le chapitre 1* est consacré à une présentation détaillée de la technologie Ultra Large Bande (ULB). Il aborde son cadre réglementaire, ses contraintes spécifiques, ses domaines d'application, ainsi que son positionnement et son potentiel par rapport aux technologies concurrentes.
- *Le chapitre 2* propose une revue approfondie de l'état de l'art des circuits hyperfréquences ULB. Il analyse les fondamentaux théoriques, les limitations physiques inhérentes, ainsi que les différentes architectures de circuits documentées dans la littérature.
- S'appuyant sur l'analyse de l'état de l'art, *le chapitre 3* se concentre sur la proposition de méthodes et de techniques novatrices. L'objectif est de démontrer comment surmonter les limitations physiques identifiées, avec un accent particulier sur la réalisation de structures compactes.
- *Le chapitre 4* est dédié à l'application pratique et à la validation des concepts développés. Il présente la conception, la simulation et la réalisation de plusieurs dispositifs (antennes et filtres) compacts, qui associent les différentes techniques proposées au chapitre 3. Une analyse détaillée des résultats finaux (simulés et mesurés) y est conduite.

L'objectif de cette structure de recherche est de contribuer, tant sur le plan théorique que pratique, à l'avancement des solutions hyperfréquences ultra large bande. Il s'agit de proposer

des dispositifs performants qui répondent aux besoins des futurs systèmes de communication et de détection.

CHAPITRE I

La Technologie Ultra Large Bande

Table des Matières du CHAPITRE I

I.1 Introduction :	4
I.2 L'Histoire de l'ULB :	5
I.3 Les règles d'utilisation de l'ULB :	7
I.3.1 Réglementation aux États-Unis :	7
I.3.2 Réglementations dans le reste du monde :	8
I.4 La Bande Passante:	9
I.4.1 Exploitation de la Bande Passante ULB dans Divers Domaines :	10
I.5 Diagramme de Rayonnement :	10
I.6 Gain :	11
I.7 Les types de signaux de l'ultra large bande :	12
I.7.1 IR-UWB (ULB à impulsion radio):	12
I.7.2 TH-UWB (ULB à saut temporel):	14
I.7.3 DS-UWB (ULB à séquence directe):	15
I.7.4 CSS-UWB (ULB à étalement par chirp)	15
I.7.5 Le tableau comparative entres les types de signaux ULB :	16
I.8 Modulation de données :	17
I.8.1 La modulation de la position de l'impulsion :	17
I.8.2 La modification de la forme d'impulsion :	17
I.8.3 Modulation tout ou rien :	18
I.8.4 Modulation de phase d'impulsion :	18
I.9 Les applications ULB et ses Caractéristiques opérationnelles :	19
I.10 Les avantages et les inconvénients de l'ULB :	20
I.11 Conclusion	20
Référence et bibliographies:	22

I.1 Introduction :

La recherche en télécommunications des 40 dernières années s'est principalement focalisée sur la réduction de la largeur de bande pour pallier la saturation du spectre radio. Ce n'est que récemment que le concept d'ultra large bande a connu un regain d'intérêt, principalement en raison du développement des transmissions à courte distance. L'Ultra Large Bande (ULB ou UWB en anglais) est une technologie majeure qui modifie profondément le paysage des communications à courte portée. En s'affranchissant des limitations des technologies traditionnelles, l'ULB offre une multitude d'avantages, tels qu'une précision accrue, un débit de données élevé et une faible consommation d'énergie. Son champ d'application est vaste et s'étend de la détection d'objets et de personnes à la localisation précise en intérieur, en passant par la communication à haut débit entre appareils.

Déjà pertinente dans des domaines comme la domotique, l'industrie ou la santé, l'ULB se positionne comme une solution viable face à la saturation croissante du spectre radio. Sa capacité à coexister avec les technologies existantes et son adoption par les fabricants en font un candidat sérieux pour les générations avenir de communications sans fil, ouvrant de nouvelles perspectives applicatives.

L'ULB est une technologie de radiocommunication à portée courte qui implique l'émission d'énergie radioélectrique sur une très large bande de fréquences. Cette largeur de bande est susceptible de s'étendre sur plusieurs bandes déjà attribuées à d'autres services de radiocommunication. Les dispositifs ULB produisent généralement un rayonnement volontaire à partir de leurs antennes dans une largeur de bande de -10 dB d'au moins 500 MHz ou une largeur de bande fractionnelle de -10 dB supérieure à 0,2 pour les communications à courte portée [1].

La technologie ULB est souvent utilisée dans trois domaines principaux, à savoir :

- La détection
- La localisation.
- La communication.

Sa communication consiste à envoyer des signaux sous forme de plusieurs impulsions sur un intervalle de temps de moins de 2 nanosecondes chacune dans la plupart des cas (actuellement certains dispositifs peuvent générer une durée beaucoup plus courte allant jusqu'à 200 picosecondes) [2]. Cette technologie étant très utilisée dans la détection et la mesure des distances, c'est pourquoi on la retrouve dans des secteurs tels que :

- *Militaire*: détection de véhicules et de matériel, et sécurisation des communications.
- *Médical*: très utilisée dans l'imagerie médicale.
- *Industriel*: localisation en temps réel de machines et de personnes dans un entrepôt.
- *Commercial*: plusieurs appareils ont été inventés pour des besoins civils. Par exemple: l'Airtag d'Apple [3].



Figure I.1 : Logo de la technologie Ultra Large Bande.

I.2 L'Histoire de l'ULB :

Bien que le terme "Ultra large Bande" soit relativement récent (1989) le concept lui-même est beaucoup plus ancien [4]. Alors que les techniques de transmission actuelles reposent majoritairement sur des porteuses modulées (Bluetooth, ...). À la fin du 19e siècle, Heinrich Hertz a pensé d'utiliser des décharges électriques pour la production des ondes électromagnétiques. Ce qui donne base pour l'ultra large bande [5].

La première transmission assimilable à l'ULB (émission d'impulsions très courtes) fut réalisée par Guillermo Marconi en 1894, la technologie a cependant été abandonnée dès 1906 en faveur d'ondes avec des largeurs de bande étroites [6].

L'étude de la propagation des ondes électromagnétiques sous un angle temporel, et non plus fréquentiel, a été initiée par Ross et Bennett en 1962. Leur publication a également été la

première à suggérer des applications pour cette approche, notamment dans les communications et le radar [7].

La technique, initialement appelée "sans porteuse", "en bande de base" ou encore "impulsionnelle", a vu ses sous-systèmes faire l'objet de nombreuses améliorations dès 1970. Trois ans plus tard, en 1973, le premier brevet de système de télécommunication par ULB était déposé [8].

C'est en 1989 que le terme Ultra Wide Band apparaît dans une publication du Département de la Défense aux États-Unis (DoD). Les travaux associés à cette technologie sont réalisés, pour la plupart, dans le cadre de programmes confidentiels américains (militaires) [9].

Avant 1994, certains travaux sur la technologie ULB étaient menés sous classification ou avec des restrictions de confidentialité ; à partir de 1994, le domaine s'est ouvert, avec l'invention du Micropower Impulse Radar par T. E. McEwan, stimulant le développement académique et industriel [10].

L'Ultra Large Bande (ULB) a été officiellement réglementée aux États-Unis en 2002 par la FCC (Federal Communication Commission). L'organisme a publié une définition précise ainsi que les limites de puissance maximales admises, fixées à -41 dBm/MHz dans la bande haute [11].

En 2006, le groupe de recherche IEEE 802.15.3 qui était chargé de la normalisation de l'ULB a été dissous, tandis que la Conférence Européenne des Postes et Télécommunications (CEPT) a proposé un masque d'émission. La norme ETSI (Institut Européen des Normes de Télécommunications) a été adoptée la même année [12-13].

Aux alentours de 2018 et jusqu'à aujourd'hui, de grandes entreprises comme Qorvo ou NXP développent de nouvelles facettes de cette technologie pour des applications futures, notamment dans le domaine de l'Internet des objets (IoT) [14-15].

En 2019, un nouveau protocole standard, le 802.15.4z, est introduit par le consortium FiRa, qui soutient l'écosystème ULB [16].

En 2022, un capteur innovant est intégré à l'intérieur du ballon de la Coupe du monde au Qatar. Le système comprend un capteur IMU (Unité de Mesure Inertielle) chargé de calculer les

données, ainsi qu'un dispositif de communication ULB permettant leur transmission en temps réel aux équipes responsables des statistiques du match [17].

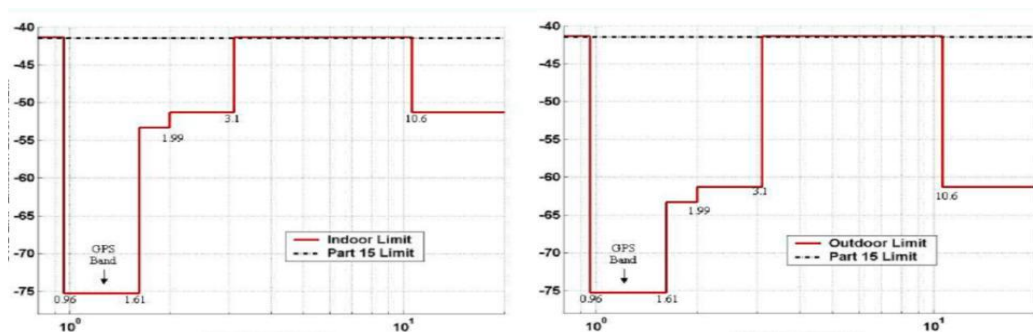
I.3 Les règles d'utilisation de l'ULB :

La régulation de l'ULB a été initiée par la FCC en février 2002. Celle-ci a autorisé l'exploitation sans licence de la bande 3,1-10,6 GHz, à condition de respecter un masque spectral strict (voir la figure I.5). Afin de ne pas interférer avec les services à bande étroite existants, cette réglementation impose une densité spectrale de puissance (DSP) extrêmement faible, limitée à -41,3 dBm/MHz [11].

En contrepartie, cette faible puissance sur une large bande de fréquences présente des défis pour les concepteurs de circuits et d'antennes ULB. Ils doivent trouver des solutions innovantes pour exploiter pleinement le potentiel de l'ULB tout en respectant les limites strictes imposées par la réglementation.

I.3.1 Réglementation aux États-Unis :

En février 2002, les États-Unis ont ouvert la voie à l'exploitation de l'ULB en définissant un cadre réglementaire clair. La FCC a établi des limites d'émission strictes pour les signaux ULB, fixant le PIRE à -41,3 dBm/MHz sur la bande de fréquences 3,1 GHz à 10,6 GHz. Cette décision historique, illustrée par le spectre d'émission dans la figure I.2, visait à garantir la coexistence harmonieuse de l'ULB avec les technologies radio existantes tout en préservant la santé des utilisateurs [11].



A) Intérieur

B) Extérieur.

Figure I.2 : Règles établies dans les États-Unis

I.3.2 Réglementations dans le reste du monde :

L'initiative américaine de réglementer l'ULB a créé une dynamique commerciale importante et a obligé les autres régions, comme l'Europe, à réagir. Elles ont dû aborder la question cruciale des interférences avec les systèmes existants et fixer des limites d'émission, en anticipant l'arrivée future des équipements américains sur leurs marchés.

A. Réglementation en Europe :

En Europe, l'Institut européen des normes de télécommunications (ETSI) a proposé d'adopter des limites similaires à celles de la FCC, mais en préférant introduire des baisses de niveau logarithmiques à la limite de la bande, plutôt qu'une succession de baisses significatives. Le résultat est une protection plus restrictive allant jusqu'à 30 dB sur certaines fréquences, ce qui ne satisfait pas certaines entreprises concernées par l'ULB en Europe [12-13].

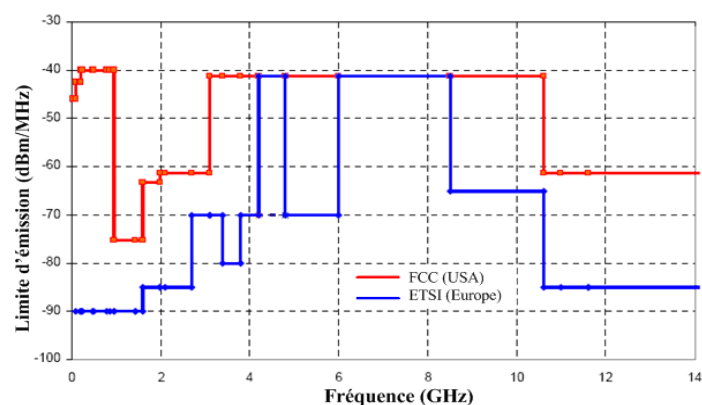


Figure I.3 : Règles en Europe par ETSI

La figure I.3 montre la différence entre la réglementation des émissions ULB en Europe et aux États-Unis.

On constate une diminution de la densité spectrale jusqu'à -90dBm/MHz en seuil, avec seulement de 6 à 8,5 GHz de fréquence pour une densité spectrale de -41,3dBm/MHz. La bande de 4,2 à 4,8 GHz était une bande provisoire sans techniques d'atténuation, et a été supprimée fin 2010.

B. Réglementation au Japon :

Tout comme l'Europe, le Japon a également adopté les mêmes règles de limitations et de diminutions au niveau logarithmique des bandes, avec quelques différences. Ces différences se

font sentir dans les bandes 3,8 à 4,8 GHz et 6 à 10,6 GHz pour une densité spectrale de -41,3dBm/MHz [18-19].

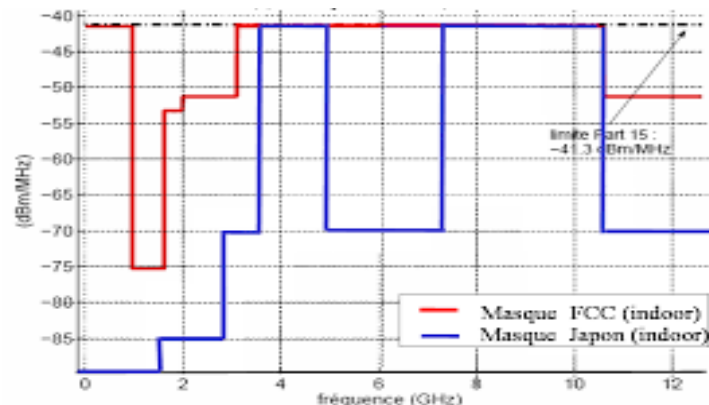


Figure I.4 : Règles au Japon.

La figure I.5 situe les systèmes ULB par rapport aux autres systèmes radio du point de vue de la densité spectrale de la puissance émise. On constate que le spectre de l'ULB s'étend sur une très large bande de 7,5 GHz, de 3,1 à 10,6 GHz, avec une PIRE inférieure à -41,3 dBm/MHz, comme le prévoit la réglementation de la FCC. Contrairement à d'autres systèmes qui ont une bande dépassant seulement ~80 MHz avec une PIRE très élevée.

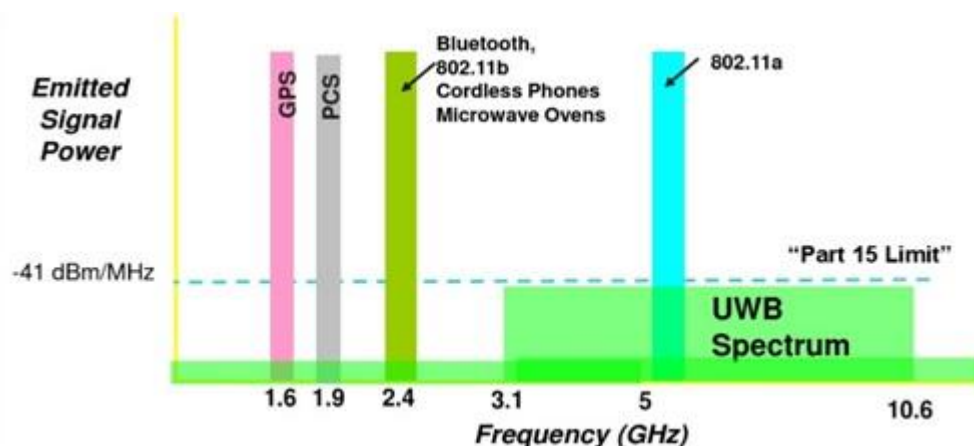


Figure I.5 : Comparaison entre l'ULB et les autres ondes radio.

I.4 La Bande Passante:

L'un des principaux avantages de l'ULB réside dans sa très large bande passante. Cette caractéristique confère aux signaux ULB une haute résolution temporelle, essentielle pour les applications de localisation et de positionnement très précise.

I.4.1 Exploitation de la Bande Passante ULB dans Divers Domaines :

1. Bandes de 24 GHz et 77 GHz : Applications liées aux véhicules

- Communication inter-véhicules (V2V) pour la conduite autonome.
- Systèmes de sécurité avancés (radar anticollision, détection d'angle mort).

2. Bande de < 1 GHz: Radar GPR et radar "See Through Wall"

- Géophysique et archéologie : détection d'objets enfouis, cartographie du sous-sol.
- Applications militaires et de sécurité : détection de personnes et d'objets à travers les murs

3. Bande de 1,99-10,6 GHz : Applications médicales (imagerie)

- Imagerie médicale par radar pour la détection de tumeurs et d'autres pathologies.

4. Bande de 3,1-10,6 GHz : Systèmes de communication sans fil et applications liées à la localisation

- Transfert de données à haut débit pour les communications mobiles et les réseaux locaux.
- Systèmes de positionnement précis pour la navigation intérieure et extérieure [20].

I.5 Diagramme de Rayonnement :

Les antennes conçues pour l'ULB doivent opérer sur une bande de fréquence extrêmement large, ce qui impose des caractéristiques spécifiques à leur diagramme de rayonnement [21-22].

- *Largeur de Faisceau:* Pour couvrir efficacement de très basses à de très hautes fréquences, les antennes ULB sont souvent compactes (électriquement petites). Cette compacité physique résulte en un faisceau de rayonnement naturellement large, souvent compris entre 60 et 180 degrés.

- *Diagramme omnidirectionnel:* Dans les applications de communication et de localisation, on utilise fréquemment des antennes monopôles. Celles-ci offrent un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal.

- *Forme du Diagramme:* Complétant l'omnidirectionnalité, le diagramme dans le plan d'élévation (vertical) prend typiquement la forme d'un tore (ou "beignet"). L'énergie est ainsi concentrée horizontalement, avec peu d'émission vers le ciel ou le sol.
- *Polarisation:* La polarisation (linéaire, circulaire, etc.) est déterminée par la structure de l'antenne, et non par la forme du signal (impulsion ou sinusoïde). Un monopôle, par exemple, aura une polarisation linéaire verticale.
- *Deformation de l'impulsion (Dispersion):* L'un des défis majeurs des antennes ULB est la dispersion. Comme l'antenne ne réagit pas de manière parfaitement identique à toutes les fréquences de la large bande, elle a tendance à déformer l'impulsion émise. De plus, le canal de propagation lui-même étalera l'impulsion, car les différentes fréquences ne se propagent pas à la même vitesse.
- *Défis et Coexistence:* La principale contrainte de l'ULB n'est pas sa sensibilité aux interférences (il est au contraire assez robuste face aux signaux à bande étroite), mais le risque qu'il cause des interférences aux autres services (GPS, Wi-Fi). C'est la raison pour laquelle la réglementation impose une puissance d'émission si faible

I.6 Gain :

Le gain d'une antenne ULB dépend entièrement de l'application visée. Si les applications de localisation privilégient des antennes omnidirectionnelles à faible gain, d'autres applications cherchent au contraire à compenser la faible puissance d'émission (DSP de -41,3 dBm/MHz) par un gain d'antenne élevé [23].

- *Gain et Bande Passante:* Le défi technique majeur est d'obtenir un gain élevé tout en conservant une bande passante de plusieurs gigahertz. Cela exclut les conceptions d'antennes basées sur la résonance, qui sont par nature à bande étroite. Les antennes ULB sont donc des structures non-résonantes.

- *Antennes Directives*: Pour les applications nécessitant un gain (ex: radar, liaisons point-à-point), on utilise des antennes directives. Des conceptions comme les antennes Vivaldi (à fente conique) ou les antennes "cornets" sont populaires, car elles offrent un gain modéré (ex: 5 à 8 dBi) sur une très large bande.
- *Réseaux d'Antennes*: Pour des gains supérieurs (souvent > 10 dBi), la seule solution est d'utiliser des réseaux d'antennes. En combinant de manière cohérente l'énergie de plusieurs éléments, le réseau concentre la puissance dans une direction spécifique.
- *Formation de Faisceaux*: Ces réseaux d'antennes permettent la formation de faisceaux. Contrairement aux systèmes à bande étroite (qui utilisent des déphaseurs), la formation de faisceaux en ULB s'obtient en appliquant des lignes à retard aux impulsions de chaque antenne pour les aligner dans la direction souhaitée.
- *Stabilité du Gain*: L'un des plus grands défis de conception est de maintenir un gain stable sur toute la bande ULB (gain flatness), car l'antenne réagit différemment aux basses et hautes fréquences

I.7 Les types de signaux de l'ultra large bande :

Les particularités de la technique de l'Ultra Large Bande sont très différentes de celles des méthodes classiques. Effectivement, cette méthode génère des ondes en utilisant des impulsions de très courte durée, tandis que les méthodes traditionnelles génèrent des ondes sinusoïdales qui s'étendent dans le temps, ce qui entraîne une densité spectrale bien plus étroite que celle des signaux ULB.

I.7.1 IR-UWB (ULB à impulsion radio):

L'IR-UWB est une technique qui transmet l'information en utilisant des impulsions de très courte durée (de l'ordre de moins de nanosecondes) sans onde porteuse sinusoïdale. Cette

excellente résolution temporelle est idéale pour les applications de localisation de haute précision.

Un train IR-UWB est généralement représenté comme suit:

$$A \sum_{-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} v(t - jT_f) \cdot (i-1)T_b < t < iT_b \quad (1)$$

Avec :

N_s : Nombre d'impulsions nécessaires pour transmettre un seul bit d'information.

T_b : Durée d'une impulsion, $T_b = N_s T_f$

T_f : Durée de la trame (ou période moyenne de répétition des impulsions).

$F_f = 1/T_f$: Fréquence de répétition des impulsions.

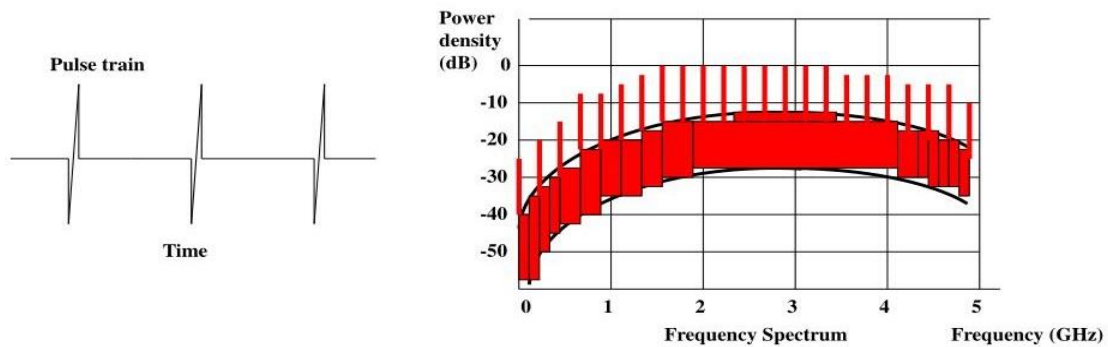


Figure I.6 : Un exemple d'un train d'impulsion ULB et sa densité spectrale.

En outre, il existe deux types de systèmes ULB qui utilisent l'ensemble du masque de fréquences (3,1-10,6 GHz) pour les réglementations américaines différemment [24].

A. Les Avantages :

- Faible consommation d'énergie.
- Résistance au bruit et au multi trajets.

B. Les Inconvénients :

- Débit de données limité.
- Complexité de synchronisation dans les systèmes multi-utilisateurs.

I.7.2 TH-UWB (ULB à saut temporel):

Le "Time Hopping" UWB (TH-UWB) est une variante de l'IR-UWB, introduite notamment par Win et Scholtz [25]. Sa principale innovation est d'ajouter un décalage temporel pseudo-aléatoire à chaque impulsion.

Concrètement, l'impulsion n'est pas envoyée à un intervalle fixe T_f , mais à un instant $T_f + C_k \cdot T_c$, où C_k est un code de saut temporel (un "PN-code") unique à chaque utilisateur.

$$s(t) = \sum_j v(t - jT_f) \quad (2)$$

Le rapport cyclique (le temps d'émission par rapport au temps de silence) reste très faible, la durée de l'impulsion (T_p) étant 100 à 1000 fois plus courte que le temps de trame moyen (T_f) [24].

Cette technique de saut temporel a deux objectifs majeurs :

- *Lisser le spectre*: En brisant la périodicité stricte des impulsions, le TH-UWB supprime les raies spectrales (pics de puissance à des fréquences spécifiques) qui apparaissent dans un signal IR-UWB simple. Cela réduit le risque d'interférence avec les systèmes à bande étroite.
- *Permettre l'accès multiple (MA-CDMA)*: C'est l'avantage principal. En attribuant un code de saut unique à chaque utilisateur, plusieurs émetteurs peuvent opérer dans la même zone simultanément. Le récepteur, connaissant le code de l'émetteur désiré, peut "suivre" ses sauts et ignorer les impulsions des autres.

A. Les Avantages :

- *Accès multiple*: Permet à de nombreux utilisateurs de coexister (MA-CDMA).
- *Interférences réduites*: Le lissage du spectre évite de perturber les services à bande étroite.
- *Sécurité/Discretion*: Le signal ressemble à du bruit pour un récepteur qui ne connaît pas le code de saut.

B. Les Inconvénients :

- *Complexité accrue:* Nécessite une gestion et une synchronisation complexes des codes de saut.
- *Débit de données:* Le débit est souvent plus faible en raison de la complexité de la synchronisation.

I.7.3 DS-UWB (ULB à séquence directe):

Contrairement aux techniques impulsionnelles (IR-UWB), le DS-UWB repose sur la technologie d'étalement de spectre, similaire au CDMA [26].

Cette méthode utilise une porteuse sinusoïdale (un signal à bande étroite). Cette porteuse est ensuite modulée par les données, puis multipliée par une séquence binaire pseudo-aléatoire (PN-code) à très haute vitesse. C'est ce code rapide qui étale l'énergie du signal d'origine sur une très large bande de fréquences, lui donnant une apparence de bruit.

Le récepteur, qui connaît le même code PN, peut "dés-étaler" le signal pour récupérer la porteuse et les données, tout en rejetant les interférences.

A. Les Avantages :

- *Robustesse:* Très résistant aux interférences à bande étroite (grâce au "gain de traitement" du code).
- *Accès Multiple:* Permet un accès multiple (CDMA) efficace en attribuant un code orthogonal à chaque utilisateur.

B. Les Inconvénients :

- *Consommation d'énergie:* Généralement plus élevée que celle de l'IR-UWB, car elle nécessite des composants RF actifs (oscillateurs, mélangeurs) pour la porteuse.
- *Complexité:* La synchronisation du code PN entre l'émetteur et le récepteur est très complexe et doit être extrêmement précise.

I.7.4 CSS-UWB (ULB à étalement par chirp)

Cette approche utilise une forme de modulation de fréquence (FM) pour étaler l'énergie. Au lieu d'une impulsion fixe (IR-UWB), cette technique émet un signal appelé "chirp" (ou gazouillis), dont la fréquence est balayée linéairement (modulée en fréquence) sur une large bande passante [27].

Cette méthode, standardisée sous le nom de Chirp Spread Spectrum (CSS), est utilisée pour la localisation et les réseaux de capteurs (IEEE 802.15.4a/z).

A. Les Avantages :

- *Robustesse extrême*: Le principal avantage est une très haute résistance aux interférences multi-trajets et au bruit, grâce à son gain de traitement élevé.
- *Efficacité énergétique*: Permet d'atteindre une bonne portée, même à faible puissance (adapté à l'IoT).

B. Les Inconvénients :

- *Débit de données*: Conçu pour des débits faibles à modérés, il n'est pas adapté aux communications à très haut débit.
- *Sensibilité au Doppler*: Comme il repose sur une modulation de fréquence précise, il peut être sensible aux décalages de fréquence causés par des mouvements très rapides (effet Doppler).

I.7.5 Le tableau comparative entres les types de signaux ULB :

Technologie	Robustesse	Gain	Coût	Applications
IR-UWB	Élevée : forte résistance aux trajets multiples grâce aux impulsions de courtes durées	Gain de traitement élevé (large bande passante)	Faible : matériel simple, sans synchronisation de porteuse	Communications à courte portée, radars, systèmes de localisation
TH-UWB	Modérée : meilleure résistance au brouillage grâce aux codes	Gain de codage dû aux séquences de sauts temporels	Modéré : nécessite une gestion des codes	Réseaux multi-utilisateurs, communications à faible interférence
DS-UWB	Élevée : grande résistance aux interférences et au brouillage	Gain d'étalement proportionnel à la longueur du code	Modéré : complexité liée à la synchronisation des codes	Systèmes de communication sécurisés et tolérants aux interférences
CSS-UWB	Très élevée : excellente résistance aux trajets multiples et au bruit	Gain de chirp issu de l'étalement temps–fréquence	Modéré : nécessite une synchronisation précise des chirps	UWB longue portée, imagerie radar, télémétrie de précision

Tableau I.1 : La comparaison entre les différents signaux ULB.

I.8 Modulation de données :

Pour transmettre une information binaire (des 0 et des 1) à l'aide d'un signal IR-UWB, il est nécessaire de moduler le train d'impulsions. L'information est codée en modifiant une caractéristique spécifique de l'impulsion. Les principales méthodes de modulation impulsionnelle sont les suivantes [28].

I.8.1 La modulation de la position de l'impulsion :

Également appelée PPM (Pulse Position Modulation), c'est l'une des techniques les plus répandues. Le principe est de décaler l'impulsion dans le temps.

- Un bit "0" peut être représenté par une impulsion à sa position nominale (t_k).
- Un bit "1" est alors représenté par la même impulsion, mais décalée d'un petit instant δ (donc à la position $t_k + \delta$).

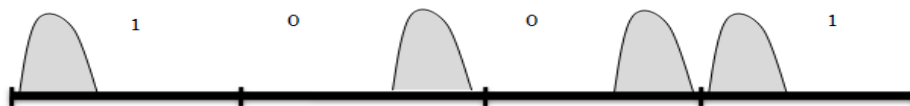


Figure I.7 : Modulation PPM

Cette méthode est simple d'utilisation. Cependant, une modulation PPM pure (avec un T_f fixe) génère des raies spectrales, ce qui est indésirable. C'est pourquoi elle est presque toujours combinée au **TH-UWB** (voir I.7.2), où l'ajout d'un code pseudo-aléatoire lisse le spectre. Pour augmenter le débit, on peut utiliser une modulation M-aire (M-PPM), où plusieurs positions de décalage δ sont définies pour coder plusieurs bits par impulsion.

I.8.2 La modification de la forme d'impulsion :

Cette catégorie regroupe les modulations qui jouent sur l'amplitude ou la forme même de l'ondelette:

A. La PWM (Pulse Width Modulation) : également connue sous le nom de modulation à largeur d'impulsion, implique de modifier l'information en fonction de la largeur d'impulsion afin de différencier les deux états 0 et 1.

B. La PAM (Pulse Amplitude Modulation) : implique la manipulation de l'information en fonction de deux valeurs différentes de l'amplitude des pulses.

C. La PSM (Pulse Shape Modulation) : implique de coder chaque état de l'information à l'aide d'une forme d'impulsion spécifique.

Cela nécessite une diversité de générations de formes d'impulsion. La figure I.8 illustre les différents cas possibles.

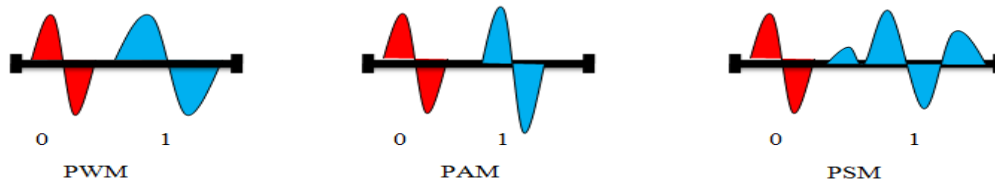


Figure I.8 : Modulation PWM, PAM, PSM.

Le principe de cette modulation repose sur la variation de l'amplitude des impulsions en fonction des données à transmettre. De façon similaire au cas précédent, elle peut se décliner en version binaire ou M-aire.

I.8.3 Modulation tout ou rien :

La modulation OOK (On-Off Keying) est une version binaire de la PAM. Elle est très simple:

- Un bit "1" est représenté par la présence d'une impulsion.
- Un bit "0" est représenté par l'absence d'impulsion (silence).



Figure I.9 : Modulation OOK

I.8.4 Modulation de phase d'impulsion :

La modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying) code l'information sur la polarité (phase) de l'impulsion.

- Un bit "1" est codé par une impulsion positive (phase 0).
- Un bit "0" est codé par une impulsion négative (phase π).

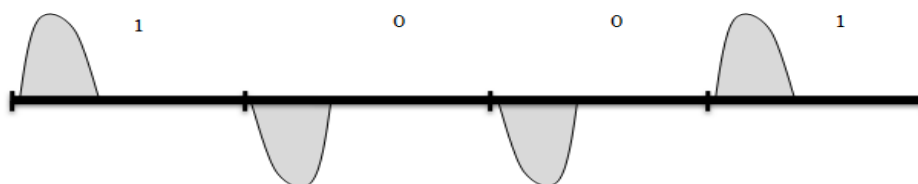


Figure I.10 : Modulation BPSK

I.9 Les applications ULB et ses Caractéristiques opérationnelles :

Application ULB	Caractéristiques Opérationnelles
Imagerie RADAR	-Utilisation rare par un nombre restreint de professionnels -Utilisation restreinte à des endroits et à des régions géographiques particulières
RADAR à pénétration de sol	-Utilisation sporadique par des experts à des moments irréguliers dans des endroits particuliers. -Une application particulière peut nécessiter un nombre restreint d'appareils mobiles et continus sur les routes. - Les émissions sont dirigées vers le sol
Imagerie RADAR d'intérieurs des murs	-Utilisation sporadique à des intervalles irréguliers -Utilisateurs professionnels : habituellement des techniciens et des ingénieurs, des concepteurs et des experts en construction. -La direction des émissions est vers un mur -Les dispositifs sont généralement en contact direct avec le mur pour optimiser la résolution et la précision des mesures.
Imagerie RADAR à travers les murs	- Il est possible de déplacer l'appareil. -Utilisation sporadique à des moments irréguliers -Déploiement en quantité restreinte -Les émissions sont orientées vers un mur -Les dispositifs peuvent être utilisés à une distance spécifique du mur pour assurer une sécurité optimale en cas de conflit.
Imagerie médicale	-Il peut servir à différentes applications médicales pour obtenir des images de l'intérieur du corps d'être vivant. -Utilisation occasionnelle à l'intérieur des bâtiments par des employés qualifiés - Les émissions sont dirigées vers le corps
Surveillance	-Fonctionne comme une "clôture de sécurité" en établissant un espace de champ radioélectrique immobile et en détectant l'intrusion de personnes ou d'objets dans cet espace. -Utilisation constante à la fois à l'intérieur et à la sortie.
RADAR de véhicule	-Utilisation mobile -Possibilité d'utilisation à haute densité sur les autoroutes et les routes principales - Utilisation pour le transport terrestre uniquement - Les émissions sont généralement horizontales

Mesure	- Utilisation stationnaire à l'intérieur et à l'extérieur
Suivi & traçage	- Infrastructure généralement fixe ; utilisation essentiellement stationnaire - Émetteurs toujours sous contrôle direct
Communication	- Il est possible d'utiliser à une densité élevée dans certains espaces intérieurs tels que les bâtiments de bureaux. - Certaines applications sont utilisées de manière occasionnelle, comme une souris sans fil ULB ; d'autres seront utilisées pendant une durée plus prolongée, comme les liaisons vidéo. - On peut également l'utiliser à l'extérieur.

Tableau I.2 : Les applications ULB et Caractéristiques opérationnelles

I.10 Les avantages et les inconvénients de l'ULB :

Avantages	Inconvénients
- Faible coût - Transfert de données élevé (taux de transfert et quantités) - Faible consommation d'énergie - Complémentaire à d'autres solutions WLAN et WPAN (comme Wi-Fi, WiMax) - Pas de fils - Plate-forme radio commune ULB	- Interférence avec d'autres technologies sans fil existantes telles que Bluetooth, etc. - Les spécifications de cette technologie sont encore en phase de développement et d'approbation.

Tableau I.3 : Les avantages et les inconvénients de l'ULB

I.11 Conclusion

Ce chapitre a établi les fondements de la technologie Ultra Large Bande (ULB). Contrairement aux communications classiques, l'ULB se distingue par l'occupation d'une bande spectrale extrême, obtenue soit par des impulsions de très courte durée, soit par des techniques d'étalement multi-bandes.

Passée de curiosité de laboratoire (inspirée par Hertz et Marconi) à une technologie industrielle mature, l'ULB a pris son véritable essor en 2002 grâce à la FCC. La définition de son masque spectral emblématique (3,1 à 10,6 GHz à -41,3 dBm/MHz) reste la référence mondiale. Si cette réglementation a permis son déploiement commercial, elle a également imposé un défi technique majeur : opérer efficacement avec un signal si faible qu'il se confond avec le bruit ambiant.

L'étude des différentes architectures a révélé que l'ULB n'est pas une technologie monolithique, mais un ensemble d'approches concurrentes :

- L'approche impulsionnelle (IR-UWB) : Elle exploite la précision temporelle des impulsions et inclut des variantes clés comme le TH-UWB (pour l'accès multiple) et le DS-UWB (pour la robustesse).

- L'approche à balayage (CSS-UWB) : Elle utilise une modulation de fréquence (chirp) pour une grande robustesse, notamment pour la localisation.

Pour les systèmes impulsionnels (IR-UWB), nous avons également analysé les principales techniques de modulation des données (telles que PPM, BPSK, OOK et PAM), qui déterminent comment l'information est codée sur chaque impulsion.

En conclusion, ce chapitre a démontré que la force de l'ULB réside dans sa dualité : une haute résolution temporelle (pour la localisation) et une large bande passante (pour le débit ou la robustesse), le tout sous une très faible puissance.

Fort de cette compréhension théorique, le chapitre suivant se concentrera sur la mise en œuvre pratique. Il abordera la conception des composants hyperfréquences (antennes, filtres) indispensables pour réaliser un système ULB compact et performant, capable de respecter les contraintes réglementaires strictes.

Référence et bibliographies:

- [1] Arcep. (2019). Décision n° 2019-0354 modifiant la décision n° 2007-0196 fixant les conditions d'utilisation des fréquences pour les dispositifs à ultra large bande (ULB). <https://www.arcep.fr/>
- [2] Di_Benedetto, M. G., Arslan, H., & Chen, Z. N. (2006). *Ultra wideband wireless communication*. Wiley-Interscience, pp 1-9.
- [3] Aiello, R., & Batra, A. (2006). *Ultra wideband systems: Technologies and Application*. Elsevier.
- [4] Schantz, H. G. (2004). *A brief history of UWB antennas*. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 19(4), 22–26.
- [5] Hertz, H. (1893). **Electric Waves: Being Researches on the Propagation of Electric Action with Finite Velocity Through Space* (D. E. Jones, Trans.). Macmillan and Co.
- [6] G. Falciasacca and B. Valotti, (2009) "Guglielmo Marconi: The pioneer of wireless communications," 2009 *European Microwave Conference (EuMC)*, Rome, Italy, pp. 544-546.
- [7] C. L. Bennett and G. F. Ross, (March 1978) "Time-domain electromagnetics and its applications," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 3, pp. 299-318.
- [8] G. Ross. (1973, April 17). Transmission and reception system for generating and receiving base-band pulse duration pulse signals without distortion for short base-band communication system.
- [9] Fowler, C., Entzminger, J., & Corum, J. (1990). *Assessment of ultra-wideband (UWB) technology*. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 5(11), pp, 45-49.
- [10] T. W. Barrett, (2001) "History of Ultra-Wideband Communications & Radar: Part I, UWB Communications," *Microwave Journal*, vol. 44, no. 2, pp. 22-56.
- [11] "First report and order," (April 2002). Report, Federal Communication Commission. FCC 2-48.
- [12] Commission decision on allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonised manner in the Community, (February 2007), European Telecommunications Standards Institute, 2007/131/EC.
- [13] "amending Decision 2007/131/EC on allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonised manner in the Community," (October 2014), European Telecommunications Standards Institute, 2014/702/EU.
- [14] UWB | Qorvo. (n.d.). <https://www.qorvo.com/innovation/ultra-wideband>.
- [15] *Ultra-Wideband (UWB)*. (UWB) Solutions | NXP Semiconductors. (n.d.). <https://www.nxp.com/applications/enabling-technologies/connectivity/ultra-wideband-uwband:UWB>

- [16] Fira Consortium. FiRa Consortium. (n.d.). <https://www.firaconsortium.org/>
- [17] Adidas reveals the first FIFA World Cup™ official match ball featuring Connected Ball Technology. adidas News Site | Press Resources for all Brands, Sports and Innovations. (2022, July 1). <https://news.adidas.com/football/adidas-reveals-the-first-fifa-world-cup--official-match-ball-featuring-connected-ball-technology/s/cccb7187-a67c-4166-b57d-2b28f1d36fa0>
- [18] Ryuji kohno, (Novembre 2018), Update of UWB Radio Regulation in Japan, IEEE 802.15-18-0546-01-0dep.
- [19] D. Ziani Kerarti, (2011) « Etude et Conception d'antennes ultra large bandes, » Université d'Aboubakr Belkaid Tlemcen.
- [20] S. Xuemin, Z. Weihua, J. Hai, C. Jun (2006) «Radio Resource Management for Ultra-wideband Communications», pulse-based UWB radio resource management, pp. 189-209.
- [21] J. S. Lee, R. E. Randall, et C. E. Sundberg, (juin 2002) « Ultra-Wideband antenna radiation pattern analysis », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 50, no. 6, pp. 853–862.
- [22] H. W. Fraser et J. R. Carson, (jan. 1998) « Radiation patterns of broadband monopole antennas: measurement and modeling », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 1, pp. 78–85.
- [23] F. Capolino (éd.), *Modern Antenna Handbook*, Wiley, (2008). Chapitre sur les antennes UWB : Diagrammes typiques, effets de gain, bande large, dispersion temporelle minimale.
- [24] R. A. Scholtz, (Mar. 2005) "The Rise of Impulse Radio UWB," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2005, no. 3, pp. 252–272.
- [25] M. Z. Win, R. A. Scholtz, (February 1998) "Impulse radio: How it works", *IEEE communications letters*, Vol.2, No.2, pp. 36-38.
- [26] R. C. Qiu, C. Zhou, and S. Pan, (2009) *Ultra-Wideband for Wireless Communications*, Hoboken, NJ: Wiley.
- [27] R. J. Fontana and S. C. Hagness, (June 2010) "Experiments in Ultra-Wideband Wireless Communications," *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, no. 6, pp. 30–42.
- [28] L.BABOUR, (2009) "Etude et Conception d'antennes Ultra Large Bande Miniaturisees en impulsionnel," *thèse doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble*.

CHAPITRE II

Les Composants Hyperfréquences

Table des Matières du CHAPITRE II

II.1 Les composants Hyperfréquences (Micro-ondes):	24
II.2 Les antennes:	24
II.2.1 Les antennes patch:	25
II.3 Les résonateurs :	38
II.3.1 Résonateurs à éléments parasites:	38
II.3.2 Résonateurs dans les structures métamatériaux:	41
II.4 Structure de masse défectueuse (DGS):	44
II.4.1 Techniques associées aux DGS:	45
II.5 Les filtre:	47
II.5.1 Filtre planaire (patch):	47
II.5.2 Filtre SIW:	48
II.5.3 Filtre Hairpin:	51
II.6 Conclusion :	54
Référence et bibliographies:	56

II.1 Introduction:

Les composants micro-ondes (ou hyperfréquences) sont indispensables pour concevoir et implémenter les systèmes de communication opérant à haute fréquence, notamment dans les applications ultra larges bandes (ULB). Ces composants, qui incluent les antennes, les filtres, les résonateurs, les coupleurs, les diviseurs de puissance et les guides d'ondes, sont conçus pour fonctionner efficacement dans des gammes de fréquences allant de quelques centaines de MHz à plusieurs dizaines de GHz. Ils assurent des fonctions essentielles telles que l'émission, la réception, la filtration, le guidage et le conditionnement du signal. Leur conception repose sur des critères stricts de miniaturisation, d'adaptation d'impédance, de linéarité et de stabilité en fréquence. Dans le contexte ULB, ces exigences sont accentuées par la nécessité de couvrir une bande passante très large tout en maintenant une efficacité maximale et une compatibilité électromagnétique avec d'autres systèmes. Les sections suivantes détaillent les principaux composants micro-ondes utilisés dans ces systèmes, en mettant l'accent sur leurs structures, leurs principes de fonctionnement et leurs avantages spécifiques.

II.2 Les antennes:

Pour les applications ULB, la conception des antennes est un défi, car elles doivent offrir une large bande passante, une faible réflexion et une haute efficacité. Ces composants restent fondamentaux, agissant comme l'interface réversible entre le circuit (onde guidée) et l'espace libre (onde rayonnée) pour la transmission et la réception des signaux.

Historiquement, l'utilisation d'antennes remonte à la fin du 19^e siècle, depuis la démonstration d'Heinrich Hertz en 1889. Ses travaux ont confirmé expérimentalement les prédictions de Maxwell sur l'existence des ondes électromagnétiques. Plus tard, Guglielmo Marconi popularisa le terme d'antenne en 1895, en mettant au point les premières structures monopoles.

Les types d'antennes les plus couramment utilisés comprennent:

- Antennes dipôles (simple ou à fil);
- Antennes patch (planaires);
- Antennes en boucle (magnétique ou fermée);
- Antennes coniques;
- Antennes paraboliques;
- Antennes spirales (logarithmiques ou d'Archimède);
- Antennes à cornet;
- Antennes isotropes (idéalisées).

La conception d'une antenne vise à optimiser des paramètres précis, tels que le gain, la largeur de bande ou la directivité, pour correspondre à une application spécifique.

II.2.1 Les antennes patch:

A. La structure des antennes patch :

Une antenne patch est une structure tri-couche : elle est formée d'un plan de masse conducteur, surmonté d'un substrat diélectrique, lui-même recouvert par l'élément rayonnant métallique (le "patch"). Ce patch transforme le champ électrique issu de la ligne de transmission en onde électromagnétique rayonnée. Les performances de l'antenne dépendent des propriétés électriques et physiques du substrat, notamment de la permittivité relative ϵ_r , de l'épaisseur du substrat h , et de la tangente de pertes δ .

Le choix du mécanisme d'alimentation (par sonde, ligne micro-ruban ou fente) est crucial pour obtenir une réponse optimale de l'antenne, car il détermine l'adaptation d'impédance et les caractéristiques de rayonnement. Ces antennes, qui peuvent être imprimées sur PCB, sont plates et conformes, ce qui les rend parfaites pour les appareils compacts et embarqués.

B. Les antennes indépendantes de la fréquence:

Les antennes dites indépendantes de la fréquence ont été introduites pour la première fois par Rumsey en 1957 [1]. Le concept clé de ces antennes est l'invariance angulaire. Cela signifie que leurs propriétés électromagnétiques sont déterminées par leur géométrie angulaire, et non par leurs dimensions physiques. Ainsi, si toutes les dimensions de l'antenne sont multipliées

par un facteur d'échelle X , les caractéristiques de rayonnement restent inchangées, bien que la fréquence de fonctionnement soit modifiée par ce même facteur X .

Selon cette théorie, toute antenne dont la géométrie conserve les mêmes proportions relatives à toutes les fréquences peut théoriquement présenter un comportement électromagnétique constant sur une très large bande. Pour que cette propriété soit vérifiée, l'antenne doit idéalement être de taille infinie et constituée exclusivement d'éléments géométriques déductibles les uns des autres par homothétie. Par conséquent, pour décrire l'antenne, on utilise exclusivement des angles, et non de dimensions linéaires.

Dans son ouvrage de référence, Balanis [2] souligne une contrainte supplémentaire : les modèles idéaux n'intègrent pas les antennes où le courant persiste sur toute la longueur. Or, dans la pratique, une décroissance progressive du courant à mesure que l'on s'éloigne du point d'alimentation est nécessaire pour limiter les réflexions et assurer une adaptation efficace. C'est pourquoi une antenne est considérée comme suffisamment "sans fin" lorsque le courant devient négligeable à une certaine distance de l'alimentation.

La représentation géométrique générale d'une antenne indépendante de la fréquence peut être exprimée sous la forme suivante :

$$r = e^{(\varphi + \varphi(0))} F(\theta) \quad (3)$$

Où r , θ , φ sont les coordonnées sphériques, φ et $\varphi(0)$ deux constantes et F une fonction dépendant uniquement de θ .

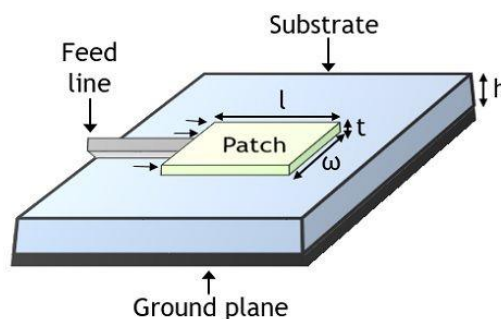


Figure II.1 : Une antenne patch.

C. Antennes équi-angulaires:

Un exemple de structure géométrique est la spirale équi-angulaire, dont la surface peut être représentée par des angles. Ainsi, elle satisfait toutes les demandes des formes qui peuvent être utilisées pour fabriquer des antennes qui ne sont pas liées à la fréquence. Nous allons examiner plus en détail leur fonctionnement en prenant en considération leurs caractéristiques initiales, car une courbe sur leur surface ne peut jamais être parfaite et il est nécessaire de déterminer la longueur du bras afin de créer une antenne de taille limitée [3].

1. L'antenne spirale logarithmique :

La géométrie de l'antenne spirale logarithmique s'exprime exclusivement en fonction d'angles. Le rayonnement efficace ne se produit que sur une zone spécifique de l'antenne, dont les dimensions sont proportionnelles à la longueur d'onde de la fréquence émise. Le courant devient ainsi négligeable dans les autres parties de l'antenne, qui restent "inactives". C'est ce principe de fonctionnement qui confère à l'antenne ses propriétés d'invariance fréquentielle. L'expression de la spirale logarithmique en coordonnées polaires est donnée par

$$\varphi(\theta) = \varphi(0) e^{\alpha\theta} \quad (4)$$

Avec le vecteur rayon $\varphi(0)$ à l'origine, le coefficient α régit l'expansion de la spirale.

La longueur des bras doit être proportionnelle à la largeur de la composante rayonnante afin que l'antenne maintienne une impédance continue, indépendamment de la fréquence. Ainsi, la distance entre le point d'alimentation de l'antenne et le centre de la spirale diminue en largeur de la partie rayonnante. Afin d'accomplir cela, Chaque bras de l'antenne est une bande métallique dont les contours intérieur et extérieur sont des spirales équi-angulaires partageant le même point d'origine. [3,4].

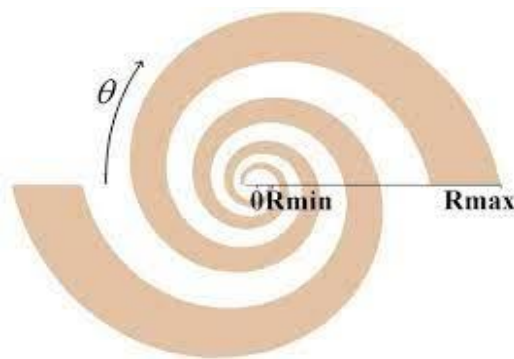


Figure II.2 : Une antenne spirale Logarithmique.

Lorsqu'une antenne spirale logarithmique est fabriquée, par exemple par gravure sur un circuit imprimé, ses bras conducteurs sont définis par une géométrie à double spirale. En théorie, cette antenne indépendante de la fréquence a une bande passante illimitée. En pratique, cependant, ses dimensions physiques imposent des limites opérationnelles.

La fréquence haute (limite supérieure) est déterminée par la précision du point d'alimentation central. L'écart entre les deux bras doit y être très faible, typiquement inférieur à $\lambda/8$ de la fréquence la plus élevée. La fréquence basse (limite inférieure) est dictée par le diamètre total de l'antenne. Pour que l'onde rayonne efficacement, la longueur totale du bras doit être d'au moins une longueur d'onde (λ) de la fréquence la plus basse.

Enfin, comme l'antenne est une structure symétrique (différentielle), un balun (symétriseur) est indispensable pour la connecter à un câble coaxial asymétrique (comme un connecteur SMA). Ce balun doit également adapter l'impédance naturelle de l'antenne (souvent autour de 75 à 100 Ω) aux 50 Ω du système, tout en essayant de ne pas limiter la large bande passante de l'antenne.

2. L'antenne spirale d'Archimède :

L'antenne spirale d'Archimède est constituée de deux bras conducteurs enroulés en spirale et imbriqués. Ces deux spirales partent d'un centre d'expansion commun et sont imprimées sur un substrat plat servant de support [4].

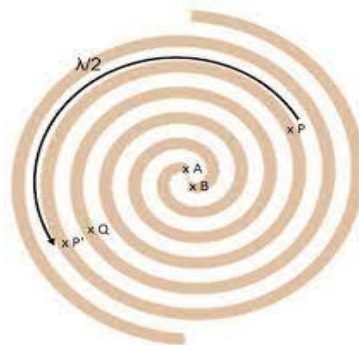


Figure II.3 : Une antenne spirale Archimède.

Les 2 spirales Point d'alimentation Le brin de spirale est décrit par l'équation :

$$\varphi(\theta) = \varphi(0)\alpha\theta \quad (5)$$

Le vecteur rayon à l'origine est $\boldsymbol{\varphi}(0)$, tandis que α est une constante qui représente l'expansion de la spirale. Cette équation met en évidence le fait que ce genre d'antenne ne se limite pas aux angles, ce qui l'éloigne légèrement du concept d'antennes indépendantes de la fréquence.

Les spirales logarithmiques sont moins couramment utilisées que ce type d'antenne, car l'expansion linéaire des bras de la spirale permet de réaliser plus de tours par unité de surface que la géométrie logarithmique. Ainsi, Les brins de la spirale logarithmique sont beaucoup plus longs que ceux de la spirale d'Archimède. Son rayonnement est toutefois dicté par la circonférence du cercle (proche de la longueur d'onde) et non par la longueur des brins. Ce comportement s'apparente à une structure périodique, marquée par une augmentation du module du vecteur rayon d'un pas de $2\pi(\alpha)$ à chaque révolution.

La très large bande passante de cette antenne (plusieurs octaves) est physiquement limitée par ses dimensions extrêmes. La fréquence la plus basse est contrainte par la dimension maximale (environ une longueur d'onde). Similaire à la spirale logarithmique, elle est auto-complémentaire, ce qui justifie une impédance d'entrée théorique de $188,5 \Omega$ (observée entre 120 et 200Ω).

Tout comme la spirale logarithmique, cette antenne génère un rayonnement bidirectionnel, perpendiculaire à son plan, et à polarisation circulaire. Son centre de phase n'est cependant pas fixe : il varie avec la fréquence. Cette variation s'explique par le fait que la zone d'émission se situe sur un anneau d'un diamètre approximatif de λ/π , ce qui rend le rayonnement dispersif [3].

D. Antennes log-périodiques:

Les antennes log-périodiques reposent sur la notion d'antennes dimensionnées pour toutes les fréquences, mais elles confèrent aux structures une orientation périodique plutôt que linéaire. Depuis 1959, DUHAMEL et ISBELL de l'Université de l'Illinois ont développé ces technologies. En fait, la répétition des phénomènes dans la construction des antennes indépendantes de la fréquence entraîne une répétition de leurs caractéristiques en fréquence. Il est donc possible de déduire les parties rayonnantes de l'antenne en multipliant leurs diamètres par un facteur égal à f_2/f_1 . Toutefois, cette évolution linéaire parfaite (antennes équi-angulaires) peut aussi être régulière. Ces éléments se reproduisent donc avec une période $\ln(\tau)$ qui est liée au logarithme de la fréquence, ce qui explique le concept d'antennes "log-périodiques" [5].

Étant donné qu'il est impossible de les définir entièrement à partir des seuls angles, elles ne répondent pas entièrement aux spécifications des antennes indépendantes de la fréquence, mais leur concept est similaire à celui de ces antennes. Malgré la diversité des formes présentes dans cet espace (dipôles, trapèzes, arcs de cercle, etc.), en règle générale, seule l'enveloppe des structures log-périodiques peut être définie par un angle constant. En règle générale, ces antennes sont considérées comme des antennes qui ne sont pas liées à la fréquence, même si leurs performances sont définies comme périodiques en fréquence (impédance, rayonnement, etc.). Cela est dû au fait que les variations généralement observées sont très faibles.

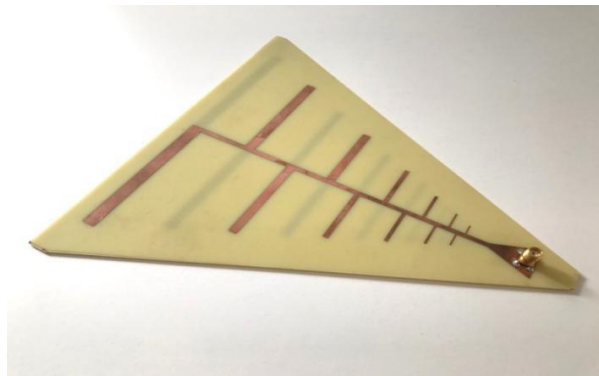


Figure II.4 : Une antenne log-périodique.

1. L'antenne log-périodique trapézoïdale :

L'antenne trapézoïdale log-périodique est simplement une antenne log-périodique avec des bords plats plutôt que minces (qui ressemblent à des "dents") [6].

Offrant des performances équivalentes à la géométrie circulaire (bande passante de plusieurs octaves, dimensions, rayonnement), cette configuration est cependant plus simple à réaliser, en particulier en version filaire. Ses caractéristiques de rayonnement sont identiques : bidirectionnel, polarisation linéaire, et une directivité liée au rapport de périodicité. Elle reste également une structure dispersive avec un régime d'alimentation harmonieux.

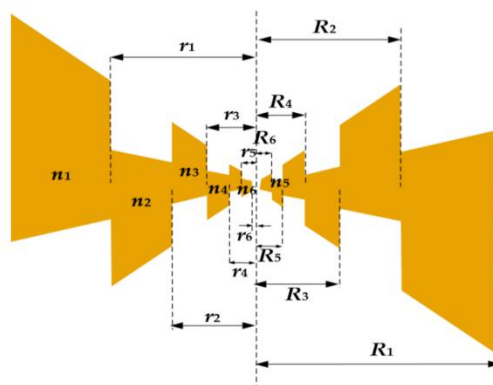


Figure II.5: Une antenne log-périodique Trapézoïdale.

2. L'antenne log-périodique circulaire :

Une antenne log-périodique circulaire (Figure II.5) est définie par plusieurs paramètres :

- Le rapport τ définit la périodicité des caractéristiques de l'antenne :

$$\tau = \frac{f(1)}{f(2)} = \frac{R(n) + 1}{R(n)} \quad (6)$$

- Le rapport χ définit la largeur des dents :

$$\chi = \frac{r(n)}{R(n)} \quad (7)$$

- Les angles α et β définissent la longueur des dents.
- Les rayons minimum et maximum $r(\min)$ et $r(\max)$ limitent les extrémités de la structure.

La fréquence d'adaptation la plus basse est déterminée par la longueur de la dent la plus longue (environ $\lambda/4$ à cette fréquence). En utilisant des substrats à constante diélectrique élevée, on peut réduire l'empreinte d'antenne à environ une longueur d'onde, même si cela peut être réduit en utilisant la fréquence la plus basse. Dans ce cas, il est nécessaire de trouver un compromis entre l'empreinte, l'efficacité et la largeur de bande. La fréquence d'adaptation élevée est liée à la plus petite dent par une connexion similaire. Comme c'est le cas pour les antennes équi-angulaires, seul un élément de l'antenne, dont les "dents" ont une longueur d'onde d'un quart, participe au mouvement. Avec une augmentation de la fréquence, cette partie de l'antenne se rapproche du point d'alimentation de l'antenne, ce qui donne à l'antenne une capacité de dispersion.

En général, cette antenne est fabriquée à partir de deux fils symétriques, comme illustré dans la figure II.6, ce qui nécessite l'emploi d'un balun dans le circuit d'alimentation. Elle a également la possibilité d'être connectée, car la répartition du courant sur la structure plane est plus élevée sur les côtés. Ainsi, une infrastructure câblée propose presque les mêmes résultats. En règle générale, on utilise une antenne filaire pour les applications à basse fréquence, tandis que l'antenne planaire est utilisée pour les applications à haute fréquence [7].



Figure II.6: Une antenne log-périodique Circulaire.

3. L'antenne dipôle log-périodique :

L'antenne dipôle log-périodique est une structure constituée de dipôles parallèles dont les longueurs varient de manière logarithmique, tandis que leur diamètre reste constant. Cette configuration équivaut à une antenne trapézoïdale log-périodique lorsque l'angle d'ouverture β tend vers zéro. La géométrie est entièrement définie par cet angle d'ouverture et par le rapport de progression τ , qui relie les longueurs successives des dipôles.

Pour assurer une alimentation cohérente et éviter les interférences entre dipôles, ces derniers sont reliés à une ligne de transmission centrale symétrique, parfois entrecroisée. Ce montage permet un déphasage de 180° entre dipôles successifs. Une alternative pratique consiste à utiliser un câble coaxial, où le conducteur central est connecté à une branche de l'antenne et chemine le long de l'autre, supprimant ainsi la nécessité d'un balun.

Le signal est injecté au sommet de l'antenne. Il se propage le long des lignes d'alimentation jusqu'à atteindre la région active, généralement autour des dipôles de longueur proche de $\lambda/4$. Cette zone est caractérisée par des courants élevés responsables du rayonnement principal. En amont de cette région, les tensions sont constantes (zone de transmission), tandis qu'en aval, les courants décroissent fortement.

Ce fonctionnement entraîne deux conséquences majeures :

- La **centre de phase** se déplace vers l'extrémité de l'antenne à mesure que la fréquence diminue.
- La **bande passante** est limitée par la longueur minimale et maximale des dipôles aux extrémités.

Les antennes dipôles log-périodiques peuvent être réalisées en filaire ou imprimées sur substrat, et couvrent typiquement des bandes passantes allant jusqu'à 5 octaves. Le gain est unidirectionnel, avec un maximum dans l'axe du sommet de l'antenne. La polarisation est linéaire et le gain varie généralement de 5 à 11 dBi, en fonction des paramètres géométriques tels que τ ou l'angle d'ouverture. Cependant, en raison du déplacement du centre de phase, ce type d'antenne ne convient pas comme source pour des réflecteurs ou lentilles [8].

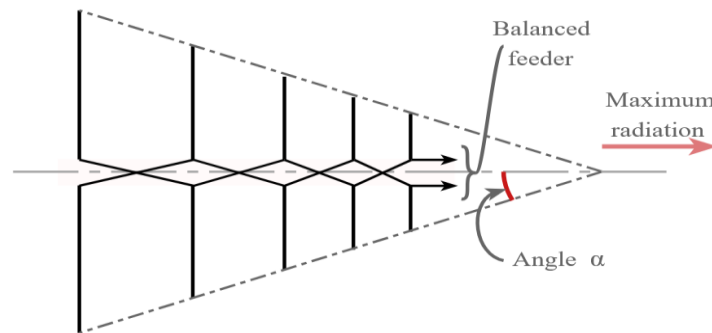


Figure II.7: Une antenne dipôle log-périodique.

E. Monopoles planaires :

De nombreuses recherches ont porté sur les différentes configurations de monopôles planaires associés à des plans de masse théoriquement infinis ou suffisamment étendus pour être considérés comme tels. Les géométries planaires telles que les triangles et les cercles sont souvent privilégiées pour les applications à large bande en raison de leurs bonnes performances. L'optimisation de ces structures a donné naissance à une large variété de monopôles adaptés aux besoins des systèmes modernes. L'orientation standard de ces monopôles est verticale, formant un angle de 90 degrés avec le plan de masse.

1. Le monopole circulaire/elliptique :

Le disque rayonnant plat monté sur le plan de masse constitue l'antenne monopôle circulaire. Pour que le plan de masse fonctionne correctement et empêche les réflexions, sa taille doit être au minimum d'une longueur d'onde (λ) calculée à la fréquence la plus basse. Toutefois, un plan de masse dont les dimensions sont inférieures à une demi-longueur d'onde à la fréquence la plus basse peut également offrir des performances adéquates. L'adaptation de l'antenne, et donc sa

largeur de bande, dépend fortement de la configuration du point d'alimentation au niveau du plan de masse.

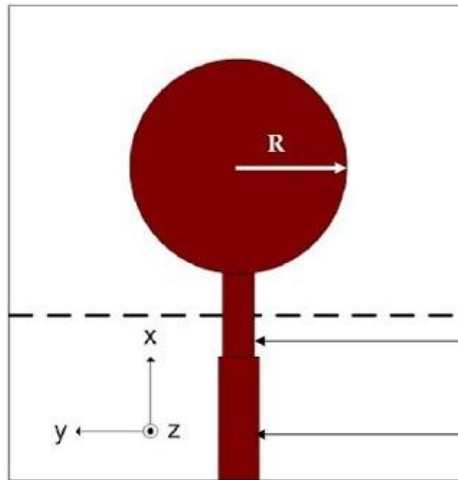


Figure II.8 : Une antenne patch circulaire.

Bien qu'une forme elliptique soit envisageable, une forte ellipticité nuit à la largeur de bande. Cet effet est maximal si la grande dimension est parallèle au plan de masse. Si elle est perpendiculaire, la perte de bande passante est moindre et la fréquence de coupure s'abaisse, ce qui est un atout.

Le monopôle circulaire se distingue par une largeur de bande exceptionnelle, avoisinant 160 %. Un atout majeur est son impédance d'entrée, stable autour de 50Ω sur cette bande, ce qui simplifie grandement son intégration. Il n'exige en effet aucun adaptateur d'impédance. Concernant le rayonnement, son diagramme est quasi omnidirectionnel dans le plan azimutal. Le plan d'élévation est, en revanche, dépendant de la fréquence : le lobe principal s'incline vers le demi-plan supérieur (côté élément rayonnant) à mesure que la fréquence augmente. Cette variation peut entraîner des gains supérieurs à 4 dB dans certaines directions.

En pratique, l'antenne est une forme plate gravée directement sur un substrat isolant, Le plan de masse peut être situé sur la même couche que l'antenne (configuration coplanaire ou CPW). Les éléments rayonnants peuvent être alimentés par une ligne micro ruban ou un câble coaxial. La largeur de bande peut être améliorée en optimisant la structure du plan de masse [9].

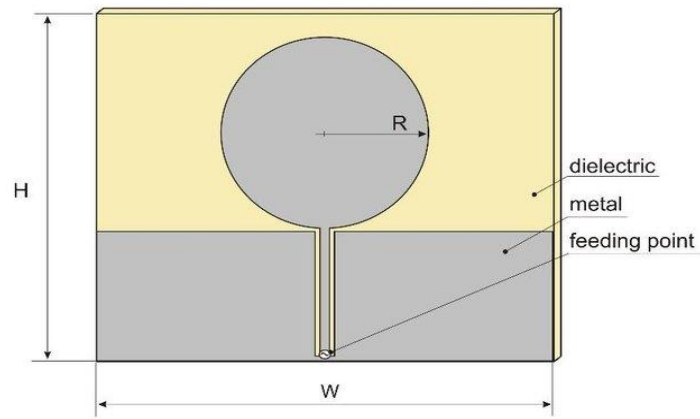


Figure II.9 : Une antenne planaire circulaire CPW

2. Le monopôle triangulaire :

L'antenne monopôle triangulaire est une adaptation planaire (plate) du concept d'antenne conique. Toutefois, Brown et Woodward [10] ont mené une analyse comparative de ce genre d'antenne et ont remarqué des disparités entre la construction plane et son équivalent tridimensionnel en ce qui concerne le rayonnement et l'adaptabilité [11].

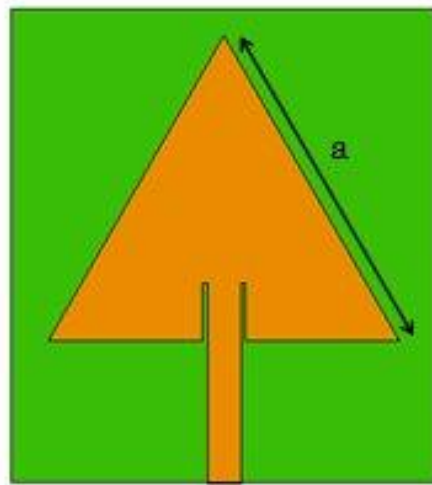


Figure II.10 : Une antenne triangulaire

On observe que l'élargissement de l'angle de l'apex (sommet) entraîne une réduction de l'impédance d'entrée de l'antenne, mais elle reste nettement supérieure (de l'ordre de 50 % pour $a = 90^\circ$) à celle de l'antenne conique comparable. En outre, l'impédance de l'antenne plate varie plus largement. Bien que la largeur de bande ne puisse pas être aussi grande que celle d'une antenne biconique en raison de ces variations, des valeurs de l'ordre de 120% sont encore possibles.

Même si l'absence de symétrie de rotation entraîne certaines déviations dans ce plan vis-à-vis au monopôle conique, Le diagramme de rayonnement azimutal est globalement circulaire, sans direction préférentielle marquée. Le phénomène est d'autant plus marqué que l'angle du sommet est grand. Le diagramme d'élévation montre que l'énergie est principalement dirigée vers le demi-espace supérieur (au-dessus du plan de masse), dans la direction du triangle, comme c'est le cas pour toutes les constructions de plan de masse. Aux fréquences élevées, lorsque l'antenne est électriquement plus grande, cette tendance est très évidente.

Un certain nombre de variantes du monopôle triangulaire ont été étudiées et testées. Cette forme d'élément rayonnant tient compte de la distance entre le triangle et le plan de masse, car ce facteur affecte grandement le comportement de l'antenne. Pour optimiser cette structure, des algorithmes génétiques ont été utilisés. Plus de 80 % de la largeur de bande de l'antenne prévue est disponible.

3. Le monopôle rectangulaire :

Il s'agit d'une évolution du monopôle filaire, utilisant un élément rectangulaire planaire (plutôt qu'un cylindre) monté perpendiculairement au plan de masse, souvent dans un but de miniaturisation. Contrairement aux structures cylindriques ou filaires traditionnelles, cette géométrie plane facilite la miniaturisation, rendant l'antenne particulièrement adaptée aux dispositifs compacts [12].

Il se caractérise par :

- Un Format réduit, d'où la forme rectangulaire permet une intégration aisée dans les environnements à espace limité.
- D'une Large bande passante, ou cette configuration autorise une couverture fréquentielle étendue, convenant aux applications à large bande.
- La couverture est uniforme dans le plan horizontal, car le diagramme de rayonnement y est quasiment omnidirectionnel.
- D'une Polarisation verticale, L'antenne rayonne selon une polarisation verticale, répondant aux exigences de nombreuses communications sans fil.

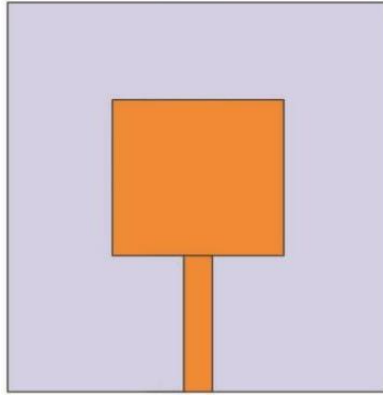


Figure II.11 : Une antenne rectangulaire

4. Antenne Bow-tee :

L'antenne papillon est une adaptation bidimensionnelle du concept d'antenne biconique. Elle présente une forme symétrique. En cas de présence d'éléments exposés au vent dans l'application prévue, il est possible d'utiliser des méthodes filaires car la densité de courant est la plus concentrée au long des arêtes de l'antenne, plutôt qu'au centre. On peut concevoir une structure non symétrique en utilisant l'antenne papillon comme une antenne à encoche sur une plaque métallique ou un substrat. Il n'est plus nécessaire d'avoir un balun ou un convertisseur d'impédance, ce qui permet à l'antenne d'être alimentée par une connexion coaxiale.

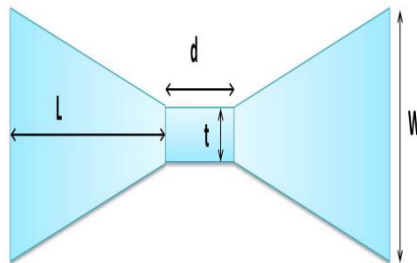


Figure II.12: Une antenne papillon (Bow-tie)

En raison de sa troncature, l'antenne papillon a une largeur de bande inférieure à celle de l'antenne biconique. Toutefois, par rapport à l'antenne biconique finie de mêmes dimensions, son impédance d'entrée fluctue davantage en fonction de la fréquence.

Même si la largeur de bande est réduite et que la qualité de l'adaptation est moindre, il est toujours possible d'obtenir des chiffres supérieurs à 100 %. L'antenne rayonne de manière omnidirectionnelle (uniformément) dans le plan perpendiculaire à sa surface (le plan H). Par conséquent, les gains réalisés sont compris entre 0 et 3 dB.

II.3 Les résonateurs :

Les résonateurs jouent un rôle clé dans la conception des antennes, filtres et circuits compacts pour les applications micro-ondes. Selon leur structure et leur matériau, ils permettent d'atteindre différents compromis entre miniaturisation, sélectivité, bande passante et rendement. Il se distingue plusieurs types comme :

II.3.1 Résonateurs à éléments parasites:

Les antennes patch peuvent avoir des résonateurs parasites, Il s'agit d'éléments passifs qui ne sont pas connectés à l'alimentation ; ils sont excités par couplage électromagnétique et conçus pour résonner afin d'améliorer les performances globales. Ils sont souvent insérés sous forme de patches parasites qui sont connectés électro-magnétiquement au patch rayonnant primaire et situés au-dessus ou au-dessous de lui.

La taille et l'espacement des patches parasites sont choisis de manière à ce qu'ils résonnent à des fréquences proches de la résonance du patch principal. Il en résulte l'introduction de nouveaux modes de résonance et des modifications de la fréquence de résonance globale de l'antenne, de l'impédance de l'antenne, des diagrammes de gain et de la largeur de bande. En produisant plusieurs résonances, en ajoutant ces éléments, on peut concevoir des antennes patch capables de résonner à plusieurs fréquences distinctes (bi-bande ou multi-bande). En modifiant la forme du diagramme d'émission et la largeur du faisceau, Cette technique peut également servir à améliorer le gain et la directivité de l'antenne.

On obtient ces améliorations sans avoir à concevoir un système d'alimentation complexe pour chaque élément, ils constituent une solution facile et abordable. Dans les conceptions d'antennes patch, les résonateurs parasites sont un moyen précieux d'améliorer les caractéristiques de performance en ajoutant des modes résonnants [13-14].

Les principaux effets des résonateurs parasites sont les suivants

- *Sélectivité de fréquence* : Les composants parasites peuvent être réglés pour résonner à une certaine fréquence, telle que la fondamentale ou une harmonique.
- *Modification du diagramme*: L'utilisation de ces résonateurs permet de modifier et d'améliorer la forme et la directionnalité du diagramme de rayonnement.

- *Amélioration du gain:* Aux fréquences de résonance, des composants parasites correctement réglés peuvent augmenter le gain de crête de l'antenne.
- *Changement d'impédance:* Le couplage électromagnétique entre les éléments modifie inévitablement l'impédance d'entrée de l'antenne.
- *Modification de la largeur de bande:* Selon le degré de liaison des résonances, les parasites peuvent modifier la largeur de bande opérationnelle.

Les antennes à résonateur parasite sont souvent plus compactes que les réseaux à éléments multiples en termes de taille.

- Faible coût.
- Leur conception est simple et leur fabrication est compatible avec les procédés de gravure standards des circuits imprimés (PCB).
- Pas besoin de réseaux d'alimentation élaborés.
- Adaptabilité de la conception.

En ajustant les tailles et les emplacements des éléments parasites, les propriétés telles que la résonance, le diagramme de rayonnement et l'impédance peuvent être modifiées [15].

Avantages	Inconvénients
Conception simple et fabrication à faible coût à l'aide de procédés PCB	Le couplage parasite peut entraîner des déséquilibres d'impédance s'il n'est pas conçu correctement.
Taille compacte par rapport aux grands réseaux	La résonance des parasites peut être affectée par la plate-forme de montage.
Permet un fonctionnement multibande à partir d'une seule antenne	L'optimisation et la mise au point des parasites peuvent être délicates.
Peut améliorer la largeur de bande, le gain et les diagrammes de rayonnement	Absence de contrôle actif sur les parasites comme dans le cas des réseaux pilotés
Souplesse de conception pour le réglage de la résonance et d'autres paramètres	Absence de contrôle actif sur les parasites comme dans le cas des réseaux pilotés
Aucun réseau d'alimentation complexe n'est nécessaire	Contrôle limité sur les caractéristiques individuelles du résonateur
Fonctionnement à plus haute fréquence que les éléments alimentés directement	Les interactions entre les éléments peuvent avoir des effets inattendus
Les éléments non alimentés ne consomment pas de courant continu.	Le facteur Q élevé des éléments parasites peut limiter la largeur de bande.

Tableau II.1 : Les avantages et les inconvénients des résonateurs.

Pour concevoir un résonateur parasite, certaines formules mathématiques doivent être suivies, telles que :

- *Fréquence de Résonance :*

$$f_r = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (8)$$

Où :

f_r : est la fréquence de résonance, C : la vitesse de la lumière, et L : la longueur de l'élément parasite et ϵ_r la permittivité relative.

- *Longueur Parasite du patch:*

$$L = \frac{\lambda}{2} \quad (9)$$

Où :

λ : est la longueur d'onde à la fréquence de résonance souhaitée.

- *Position Parasite de l'élément :*

$$d \approx 0.1 \lambda \text{ to } 0.25 \lambda \quad (10)$$

L'espacement (d) entre l'élément principal et l'élément parasite varie généralement de 0,1 à 0,25 d'une longueur d'onde.

- *Coupling Coefficient:*

$$k \approx \frac{(f_r - f_s)}{(f_r + f_s)} \quad (11)$$

Donne le couplage entre les fréquences de résonance des éléments principaux (f_s) et parasites (f_r).

- *Impedance Correspondence:*

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (12)$$

L'impédance d'entrée (Z_{in}) change en fonction du parasite, de sorte que ses composantes réactives (X_{in}) et résistives (R_{in}) doivent être adaptées. Un exemple de cet élément est donné par Mahmud M.Z. et al [16] dans la figure II.13 :

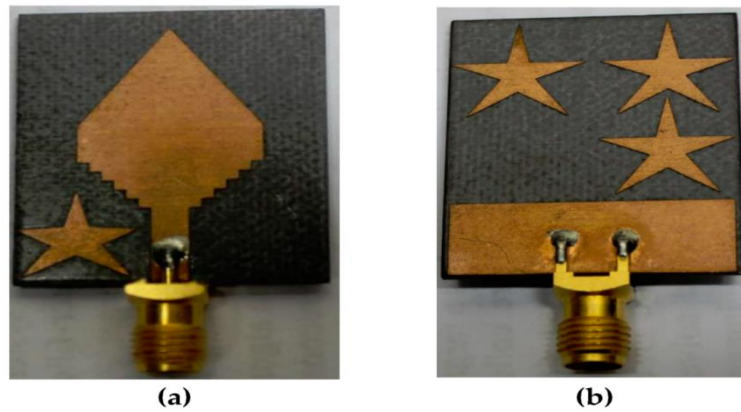


Figure II.13 : Un résonateur parasite.

II.3.2 Résonateurs dans les structures métamatériaux:

Le principe des métamatériaux repose sur l'inclusion de résonateurs pour contrôler et altérer les propriétés électromagnétiques effectives du support dans lequel ils sont placés. En réagissant de manière ciblée au champ électrique ou au champ magnétique, ces résonateurs permettent d'obtenir des matériaux dont la permittivité (ϵ) ou la perméabilité (μ) effective est négative. Ces matériaux permettent ainsi le développement de nouveaux dispositifs, notamment pour des filtres très compacts, des antennes miniatures ou des structures à bande interdite.

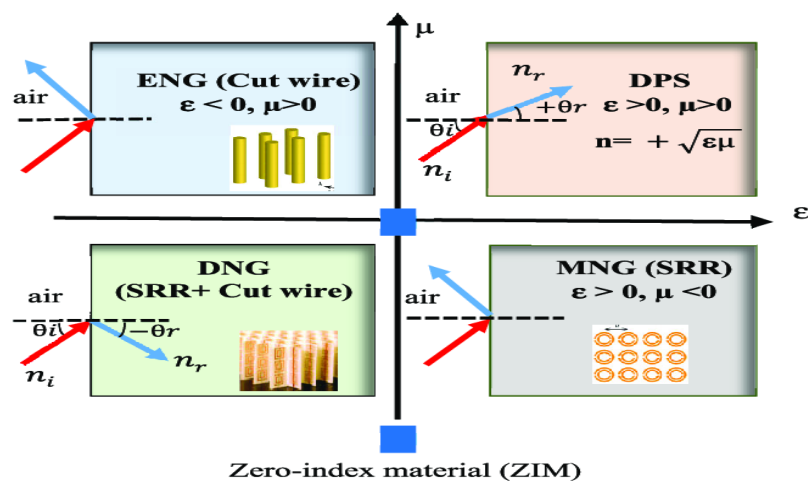


Figure II.14 : La classification des matériaux pour les résonateurs

A. Résonateur à anneau fendu (Split Ring Resonator - SRR)

Le Résonateur à anneau fendu (SRR) est une structure métallique en forme d'anneaux concentriques fendus, généralement constituée de deux boucles conductrices (souvent en cuivre) présentant des fentes opposées. L'espacement réduit entre les anneaux génère une forte capacité parasite. L'effet d'abaissement de la fréquence de résonance est le résultat d'une résonance spécifique. Celle-ci, au comportement comparable à un dipôle magnétique, est provoquée par des courants de boucle induits dans les anneaux par un champ magnétique incident perpendiculaire. Grâce à cette structure, il est possible d'obtenir une perméabilité magnétique effective négative dans une plage de fréquences spécifique [17, 18].

On emploie les SRR pour conférer une susceptibilité magnétique "sur mesure" à un milieu diélectrique hôte, rendant possible la création de métamatériaux à indice de réfraction négatif. La compacité de la structure permet également leur intégration dans des circuits RF et micro-ondes pour des applications variées.

Les avantages :

- Permettent la conception de métamatériaux à indice négatif
- Format compact, intégration facile dans les circuits RF
- Utiles pour la miniaturisation d'antennes et de filtres
- Réponse réglable selon la taille et l'espacement des anneaux

Les inconvénients :

- Sensibilité aux pertes ohmiques et aux propriétés du substrat
- Difficultés de fabrication à très haute fréquence.
- Nécessitent un champ magnétique perpendiculaire pour un couplage efficace

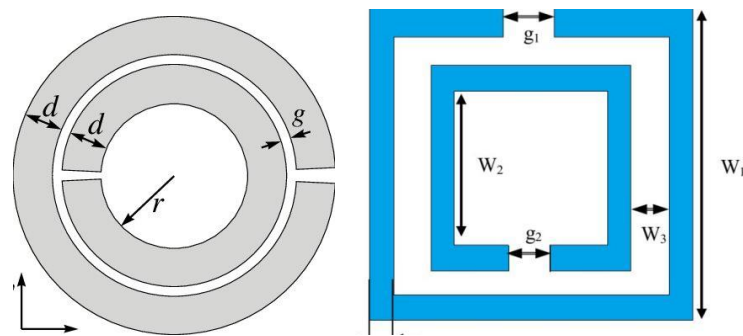


Figure II.15 : Un résonateur à anneau fendu (SRR)

B. Résonateur à anneau fendu complémentaire (Complementary Split Ring Resonator - CSRR)

Le CSRR est l'équivalent complémentaire du SRR. Au lieu d'être une boucle métallique, il s'agit d'une fente ayant la même géométrie, gravée dans un plan conducteur. Son comportement s'explique par le théorème de Babinet [19], selon lequel une structure complémentaire produit une réponse électromagnétique inverse de celle de la structure originale.

À l'inverse du SRR (qui réagit au champ magnétique), le CSRR est excité par le champ électrique, ce qui lui permet de générer une permittivité effective négative. On l'utilise principalement pour concevoir des filtres très compacts ou des structures à bande interdite (BIE).

Les avantages :

- Intégration directe sur circuit imprimé par simple gravure
- Réponse adaptée au champ électrique incident
- Conception simplifiée pour structures compactes
- Utilisation en dispositifs à bande interdite et filtres

Les inconvénients :

- Sensibilité aux caractéristiques du substrat (permittivité, pertes)
- Fréquence de résonance sujette à décalage
- Rendement généralement inférieur aux SRR pour les métamatériaux à indice négatif complet



Figure II.16 : Un résonateur à anneau fendu complémentaire (CSRR)

C. Comparaison Directe SRR vs CSRR :

Critères	SRR	CSRR
Structure	Anneau métallique fendu	Motif complémentaire gravé
Excitation principale	Champ magnétique	Champ électrique
Effet principal	Permittivité négative	Perméabilité négative
Intégration	Ajout d'une structure métallique	Gravure sur le plan de masse
Miniaturisation	Bonne	Excellente
Perte dans le substrat	Modérée	Plus élevée
Applications	Métamatériaux, antennes	Filtres, capteurs

Tableau II.2 : Comparaison Directe SRR vs CSRR

II.4 Structure de masse défectueuse (DGS):

Le principe des DGS (structures de masse défectueuse) est d'introduire volontairement des défauts (motifs gravés) dans le plan de masse. Cette altération est généralement effectuée sous une ligne micro-ruban ou une antenne [20].

La modification du plan de masse perturbe la circulation des courants de retour. Une DGS introduit ainsi une inductance (L) et une capacité (C) effectives supplémentaires, créant un circuit résonant LC. Ce circuit modifie l'impédance de la ligne et, de manière significative, et allonge le chemin électrique du signal.

L'association de plusieurs DGS permet de susciter des résonances multiples, une technique utilisée pour élargir la bande passante. La conception de ces DGS est très flexible, avec des formes allant de la simple fente ("haltère") à des motifs plus complexes comme les spirales ou les fractales.

Un point crucial est que la DGS, en tant que fente dans le plan de masse, rayonne elle-même. Ce rayonnement se produit sous le substrat (vers l'arrière), ce qui augmente la "back-radiation" et réduit par conséquent le gain de l'antenne dans la direction principale. L'objectif d'une DGS n'est donc pas d'augmenter le gain, mais plutôt d'optimiser l'encombrement (la taille) ou d'améliorer les caractéristiques de filtrage [25].

II.4.1 Techniques associées aux DGS:

Une structure de masse déféctueuse (DGS) n'est pas une fin en soi, mais un outil de conception puissant. En modifiant la géométrie du plan de masse, on perturbe la distribution du courant et on modifie les caractéristiques de la ligne de transmission. L'effet d'une DGS peut être modélisé comme un circuit LC parallèle, ce qui ouvre la voie à trois applications principales :

A. Miniaturisation (Abaissement de la Fréquence de Résonance):

C'est l'application la plus courante. La DGS allonge le chemin électrique du courant, ce qui augmente l'inductance (L_{eff}) et la capacité (C_{eff}) effectives de la ligne.

Pour une antenne (comme un patch) dont la fréquence de résonance f_r dépend de sa longueur L et de ses L/C effectifs, l'ajout de la DGS (L_{DGS} et C_{DGS}) abaisse cette fréquence.

$$f_r \propto \frac{1}{\sqrt{L_{eff} \cdot C_{eff}}} \quad (13)$$

En augmentant L_{eff} et C_{eff} avec une DGS, f_r diminue. Inversement, pour une fréquence f_r fixe, la longueur physique requise de l'antenne peut être significativement réduite.

B. Filtrage (Rejet de Bande et Suppression d'Harmoniques):

L'effet le plus direct d'une DGS est son comportement de filtre réjecteur de bande (stop-bande). Le circuit LC équivalent de la DGS crée une résonance qui bloque la propagation du signal à une fréquence précise.

La fréquence centrale de cette bande interdite (f_{stop}) est déterminée par la géométrie de la fente (qui fixe L_{DGS} et C_{DGS}):

$$f_{stop} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{DGS} \cdot C_{DGS}}} \quad (14)$$

Cette propriété est massivement utilisée pour supprimer les harmoniques indésirables d'une antenne. Par exemple, si une antenne résonne à f_0 , on peut concevoir une DGS dont le f_{stop} est exactement à $2f_0$ (la deuxième harmonique) pour la filtrer.

C. Élargissement de la Bande Passante:

Alors qu'un seul DGS crée un rejet de bande (ce qui *réduit* la bande passante), une utilisation astucieuse de plusieurs DGS (ou le couplage entre la DGS et l'antenne) peut élargir la bande passante. Cette technique consiste à créer plusieurs résonances couplées très proches les unes des autres.

1. L'antenne (patch) a sa résonance principale f_{patch} .
2. La DGS (utilisée comme un résonateur couplé) a sa propre résonance f_{DGS} .

Si f_{patch} et f_{DGS} sont conçues pour être très proches, leurs réponses en fréquence se fusionnent. Au lieu d'un seul pic de résonance étroit, on obtient un pic large (ou deux pics très rapprochés), ce qui augmente la largeur de bande S11 globale. La largeur de bande fractionnaire (FBW), qui mesure cette performance, est alors augmentée :

$$FBW(\%) = \frac{f_H - f_L}{f_{\text{Centre}}} * 100 \quad (15)$$

Où f_H et f_L sont les limites de la bande passante fusionnée.

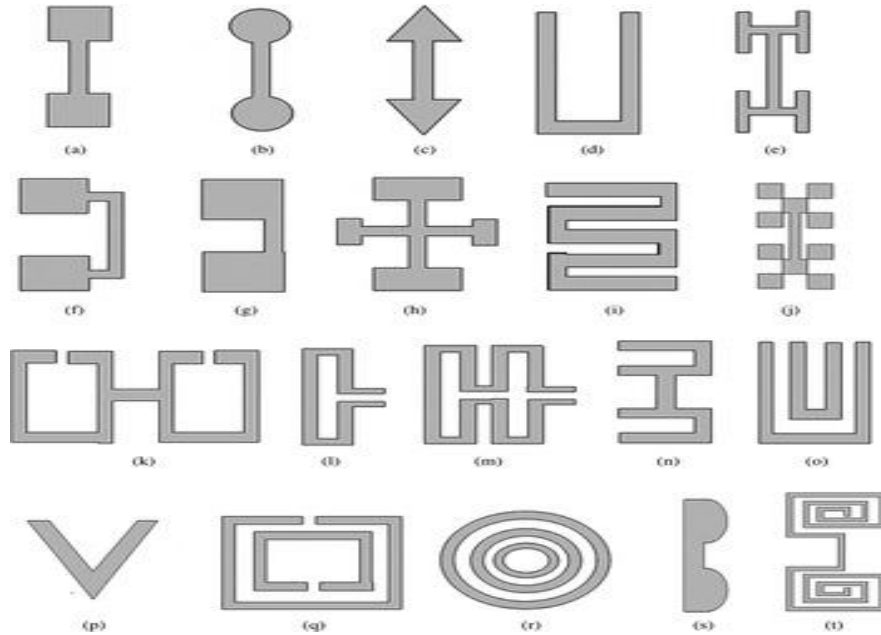


Figure II.17: Les différents modèles du DGS.

II.5 Les filtres:

Les filtres constituent un élément fondamental de toute chaîne de communication RF ou micro-onde. Leur utilisation est de séparer ou combiner différentes fréquences. Pour garantir la coexistence de multiples services sur un spectre encombré, les filtres ont pour mission de confiner chaque signal à sa bande de fréquences assignée.

Les applications émergentes, telles que les communications sans fil, continuent d'imposer des exigences de plus en plus strictes aux filtres RF/micro-ondes, notamment une meilleure performance (sélectivité, pertes), une miniaturisation accrue, un poids réduit et un coût de fabrication plus bas. En fonction des exigences et des spécifications, il existe deux approches de conception principales : les filtres à éléments groupés (composants discrets L/C) ou les filtres à éléments distribués (lignes de transmission, ils peuvent être réalisés dans différentes structures de lignes de transmission, telles que les guides d'ondes, les lignes coaxiales, les guides d'ondes coplanaires (CPW), les lignes à fentes et les microbandes.

Le développement de nouveaux filtres est directement tiré par les avancées en matière de matériaux (LTCC, LCP) et de technologies de fabrication (MEMS, MMIC). Parallèlement, l'avènement des simulateurs électromagnétiques (outils de CAO) a profondément transformé la manière dont les filtres sont conçus aujourd'hui.

II.5.1 Filtre planaire (patch):

Les filtres planaires trouvent leur origine dans les premiers développements de la technologie des lignes microruban en 1959 [21]. Ils utilisent des conducteurs fins et plats, qui sont actuellement séparés du plan de masse par un substrat diélectrique. La conception consiste en un morceau de cuivre carré sur un substrat avec un plan de masse, alimenté par un câble coaxial.

Les premières conceptions de l'objet étaient relativement inefficaces et rayonnaient de manière inefficace, mais il s'agit d'une avancée majeure dans le domaine des antennes micro ruban. Le filtre à patch a été proposé pour la première fois en 1979 et constitue actuellement un type de filtre micro ruban [22].

La conception consiste en un patch résonant posé sur un substrat avec un plan de masse, qui agit simplement comme un résonateur, fournissant la réponse de filtrage souhaitée. Des

recherches approfondies et des modifications ont ensuite été effectuées pour améliorer leurs performances et leur fonctionnalité, les rendant plus compacts, moins chers et plus faciles à intégrer dans les composants.

Des prototypes de filtre passe-bas et les éléments, les transformations de fréquence et d'élément, la transformation de Richards et les identités de Kuroda [23-24] pour les éléments distribués. Les effets de la dissipation et du facteur de qualité à vide des éléments filtrants sur les performances du filtre sont également abordés.

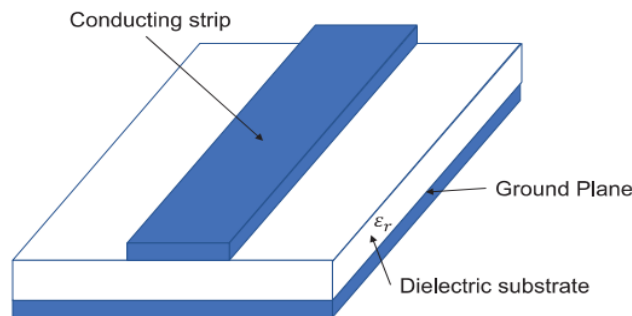


Figure II.18 : Un filtre planaire.

II.5.2 Filtre SIW:

L'un de ces filtres micro ruban est le filtre à guide d'ondes intégré au substrat (SIW), qui constitue actuellement un développement relativement nouveau dans ce domaine. La technologie a été proposée pour la première fois par Ke Wu en 2002 et il s'agit simplement d'une forme inédite de ligne d'alimentation pour les circuits micro-ondes [25]. Les filtres SIW sont actuellement basés sur un guide d'ondes qui fonctionne en propageant sélectivement les fréquences à travers le canal, tout en bloquant les autres. [26,27]

Comme indiqué précédemment La technologie SIW permet de synthétiser la structure d'un guide d'ondes non planaire (comme un guide métallique 3D) en une géométrie planaire, qui peut alors être fabriquée directement à l'intérieur d'un substrat diélectrique (comme un PCB, LTCC), entre autres. Concrètement, la structure utilise deux rangées de vias métallisés qui agissent comme des "murs" ou "clôtures" parallèles, forçant l'onde électromagnétique à rester confinée entre elles.

Le schéma SIW appartient à la famille des structures non planes telles que les guides d'ondes diélectriques et les lignes coaxiales peuvent également être réalisées sous forme planaire. Étant donné que les parois latérales tronquées ne permettent pas la circulation du courant longitudinal, Tout comme un guide d'ondes métallique rectangulaire classique, la structure SIW ne supporte que la propagation des modes quasi-TE (Transverse Électrique), le mode fondamental étant le mode TE_{10} .

Dans la plupart des cas, seuls les modes TE_{m0} sont intéressants car l'épaisseur du substrat est relativement faible par rapport à la largeur du SIW (au moins deux fois).

À l'inverse, tout mode TM qui serait excité n'est pas guidé et s'échappe de la structure par rayonnement, car les "murs" de vias ne peuvent pas les confiner. Lors de la conception des discontinuités du plan E, il faut s'assurer que la structure SIW ne présente pas de fortes pertes par fuite.

C'est un avantage majeur pour la conception de filtres passe-bande, car l'absence de modes TM élimine naturellement les réponses parasites (modes non désirés) que ceux-ci pourraient causer. Il s'agit d'une caractéristique distincte de la technique SIW pour la conception de filtres.

Différentes caractéristiques de guidage de l'onde et de fuite du SIW. Lors de la conception de composants SIW, il faut s'assurer que le SIW fonctionne dans la bande de fréquence concernée, où il n'y a pas d'effets de bande interdite et où la perte de fuite est négligeable sur l'ensemble de la largeur de bande du guide d'ondes.

Le SIW est une structure périodique, toujours sujette à des phénomènes de bande interdite.

La région de fréquence d'intérêt pour le SIW est dessinée et décrite dans la figure II.19.

Lorsque la longueur de la période augmente, le champ électromagnétique peut ne plus être confiné à l'intérieur des deux réseaux de cylindres d'interconnexion. Une partie de l'énergie peut également se propager à l'extérieur des deux rangées de cylindres, ce qui entraîne des pertes par fuite. La largeur de la bande interdite augmente lorsque le diamètre du cylindre diminue. En outre, la moitié de la bande interdite peut apparaître à l'intérieur de la bande passante du mode unique. La région de fréquence d'intérêt liée au mode TE_{10} est définie par

$$p > d \quad (16)$$

$$p / \lambda_c < 0.25 \quad (17)$$

$$\frac{a_1}{k_0} < 1 * 10^{-4} \quad (18)$$

$$p / \lambda_c < 0.05 \quad (19)$$

Où a_1 est la perte totale et k_0 le nombre d'ondes en espace libre.

La condition (16) stipule que la longueur de la période doit être supérieure au diamètre du cylindre afin que le circuit soit physiquement réalisable, et (17) est nécessaire pour éviter tout écart de bande dans la largeur de bande de fonctionnement du mode TE_{10} et d'autres modes d'ondes guidées connexes, le cas échéant. Pour être négligeables, les pertes de fuite doivent respecter la condition (18).

Une condition générale plus restrictive pour des pertes de fuite négligeables est $p \leq 2d$. Enfin, une condition non essentielle mais souhaitable pour le processus de fabrication est d'avoir d comparable à l'épaisseur du substrat.

Ces cylindres de via sont généralement percés mécaniquement et revêtus chimiquement par électrodéposition ou plasma déposition, et le temps de production est lié directement au choix de la technique de traitement. Si la longueur de la période est réduite par rapport à la longueur d'onde guidée, la rigidité mécanique est affectée. Le nombre de cylindres ne doit donc pas dépasser 20 par longueur d'onde, comme indiqué en (19).

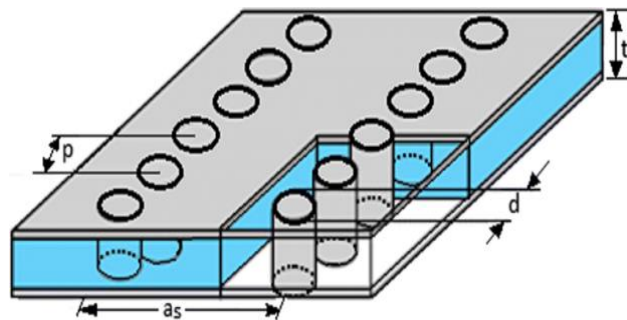


Figure II.19: Un filtre guide d'onde de substrat intégré (SIW)

II.5.3 Filtre Hairpin:

Le filtre "Hairpin" est une conception de filtre passe-bande très populaire, car il permet une miniaturisation significative. Il est basé sur la topologie des filtres à résonateurs $\lambda/2$ (demi-onde) couplés, mais avec une différence majeure : chaque résonateur droit est replié en forme de "U". Cette action de pliage réduit considérablement la surface totale occupée par le filtre, mais elle introduit de nouvelles complexités techniques :

- *Couplage interne*: Un couplage électromagnétique apparaît entre les two bras parallèles du "U" (l'épingle). Ce couplage modifie la fréquence de résonance du résonateur lui-même.
- *Couplage externe*: Le couplage entre deux résonateurs "hairpin" adjacents devient plus complexe à modéliser que le simple couplage entre deux lignes droites.

Par conséquent, il est incorrect de penser que les équations de conception d'un filtre à lignes droites peuvent être appliquées directement. La conception doit impérativement compenser ces effets parasites.

En pratique, la conception d'un filtre hairpin utilise un simulateur électromagnétique (CAO). Le processus suit ces étapes :

- *Choix d'un prototype*: On part d'un filtre passe-bas normalisé (par exemple, un Chebyshev à 5 pôles ($n=5$) avec une ondulation de 0.1 dB).
- *Calcul des coefficients*: Ce prototype donne les coefficients g_k (ex: $g_1=1.1468$, $g_2=1.3712$, $g_3=1.9750$).
- *Simulation et optimisation*: En utilisant un simulateur EM pour ajuster la géométrie (longueur, largeur, espacement) des "U" afin d'obtenir les bonnes fréquences de résonance et les bons couplages, et atteindre la performance cible (ex: $f_0=2$ GHz avec une largeur de bande de 20 %).

Après avoir obtenu les paramètres du passe-bas, les paramètres de conception du passe-bande peuvent être calculés comme suit :

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW}, \quad Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW} \quad (20)$$

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \text{ for } i = 1 \text{ to } n - 1 \quad (21)$$

Où Q_{e1} et Q_{en} sont les facteurs de qualité externes des résonateurs à l'entrée et à la sortie et $M_{i,i+1}$ sont les coefficients de couplage entre les résonateurs adjacents [28].

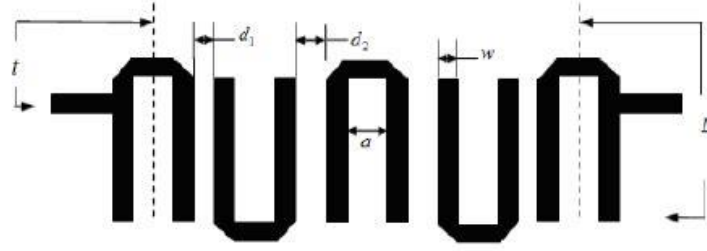


Figure II.20: Un filtre hairpin

A. Méthode de filtrage:

La conception d'un filtre commence par le choix d'une fonction d'approximation mathématique, qui définit la forme de la réponse en fréquence. Les deux approximations les plus courantes sont Butterworth et Chebyshev [29].

1. Butterworth :

Le filtre de Butterworth est connu pour sa réponse en fréquence maximalement plate. Cela signifie qu'il ne présente absolument aucune ondulation (ripple) ni dans la bande passante ni dans la bande coupée. Le prix à payer pour cette planéité est une région de transition plus large (une pente de "roll-off" plus douce) qu'un filtre d'un autre type pour un même nombre de pôles (**n**).

Sa conception est basée sur un prototype passe-bas normalisé (avec une impédance de 1Ω et une fréquence de coupure $\Omega_c=1$ rad/s).

- *Pôles:* Les n pôles du filtre sont situés sur un cercle unitaire dans le plan s complexe (plan de gauche) et sont espacés de manière égale. La position du k -ième pôle (S_k) est donnée par :

$$S_k = \exp \left[j\pi \left(\frac{1}{2} + \frac{2k-1}{2n} \right) \right] \text{ pour } k = 1, 2, \dots, n \quad (22)$$

- *Coefficients:* Pour un filtre d'ordre n , les valeurs des éléments du prototype (g_k , représentant les inductances et capacités) sont remarquablement simples à calculer :

$$g_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right] \text{ pour } k = 1, 2, \dots, n \quad (23)$$

(Avec $g_0=1$ pour la source et $g_{n+1}=1$ pour la charge).

Le filtre de Butterworth est normalisé pour que sa réponse soit à -3 dB à la fréquence de coupure $\Omega_c=1$.

2. Chebyshev:

Le filtre de Chebyshev offre une transition beaucoup plus raide (une meilleure sélectivité) qu'un Butterworth de même ordre n . Le compromis est l'introduction d'une ondulation (ripple) dans la bande passante. L'amplitude de cette ondulation (ex: 0.1 dB, 0.5 dB) est un paramètre de conception choisi par l'ingénieur. Le nombre de "vagues" dans la bande passante est égal à l'ordre n du filtre.

- *Pôles*: Les pôles du Chebyshev ne sont plus sur un cercle, mais sur une ellipse. Géométriquement, ils sont dérivés des pôles de Butterworth "poussés" vers l'intérieur, ce qui accentue la pente au détriment de la planéité.
- *Coefficients*: Le calcul des coefficients g_k est plus complexe. Il dépend de l'ordre n et de l'ondulation de la bande passante R_{dB} .

D'abord, on calcule un facteur d'ondulation β et un terme de $\sinh \gamma$:

$$\beta = \ln \left[\coth \left(\frac{R_{dB}}{17.37} \right) \right] \quad (24)$$

$$\gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right) \quad (25)$$

Ensuite, on calcule les termes intermédiaires a_k et b_k :

$$a_k = \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right] ; b_k = \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right) \quad (26)$$

Enfin, les coefficients g_k sont trouvés par récurrence :

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \quad (27)$$

$$g_k = \frac{4a_k a_{k-1}}{b_{k-1} g_{k-1}} \quad (28)$$

Contrairement au Butterworth, le filtre de Chebyshev est normalisé pour que la fréquence de coupure $\Omega_c=1$ soit à la limite de l'ondulation (ex: à -0.1 dB), et non à -3 dB [29].

II.6 Conclusion :

Ce chapitre a passé en revue les composants hyperfréquences fondamentaux qui constituent un système de communication. L'analyse a révélé une distinction claire entre les différentes familles de technologies, chacune répondant à des besoins spécifiques.

Nous avons établi une dichotomie claire pour les antennes :

- *Les structures résonantes* (comme les patches), qui sont compactes mais intrinsèquement à bande étroite.
- *Les structures non-résonantes* (comme les spirales logarithmiques ou les monopôles planaires), qui sont conçues pour couvrir de très larges bandes passantes, les rendant idéales pour l'ULB.

Nous avons également re-classifié certaines techniques : les éléments parasites, par exemple, ne sont pas un type de résonateur à proprement dit, mais une technique de conception d'antenne utilisée pour élargir la bande passante ou créer des antennes multi-bandes.

Concernant les filtres, nous avons vu les prototypes théoriques (Butterworth, Chebyshev) et leurs implémentations planaires modernes comme les filtres SIW (pour de faibles pertes) et Hairpin (pour la compacité).

Enfin, ce chapitre a introduit les outils de conception avancés qui permettent de manipuler le comportement des circuits :

- Les résonateurs métamatériaux (SRR/CSRR), qui permettent de contrôler la permittivité (ϵ) et la perméabilité (μ) effectives du milieu.
- Les structures à masse défectueuse (DGS): leur fonction principale est la miniaturisation (en allongeant le chemin électrique) et la suppression des harmoniques (filtrage), et non l'amélioration du gain (qu'elles ont tendance à dégrader).

Ce chapitre a donc fourni la "boîte à outils" théorique. Cependant, les composants de base (antennes, filtres) pris isolément sont rarement suffisants. Ils peuvent être trop grands, avoir des résonances parasites, ou manquer de sélectivité.

Le Chapitre III abordera donc l'optimisation de ces circuits. Nous y démontrerons comment les concepts avancés introduits ici, notamment des techniques de modélisation utilisés pour miniaturiser, filtrer et améliorer les performances des composants standards afin de répondre aux exigences UWB.

Référence et bibliographies:

- [1] Rumsey , V. H. (1957) . Frequency independent antennas . *IRE National Convention Record* , I : 114 – 118.
- [2] C. A. Balanis, (1997) “*Antenna Theory Analysis and Design 2ed edition.*” J.Wiley&Sons.
- [3] Ziani Kerarti D, (2011) «Etude et conception d’antennes ultra large bandes», Doctoral Thesis.
- [4] Laurence Babour. (2009) « ETUDE ET CONCEPTION D'ANTENNES ULTRA LARGE BANDE MINIATURISEES EN IMPULSIONNEL ». Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG,
- [5] R., DuHamel., D., Isbell. (1957). Broadband logarithmically periodic antenna structures. 5:119-128
- [6] Nashuha SH, Lee GH, Kumar S, Choi HC, Kim KW. (2020) Ultra-Wideband Trapezoidal Log-Periodic Antenna Integrated with an Elliptical Lens. *Electronics*; 9(12):2169
- [7] Bevelacqua, P. (n.d.). *Log-periodic tooth antennas*. Log Periodic Tooth Antennas. <https://www.antenna-theory.com/antennas/wideband/log-periodic.php>
- [8] www.electronics-notes.com/articles/antennas-propagation/log-periodic-lpda-antenna/theory-equations-formulas.php
- [9] Januszkiewicz Ł, Di Barba P, Jopek Ł, Hausman S. (2018 Oct 2) Many-Objective Automated Optimization of a Four-Band Antenna for Multiband Wireless Sensor Networks. *Sensors (Basel)*. 18(10):3309.
- [10] Brown, G. H. & Woodward, O. M. (1952). Experimentally Determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas. *RCA Review*, 13, 425--452.
- [11] O Barrou, A.A., Tmt Duong, H.P., & A. Rageh, M.E. (2018). *Performance Comparison between FIT and MoM Based Solvers for Microstrip Patch Array Antennas with Conventional Geometries*.
- [12] L. R. Lewis, M. Fasset and J. Hunt, (1974) "A broadband stripline array element", *IEEE Antennas Propagat. Soc. Symp. Dig.*, pp. 335-337.
- [13] Peng, L., Mao, J.-Y., Li, X.-F., Jiang, X., & Ruan, C.-L. (2017). *Bandwidth enhancement of microstrip antenna loaded by parasitic zeroth-order resonators*. *Microwave and Optical Technology Letters*, 59(5), 1096–1100
- [14] Sharma, V., Lakwar, N., Kumar, N., & Garg, T. (2018). Multiband low-cost fractal antenna based on parasitic split ring resonators. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 12(6), 913–919.
- [15] A. Boutejdar and B. I. Halim, (2019) "Design of Multiband Microstrip Antenna Using Two Parasitic Ring Resonators for WLAN/WiMAX and C/X/Ku-Band Applications," *2019 IEEE International Electromagnetics and Antenna Conference (IEMANTENNA)*, Vancouver, BC, Canada, pp. 046-050

- [16] Mahmud, M.Z.; Islam, M.T.; Almutairi, A.F.; Samsuzzaman, M.; Acharjee, U.K.; Islam, M.T. (2019) A Parasitic Resonator-Based Diamond-Shaped Microstrip Antenna for Microwave Imaging Applications. *Electronics*, 8, 434.
- [17] Yao, H.-Y., Li, L.-W., Wu, Q., & Kong, J. A. (2005). *MACROSCOPIC PERFORMANCE ANALYSIS OF METAMATERIALS SYNTHESIZED FROM MICRSOCOPIC 2-D ISOTROPIC CROSS SPLIT-RING RESONATOR /ARRAY*. *Progress In Electromagnetics Research*, 51, 197–217.
- [18] Reddaf, A., Djerfaf, F., Ferroudji, K., Boudjerda, M., Hamdi-Chérif, K., & Bouchachi, I. (2019). *Design of dual-band antenna using an optimized complementary split ring resonator*. *Applied Physics A*, 125(3)
- [19] F. Falcone, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. D. Baena, J. Bonache, M. Beruete, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, (Nov. 2004) “Babinet Principle Applied to the Design of Metasurfaces and Metamaterials,” *Physical Review Letters*, vol. 93, no. 19, art. 197401.
- [20] Er-Rebyiy, R., Zbitou, J., Tajmouati, A., Latrach, M.A., Errkik, A., & El abdellaoui, L. (2017). *A new design of a miniature microstrip patch antenna using Defected Ground Structure DGS*. *2017 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS)*, 1-4
- [21] V. Met, October (1959). “Absorptive Filters for Microwave Harmonic Power,” *Proceedings of the IRE*, 47(10), pp. 1762-1769
- [22] J.S., Wong. (1979). “Microstrip Tapped-Line Filter Design.” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 27(1), pp. 44-50.
- [23] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, et R. R. Mansour, (2007) *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*, New York, NY, USA: Wiley.
- [24] K. Kuroda, (Juin 1962) « A Study of Filter and Impedance-Matching Techniques by Using a New Equivalent Circuit », *IEEE Trans. Communications Systems*, vol. COM-10, no. 2, pp. 107–114.
- [25] Deslandes, D., & Wu, K. (january 2002). “Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components.” *2002 32nd European Microwave Conference*, pp. 1-4.
- [26] M. Danaeian, A.G. Ashkezari, K. Afroozl, A. Hakimi, (2015) “A compact wide bandpass filter based on slotted substrate integrated waveguide (SIW) structure.” *J. Commun. Eng.* 4(2), pp. 132–136
- [27] Muchhal, N., Kumar, A., Chakrabarty, A., & Srivastava, S. (2017). “Design of Compact Wideband Folded Substrate-Integrated Waveguide Band-Pass Filter for X-band Applications.” *Communication, Devices, and Computing*, pp. 173–180.
- [28] Hong, J.-S. (2011). In *Microstrip filters for RF/Microwave Applications*. essay, Wiley.

- [29] Tunc, A. F., Ulker, C., Mungan, A. M., Ceylan, O., & Yagci, H. B. (2011). *Triplexer design with hairpin structure. 2011 19th Telecommunications Forum (TELFOR) Proceedings of Papers.*

CHAPITRE III
Optimisation des
Circuits
Hyperfréquences

Table des Matières du CHAPITRE III

III.1 Introduction :	59
III.2 Techniques d'alimentation :	59
III.2.1 Alimentation par contact:	59
III.2.2 Alimentation de proximité:	60
III.2.3 Les avantages et inconvénients des alimentations:	60
III.3 Caractéristiques de l'antenne patch :	61
III.3.1 Impédance d'entrée:	61
III.3.2 Coefficient de réflexion et rapport des ondes stationnaires :	62
III.3.3 Largeur de bande:	63
III.3.4 Directivité et gain:	64
III.3.5 Polarisation des ondes:	65
III.3.6 Diagramme de rayonnement:	66
III.4 Solutions générales pour les ondes TEM, TE et TM:	67
III.4.1 – Mode TEM (Transverse Electromagnétique)	68
III.4.2 – Mode TE (Transverse Electrique)	68
III.4.3 – Mode TM (Transverse Magnétique)	69
III.5 Techniques d'élargissement de la bande passante des antennes patch pour les technologies ultra-large bandes (ULB):	69
III.5.1 – Rôle des fentes dans les antennes et filtres patch	70
III.5.2 – Rôle des encoches dans les antennes et filtres patch	71
III.5.3 – Rôle des stubs dans les antennes et filtres patch	72
III.5.4 Différences clés entre les stubs, fentes et encoches :	72
III.6 Potentiels Substrats pour Antennes et Filtres Patch:	73
III.6.1 Comparatif des principaux substrats :	73
III.7 Les logiciels de simulations:	74
III.7.1 CST Microwave Studio:	74
III.7.2 Ansys HFSS:	77
III.7.3 La différence entre CST microwave studio et Ansys HFSS:	79
III.8 Conclusion:	79
Référence et bibliographies:	81

III.1 Introduction :

Ce chapitre aborde le défi majeur de l'adaptation des antennes et des filtres patch, reconnues pour leur faible coût et leur profil plat, aux exigences des applications Ultra Large Bande (ULB) qui demandent une large bande passante. Pour surmonter la limitation intrinsèque de ces composants, nous analyserons les fondements théoriques et les méthodes d'optimisation. Cela inclut l'étude comparative des techniques d'alimentation, la définition des caractéristiques de performance (telles que le S11 et le gain), l'examen des modes de propagation et l'impact crucial du choix du substrat (du FR-4 au Rogers). Nous explorerons ensuite en détail les techniques d'élargissement de bande passante, comme l'utilisation de fentes, d'encoches et de stubs, avant de conclure sur le rôle indispensable des outils de simulation modernes tels que CST et HFSS dans la conception et la validation de ces structures avancées.

III.2 Techniques d'alimentation :

Il existe cinq types d'alimentation dans une antenne patch : deux par contact et trois par proximité [1-2]:

III.2.1 Alimentation par contact:

A. Alimentation par câble coaxial:

En passant par le plan de masse et le diélectrique, l'élément rayonnant est relié directement au câble. Un point de la plaque rayonnante est connecté au conducteur central, tandis que le conducteur extérieur (tresse) est relié au plan de masse [3].

B. Alimentation par microbande:

Pour exciter l'élément rayonnant, la méthode la plus facile est d'intégrer une ligne micro-ruban au bord du patch, en s'assurant que les deux éléments soient posés sur le même substrat. Cela donne naissance à une structure plate, qui offre l'avantage d'une simplicité de conception et de mise en place. La distance entre la ligne de transmission et l'élément rayonnant est plus courte. En général, l'impédance près d'un patch dépasse souvent 50Ω . Afin de prévenir la désadaptation d'impédance, on peut utiliser une alimentation axiale avec des encoches ou en intégrant un transformateur quart d'onde [4].

III.2.2 Alimentation de proximité:

A. Alimentation par fente :

Le couplage magnétique entre la ligne micro-ruban et le patch est réalisé via une fente centrale gravée dans le plan de masse. Cette technique d'alimentation (à couplage par fente) sépare la ligne et l'élément rayonnant sur deux couches distinctes, prévenant ainsi les interférences des lignes parasites et évitant les connexions soudées [5].

Le rôle du substrat inférieur, doté d'une permittivité élevée, est de limiter les pertes par rayonnement et d'assurer un transfert d'énergie optimal. Le substrat supérieur, quant à lui, est épais et de faible permittivité, afin d'accroître le gain et la bande passante de l'antenne.

B. Alimentation couplée:

Dans certaines configurations, le couplage électromagnétique est obtenu en insérant la ligne d'alimentation sur un substrat inférieur, tandis que le patch repose sur un substrat supérieur. L'ensemble est séparé du plan de masse par ces deux milieux diélectriques, dont les épaisseurs et permittivités relatives peuvent être distinctes [6].

C. Guides d'ondes coplanaires:

Cette excitation est analogue à une alimentation micro-ruban, mais le plan de masse est localisé sur le substrat supérieur. La ligne d'alimentation sépare ce plan en deux, permettant ainsi d'exciter le patch par couplage électromagnétique [7].

III.2.3 Les avantages et inconvénients des alimentations:

Methode	Avantage	Inconvénient
Cable coaxial	- Pas de pertes d'énergie par rayonnement en ligne - Possibilité d'excitation sélective du mode désiré. - Adjustement de la bonne impédance d'entrée par le positionnement de la sonde - Prédiction facile de l'impédance d'entrée pour les substrats de faible hauteur.	- Dans le cas de substrats épais, la réactance inductive parasite fournie par le câble coaxial dégrade la bande passante. - Partie inductive ramenée par le connecteur est à prendre en compte. - Technique de perçage et de soudure plus délicate en millimètres. - Difficile d'exciter seul chaque élément d'un réseau.
Micro-ruban	- Plus facile de graver le patch et la ligne d'alimentation sur un côté. - Contact pénétrant pour adapter l'antenne.	- La discontinuité d'impédance ligne/antenne provoque des fuites sous forme de rayonnement parasite. - Rayonnement parasite possible du circuit de distribution millimétrique. - Structure fixe après la gravure.

Alimentation de proximité		
Fente	- Des systèmes aériens et de distribution indépendants. - Isolation électromagnétique des couches. - Bande passante élargie par double résonance possible	- Coût et complexité de fabrication élevés (alignement multicouches, métallisation sur 4 faces). - L'intégration mécanique délicate. - Rayonnement parasite de la fente (si elle résonne près de l'élément).
Couplage	- Conception du circuit d'alimentation flexible en fonction des antennes. - Bande passante accrue par à l'augmentation de la hauteur.	- Nécessite deux couches de substrat. - Intégration difficile des composants actifs et de dissipation de la chaleur.
Guides d'ondes Coplanaires	- Processus de fabrication simple. - Intégration aisée des composants actifs et de dissipation thermique - Faible rayonnement arrière.	- Modes parasites aux discontinuités (coudes, tés) en coplanaire, nécessitant des ponts d'air millimétriques.

Tableau III.1 : Les avantages et inconvénients des alimentations.

III.3 Caractéristiques de l'antenne patch :

La fonction principale des antennes est d'assurer la transmission et la réception d'ondes électromagnétiques dans l'espace libre [8]. Leur rôle s'inverse selon le mode de fonctionnement : en transmission, l'antenne agit comme une charge pour le circuit de sortie de l'émetteur afin de transmettre les signaux. En réception, c'est l'antenne qui devient le générateur, captant les ondes pour les acheminer vers le circuit d'entrée du récepteur, qui fait alors office de charge [9].

Toutefois, les antennes obéissent au principe de réciprocité. Ce principe stipule que les caractéristiques d'une antenne (telles que l'impédance d'entrée, le diagramme de rayonnement et le gain) sont identiques qu'elle soit utilisée en émission ou en réception.

Les différentes caractéristiques de rayonnement d'une antenne sont exposées dans ce qui suit :

III.3.1 Impédance d'entrée:

L'impédance d'entrée, définie comme le rapport tension/courant aux bornes de l'antenne, est une grandeur complexe. Elle se compose d'une partie résistive et d'une partie réactive, toutes deux dépendantes de la fréquence. L'équation (29) la décrit formellement :

$$Z_{in} = RA(f) + jXA(f) \quad (29)$$

La résistance **RA** représente la dissipation de puissance de l'antenne. Elle englobe à la fois la puissance qui est rayonnée dans l'espace et celle qui est dissipée sous forme de chaleur (effet Joule), selon:

$$RA = R_r + R_j \quad (30)$$

La réactance **XA** est associée à la puissance réactive au voisinage de l'antenne. Dans la plupart des cas, l'antenne est alimentée par une ligne de transmission **Zc=50Ω**. Une bonne adaptation d'impédance entre cette ligne et l'antenne est requise pour un rayonnement efficace. L'efficacité de l'antenne se définit alors par le rapport de la puissance rayonnée sur la puissance d'émission totale [10]:

$$\eta = \frac{P_r}{P_e} \quad (31)$$

La puissance rayonnée est donnée par (4) :

$$P_r = \frac{1}{2} R_r^2 \quad (32)$$

L'efficacité est exprimée en fonction des différentes résistances [11], par l'expression suivante :

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_j} \quad (33)$$

III.3.2 Coefficient de réflexion et rapport des ondes stationnaires :

On définit la qualité d'adaptation d'une antenne au circuit qui l'alimente par le niveau du coefficient de réflexion S11, qui est le rapport entre l'onde réfléchie, d'amplitude **V0-**, et l'onde incidente, d'amplitude **V0+**:

$$S11 = \frac{V0 -}{V0 +} \quad (34)$$

Lorsqu'une onde incidente atteint une interface entre deux milieux de propagation, elle se divise en deux : une partie est réfléchie, tandis que l'autre est transmise dans le nouveau milieu. Le coefficient de réflexion (**τ**) et le coefficient de transmission (**T**) sont utilisés pour quantifier ces deux phénomènes [12]. L'expression suivante montre la relation qui les unit:

$$|T|^2 + |\tau|^2 = 1 \quad (35)$$

Le coefficient de réflexion S11 (ou **τ**) est un paramètre fondamental pour la conception d'antennes, car il quantifie l'adaptation d'impédance (l'absorption d'énergie). Il est déterminé

par la relation entre l'impédance d'entrée de l'antenne (Z_{in}) et l'impédance caractéristique de la ligne (Z_c), comme l'exprime l'équation suivante :

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (36)$$

L'adaptation de l'antenne est considérée comme optimale lorsque ce coefficient est le plus faible possible. Son expression en décibels est donnée par les équations (37) et (38):

$$S_{11}(dB) = 20 \log \left(\frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \right) \quad (37)$$

$$S_{11}(dB) = 20 \log \left(\frac{\text{onde réfléchi}}{\text{onde incidente}} \right) \quad (38)$$

Pour une antenne fonctionnant à sa résonance, sa partie imaginaire (réactance) est considérée comme négligeable. L'adaptation d'impédance est alors atteinte lorsque sa partie réelle ($\text{Re}(Z_{in})$) est égale à l'impédance caractéristique de la ligne (Z_c). Dans cette condition idéale, il n'y a pas d'onde réfléchi (S_{11} est minimal).

Le coefficient de réflexion permet également de calculer le Rapport d'Ondes Stationnaires (ROS), ou VSWR:

$$\text{ROS} = \frac{1 - |S_{11}|}{1 + |S_{11}|} \quad (39)$$

L'adaptation d'impédance est assurée lorsque le $\text{ROS} \leq 2$.

III.3.3 Largeur de bande:

La largeur de bande d'une antenne définit la gamme de fréquences dans laquelle le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises. La largeur de bande Δf est la différence entre la fréquence maximale $f_{\max}$ et la fréquence minimale $f_{\min}$ pour une valeur de $S_{11} < -10\text{dB}$, signifie que 10% (ou moins) de la puissance incidente est réfléchi, et donc que 90% (ou plus) est acceptée par l'antenne, de telle sorte que :

$$\Delta f = f_{\max} - f_{\min} \quad (40)$$

Il est souvent plus pratique de parler en termes de largeur de bande relative. Cette métrique représente la largeur de bande exprimée en proportion de la fréquence centrale f_c :

$$B(\%) = 2 * \frac{\Delta f}{f_c} \quad (41)$$

Avec

$$f_c = \frac{f_{\max} + f_{\min}}{2} \quad (42)$$

A l'entrée de l'antenne, la largeur de bande peut être définie par le rapport d'ondes stationnaires [12], en utilisant la formule suivante :

$$\Delta f = \frac{ROS - 1}{Q_t \sqrt{ROS}} \quad (43)$$

Pour la plupart des antennes, une valeur de ROS (Rapport d'Ondes Stationnaires) inférieure ou égale à 2 est traditionnellement considérée comme acceptable. Dans ce contexte, la largeur de bande en pourcentage est décrite comme une fonction du facteur de qualité total Q_T par :

$$\Delta f(\%) = \frac{1}{\sqrt{2Q_T}} * 100 \quad (44)$$

Le facteur de qualité Q_T est évalué par la relation suivante. Il représente le rapport entre l'énergie stockée et la somme de l'énergie dissipée (pertes) et de l'énergie rayonnée ;

$$Q_T = 2\pi \frac{\text{énergie stockée}}{\text{énergie rayonnée} + \text{énergie dissipée}} \quad (45)$$

III.3.4 Directivité et gain:

La directivité (D) quantifie la capacité d'une antenne à concentrer son rayonnement dans une direction spécifique. Elle est définie comme le rapport entre l'intensité de rayonnement $U(\theta, \phi)$ dans cette direction et l'intensité moyenne U_{moy} , qu'on obtiendrait avec une antenne isotrope (rayonnant uniformément) alimentée par la même puissance rayonnée P_{ray} [13].

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} \quad (46)$$

Où U_0 représente l'intensité du rayonnement de la source isotrope, exprimée par :

$$U_0 = \frac{P_{\text{ray}}}{4\pi} \quad (47)$$

La directivité maximale correspond à la valeur de la directivité dans la direction où l'intensité du rayonnement est la plus élevée. Elle est donnée par:

$$D_{\text{max}} = \frac{U_{\text{max}}}{U_0} = 4\pi \frac{U_{\text{max}}}{P_{\text{ray}}} \quad (48)$$

La directivité étant un rapport de puissance, elle peut être exprimée de deux manières : sur une échelle linéaire ou sur une échelle logarithmique. Dans ce second cas, l'unité utilisée est le décibel (dB):

$$D_{\text{max}} = 10 \log(D_{\text{max}}) \quad (49)$$

L'angle d'ouverture à -3 dB est un paramètre qui caractérise la directivité. Le gain d'une antenne, quant à lui, se définit comme le rapport entre la densité de puissance moyenne rayonnée dans une direction et la densité de puissance qu'rayonnerait une antenne isotrope, en supposant que les deux sont alimentées par la même puissance d'entrée P_0 .

$$D_{\theta,\varphi} = \frac{P_{\theta,\varphi}}{P_0} = 4\pi \frac{U_{\theta,\varphi}}{P_0} \quad (50)$$

Le gain (G) est similaire à la directivité, mais il tient compte de l'efficacité (η) de l'antenne. Il compare l'intensité de rayonnement à une antenne isotrope alimentée avec la même puissance d'entrée P_0 .

Le lien fondamental est :

$$G_{\theta,\varphi} = \eta * D_{\theta,\varphi} \quad (51)$$

III.3.5 Polarisation des ondes:

Le plan de polarisation d'une onde est déterminé par son champ électrique (lequel varie de façon orthogonale au champ magnétique dans le temps et l'espace). Une désadaptation de polarisation entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice entraîne une réception de puissance non maximale.

Les différents types de polarisation sont les suivants

- La polarisation linéaire ;
- La polarisation circulaire ;
- La polarisation elliptique.

Les polarisations linéaire et circulaire sont des cas particuliers de la polarisation elliptique.

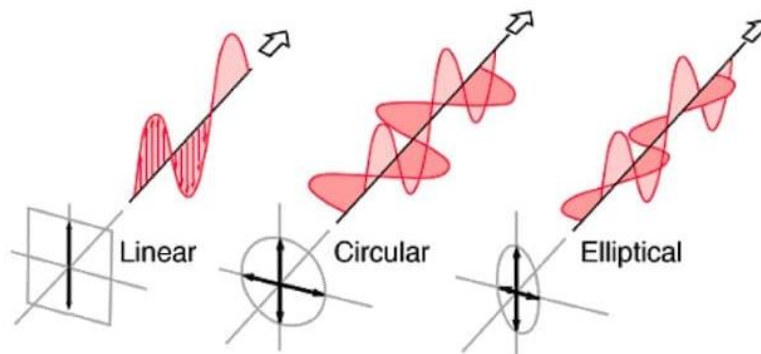


Figure III.1 : Les différents types de polarisation.

En tout point, on peut décomposer le champ en deux composantes orthogonales :

- *Copolarisation*: La polarisation souhaitée (ex: verticale).
- *Polarisation croisée (Cross-polarization)*: La polarisation orthogonale à la polarisation souhaitée (ex: horizontale). C'est une composante parasite qui représente une perte d'énergie.

Pour les polarisations circulaires (CP), on distingue la droite (RHCP) et la gauche (LHCP). Selon la convention IEEE (observateur regardant l'onde s'éloigner), la polarisation droite (RHCP) voit le champ $\vec{E}$ tourner dans le sens inverse des aiguilles d'une montre (trigonométrique) [14].

III.3.6 Diagramme de rayonnement:

Le diagramme de rayonnement d'une antenne décrit la manière dont les caractéristiques de rayonnement varient en fonction de la position dans l'espace, typiquement sur une trajectoire ou une surface à rayon constant autour de l'antenne. Il peut être exprimé sous forme de fonction mathématique ou représenté graphiquement en 2D ou en 3D, illustrant l'évolution du gain ou du champ rayonné dans une direction donnée [15].

Ce diagramme permet de visualiser les lobes de rayonnement :

- *Lobe principal*: Direction du rayonnement maximal (où se trouve D_0).
- *Lobes secondaires*: Autres lobes de rayonnement plus faibles.
- *Nuls (ou zéros)*: Directions où le rayonnement est nul.

Il permet de visualiser la distribution spatiale de l'énergie émise ou reçue par l'antenne. En général, les représentations sont effectuées dans deux plans principaux :

- *Le plan E (vertical)*: est celui qui contient le vecteur champ électrique et la direction où le rayonnement est le plus intense.
- *Le plan H (horizontal)*: est celui qui contient le vecteur champ magnétique et la direction où le rayonnement est le plus intense.

On distingue généralement trois types de diagrammes de rayonnement :

A. Diagramme isotrope:

Il correspond à un rayonnement uniforme dans toutes les directions de l'espace, représenté par une sphère parfaite. Bien qu'un tel rayonnement n'existe pas physiquement, il sert de référence théorique pour définir des paramètres tels que la directivité et le gain.

B. Diagramme omnidirectionnel:

Ces antennes offrent un rayonnement uniforme dans un seul plan (souvent horizontal), mais variable ailleurs. Elles peuvent présenter des "zones aveugles" où le rayonnement est nul.

C. Diagramme directionnel:

La majorité de l'énergie est concentrée dans une direction spécifique, formant un *lobe principal*, tandis que le reste est réparti dans des lobes secondaires. Ce rayonnement convient parfaitement aux liaisons point à point ainsi qu'à toute application nécessitant une sélectivité spatiale. [16].

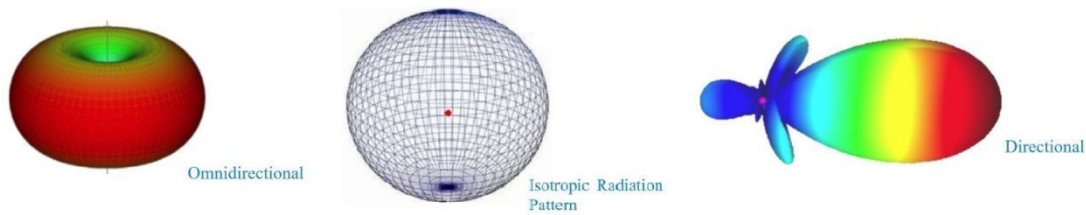


Figure III.2: les diagrammes Omnidirectionnel, Isotropique, Directionnel

III.4 Solutions générales pour les ondes TEM, TE et TM:

L'étude des modes TEM, TE et TM dans les guides d'ondes repose sur les équations de Maxwell, en posant comme hypothèses une propagation suivant l'axe z et des champs (E et H) harmoniques dans le temps. Dans ce cadre, les champs électriques et magnétiques sont décomposés en une composante longitudinale (z) et des composantes transversales (x, y) [15-17]:

$$\vec{E} = \vec{E}_t + \widehat{E}_z ; \vec{H} = \vec{H}_t + \widehat{H}_z \quad (52)$$

Dans une région sans sources, les équations de Maxwell conduisent à un système permettant d'exprimer les composantes transversales (E_x, E_y, H_x, H_y) en fonction des composantes longitudinales E_z et H_z [18].

À partir de ces équations, on peut calculer les fréquences de coupure et les constantes de propagation (k_c, β), qui dépendent de la fréquence d'opération et de la géométrie du guide d'ondes.

III.4.1 – Mode TEM (Transverse Electromagnétique)

- **Caractéristique** : $E_z = 0$ et $H_z = 0$.

Tous les champs sont purement transversaux.

Ce mode n'existe que dans des structures ayant au moins deux conducteurs (ex : ligne coaxiale, ligne bifilaire).

Le nombre d'onde de coupure $k_c = 0$, ce qui signifie (pas de fréquence de coupure) : les ondes TEM peuvent se propager à toutes les fréquences.

- **Impédance caractéristique**:

$$Z_{TEM} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (53)$$

Où L et C sont l'inductance et la capacité par unité de longueur.

III.4.2 – Mode TE (Transverse Electrique)

- **Caractéristique**: $E_z = 0$, $H_z \neq 0$

Le champ électrique est entièrement transverse, tandis que le champ magnétique possède une composante longitudinale.

Il existe une fréquence de coupure déterminée par la géométrie : $k_c \neq 0$

- **Constante de propagation**:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} \quad (54)$$

- **Impédance caractéristique**:

$$Z_{TE} = \frac{\omega\mu}{\beta} \quad (55)$$

III.4.3 – Mode TM (Transverse Magnétique)

- **Caractéristique:** $H_z = 0$, $E_z \neq 0$

Le champ magnétique est purement transverse, avec une composante longitudinale du champ électrique.

Comme pour le mode TE, il existe une fréquence de coupure ($k_c \neq 0$).

- **Constante de propagation:**

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} \quad (56)$$

- **Impédance caractéristique:**

$$Z_{TE} = \frac{\beta}{\omega \varepsilon} \quad (57)$$

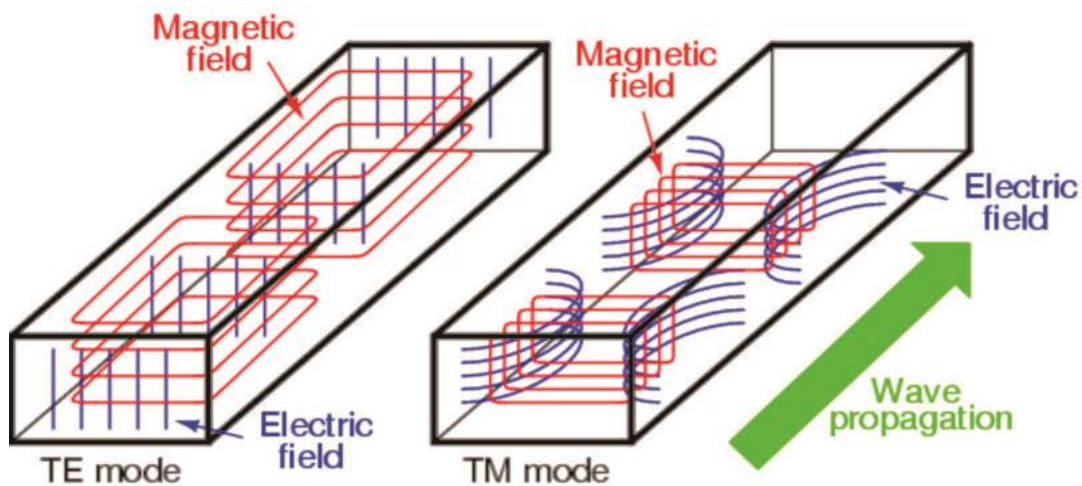


Figure III.3 : Représentation de la propagation du TE et TM mode.

III.5 Techniques d'élargissement de la bande passante des antennes patch pour les technologies ultra-large bandes (ULB):

Les antennes patch, bien que compactes et peu coûteuses, souffrent d'une bande passante intrinsèquement étroite. Pour les adapter aux applications Ultra-Large Bande (ULB), plusieurs techniques d'optimisation sont employées, souvent en combinaison.

Une méthode fondamentale pour élargir la bande passante est de réduire le facteur de qualité (**Q**) de l'antenne, car ces deux métriques sont inversement proportionnelles. Pour ce faire, on augmente généralement l'épaisseur du substrat (**h**) et on choisit un matériau à faible permittivité (ϵ_r). Toutefois, cette augmentation d'épaisseur n'est pas sans inconvénient : elle peut amplifier les pertes par ondes de surface, ce qui diminue l'efficacité et dégrade le diagramme de rayonnement.

Une autre approche majeure consiste à créer des résonances multiples proches les unes des autres. Ceci est réalisé par l'optimisation géométrique du patch. Au lieu d'un simple rectangle, on utilise des formes complexes (elliptiques, fractales) ou on introduit des découpes (fentes et encoches) dans l'élément rayonnant. Ces modifications altèrent la distribution du courant sur le patch, faisant apparaître de nouveaux modes de résonance qui fusionnent pour former une large bande passante.

Enfin, le choix de la méthode d'alimentation est critique. Les techniques de couplage sans contact, telles que l'alimentation par fente (aperture coupling) ou par proximité, sont généralement préférées aux alimentations par contact (ligne micro-ruban, sonde coaxiale). Elles introduisent des réactances de couplage supplémentaires qui facilitent l'adaptation d'impédance de l'antenne sur une gamme de fréquences étendue. Des approches plus avancées, comme l'utilisation de métamatériaux ou de plans de masse défectueux (Defected Ground Structures - DGS), sont également explorées.

III.5.1 – Rôle des fentes dans les antennes et filtres patch

Les fentes sont des découpes intégrées dans le plan métallique du patch. Elles permettent :

- *Miniaturisation*: En allongeant le chemin électrique, on abaisse la fréquence de résonance pour une même taille physique.
- *Créer des résonances multiples*: (bi-bande ou UWB) en créant un second chemin de résonance.

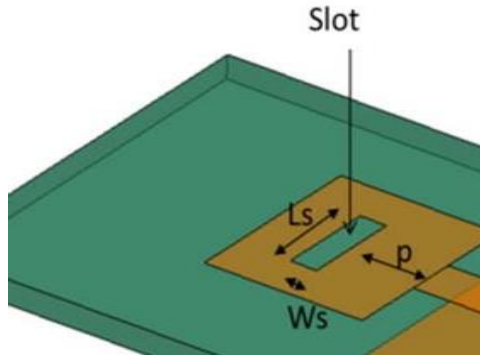


Figure III.4 : Fente dans une antenne patch [19].

III.5.2 – Rôle des encoches dans les antennes et filtres patch

Les encoches sont des découpes placées sur les bords de l'antenne ou du filtre. Elles permettent :

- *Adaptation d'impédance:* Des encoches de type "transformateur quart d'onde" sont classiquement coupées dans la ligne d'alimentation pour adapter l'impédance du patch (souvent $> 50 \Omega$) à la ligne 50Ω .
- *Création de bandes de réjection:* C'est leur usage le plus fréquent en UWB. Une petite encoche (par exemple, en forme de U) est taillée pour être résonante à une fréquence spécifique (ex: 5.5 GHz) afin de *rejeter* cette bande (ex: le Wi-Fi) et ne pas interférer avec elle.

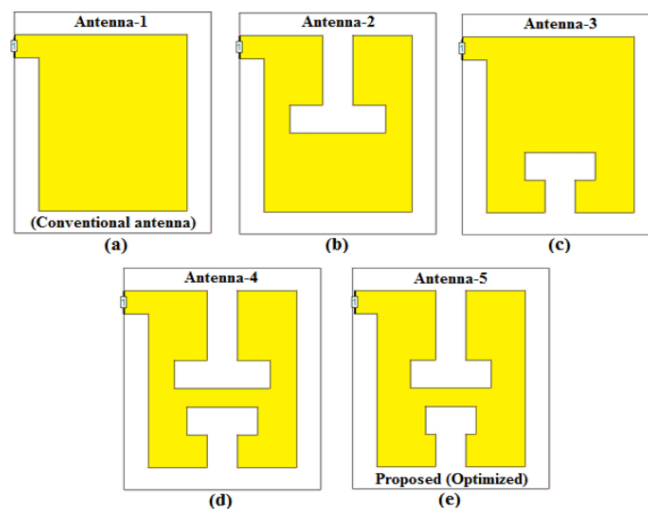


Figure III.5 : Encoche dans une antenne patch [20].

III.5.3 – Rôle des stubs dans les antennes et filtres patch

Les stubs sont de courtes extensions conductrices, généralement placées sur ou à proximité de l'élément rayonnant ou de la ligne d'alimentation. Ils jouent un rôle crucial dans :

- *Adaptation d'impédance*: Comme en théorie des circuits, les stubs (ouverts ou court-circuités) sont utilisés pour neutraliser la partie réactive de l'impédance de l'antenne.
- *Créer des résonances multiples*: En ajoutant un stub (qui résonne à une fréquence f_2) à une antenne (résonnant à f_1), on peut créer une antenne bi-bande ou élargir la bande passante globale.

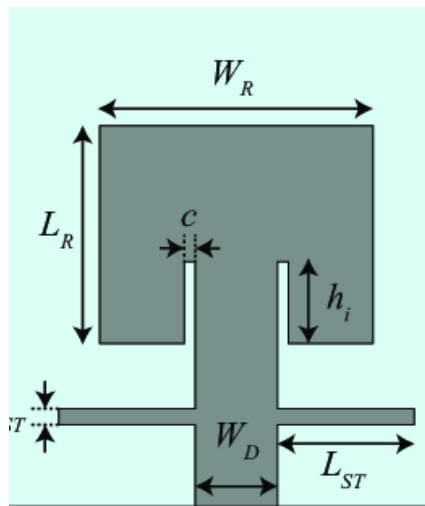


Figure III.6 : Stub dans une antenne patch [21].

III.5.4 Différences clés entre les stubs, fentes et encoches :

Critère	Stubs	Fentes	Encoches
Position	Appendices ajoutés sur le patch ou la ligne d'alim.	Découpes internes dans le plan rayonnant	Découpes sur les bords de l'antenne
Élargissement de bande	Excellents pour générer des résonances supplémentaires	Très efficaces (nouveaux modes de résonance)	Bonnes performances selon géométrie
Adaptation d'impédance	Très bonne via effet d'accord	Bonne si bien positionnées	Efficace mais dépend de la forme
Diagramme de rayonnement	Ajustable (omnidirectionnel/directif)	Modifiable selon découpe	Contrôle fin possible
Miniaturisation	Bonne capacité	Oui, selon la densité de découpe	Excellente pour compacter les dimensions

Gain	Possible augmentation	Possible selon forme/position	Possible dans certaines configurations
Complexité de fabrication	Moyenne	Moyenne à élevée	Faible à moyenne

Tableau III.2 : Les différences entre les stubs, fentes et encoches.

III.6 Potentiels Substrats pour Antennes et Filtres Patch:

Le choix du substrat est un facteur déterminant dans la conception des antennes patch et des filtres imprimés. Il influence la permittivité relative (ϵ_r), les pertes diélectriques ($\tan \delta$), la stabilité thermique ainsi que le coût global du système. Ci-dessous figure une synthèse des substrats les plus couramment utilisés, selon la littérature scientifique et les pratiques industrielles. [18].

III.6.1 Comparatif des principaux substrats :

Substrat	ϵ_r	$\tan \delta$	Avantages principaux	Inconvénients	Domaines d'application
FR4 [22]	4,3–4,8	$\approx 0,02$	Très économique, facile à usiner	Pertes élevées à >6 GHz	Antennes basse fréquence, grand public
Rogers RO4003C [23]	$\approx 3,38$	$\approx 0,0027$	Faibles pertes, bon rapport coût/performance	Plus cher que FR4	5G, bandes X et Ku
Rogers RO3003 [24]	$\approx 3,00$	$\approx 0,0010$	Très faibles pertes, excellente stabilité thermique	Coût élevé	Radars, satellites, applications millimétriques
Rogers RT/duroid 5880 [25]	$\approx 2,20$	$\approx 0,0009$	Très faibles pertes, stable jusqu'en bande millimétrique	Très coûteux, fragile	Antennes à haute performance, systèmes spatiaux
Taconic RF-35 [26]	$\approx 3,50$	$\approx 0,0018$	Faibles pertes, Alternative Économique aux Rogers	Moins répandu, Disponibilité variable	Télécoms, circuits RF, antennes
PTFE (Téflon) [27]	2,1–2,5	$\approx 0,0009$	Très faible perte, bonne stabilité thermique	Usinage complexe, cher	Radars, satellites, millimétrique
LTCC [28]	5–8	$\approx 0,002$	Intégration 3D, bon compromis volume/performance	Processus complexe	Modules RF, IoT
LCP [28-29]	2,9–3,1	$\approx 0,002$	Flexible, stable en haute fréquence, THz-ready	Coût modéré	Antennes portables, biocompatibles

Tableau III.3 : Les Comparatif des principaux substrats.

Le FR-4 se distingue comme le matériau le plus économique et le plus accessible, ce qui en fait un choix privilégié pour les prototypes rapides, l'électronique grand public et les applications à basse fréquence. Toutefois, son facteur de pertes (**$\tan\delta$**) relativement élevé, de l'ordre de 0,02, limite fortement ses performances au-delà de quelques GHz (typiquement 2.4 GHz, et difficilement utilisable au-delà de 6 GHz).

Pour les applications plus exigeantes, des substrats spécialisés sont nécessaires. Des matériaux comme les Rogers RO4003C, RO3003 ou RT/duroid 5880 garantissent de bien meilleures performances en termes de faibles pertes ($\delta \sim 0,001 - 0,003$) et une meilleure stabilité de la permittivité (ϵ_r) en fréquence. Ces performances ont cependant un coût nettement supérieur.

D'autres matériaux sont réservés à des applications spécifiques tel que le PTFE (Téflon) qui est incontournable pour les systèmes à très haute performance et les applications aérospatiales, offrant des pertes extrêmement faibles et une grande stabilité, mais leur coût et leur complexité de fabrication sont élevés. Ou les LCP (Polymère à cristaux liquides) et LTCC (Céramique basse température co-cuite) qui sont des technologies en essor pour les applications nécessitant une forte intégration (System-in-Package - SiP), de la compacité ou de la flexibilité (dans le cas du LCP).

En conclusion, si le FR-4 reste une solution viable lorsque le coût est le facteur principal et que les pertes sont tolérables, il est systématiquement surpassé par les substrats spécialisés (type Rogers ou PTFE) dès que les exigences en fréquence et en efficacité augmentent.

III.7 Les logiciels de simulations:

III.7.1 CST Microwave Studio:

A. Introduction à CST Microwave Studio :

CST Microwave Studio (CST MWS) est un logiciel de simulation électromagnétique tridimensionnel (3D), développé par la société allemande Computer Simulation Technology, aujourd'hui intégrée au groupe Dassault Systèmes (SIMULIA CST Studio Suite). Il est spécialement conçu pour la modélisation et l'analyse de dispositifs haute fréquence tels que les antennes, les filtres, les guides d'ondes, les cavités résonantes, les connecteurs RF, etc.

Le logiciel est fondé sur la résolution des équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel ou temporel, permettant une analyse fine des phénomènes de propagation, de rayonnement et d'interférence [30].



Figure III.7 : Logo CST Microwave Studio.

B. Utilité de CST Microwave Studio

CST Microwave Studio est utilisé dans un grand nombre de domaines :

- Télécommunications et radar : Conception d'antennes (UWB, patch, réseaux), de filtres, de coupleurs et d'autres composants RF.
- Industrie automobile et aérospatiale : Conception d'antennes embarquées et analyse de capteurs radar (par ex. 24/77 GHz).
- Biomédical : Simulation d'antennes pour implants médicaux, imagerie RF et analyse de l'exposition humaine (SAR).
- Électronique et Circuits imprimés (PCB) : Analyse de l'intégrité du signal (SI), filtres planaires, lignes micro-ruban et structures complexes (DGS/CSRR).
- Recherche avancée : Conception de métamatériaux, de surfaces sélectives en fréquence (FSS) et de structures périodiques.
- Compatibilité électromagnétique (CEM) : Analyse de blindage et d'interférences (EMI).

C. Techniques et Méthodes de Simulation

CST propose plusieurs "solveurs" (moteurs de calcul) optimisés pour différents types de problèmes physiques :

- Solveur Temporel (Time Domain Solver) : Basé sur la Méthode d'Intégration Finie (FIT), il est très efficace pour les analyses transitoires et les structures large bande (ex: antennes UWB).

- Solveur Fréquentiel (Frequency Domain Solver) : Basé sur la Méthode des Éléments Finis (FEM), il est idéal pour les structures résonantes à facteur de qualité élevé (ex: filtres, cavités) et l'analyse en fréquence.
- Solveur de Mode Propre (Eigenmode Solver) : Utilisé pour calculer les modes de résonance naturels et les fréquences de coupure d'une structure (ex: cavités, guides d'ondes).
- Autres solveurs : Le logiciel inclut également des solveurs spécialisés comme le MoM (Method of Moments) pour les grands problèmes de rayonnement (ex: antenne sur un avion) ou le TLM (Transmission Line Matrix) pour la CEM.

D. Avantages et Inconvénients de CST Microwave Studio :

Avantages	Inconvénients
- Multisolveur intégré: permet de comparer plusieurs méthodes. - Analyse large bande : efficace pour les dispositifs UWB. - Interface graphique intuitive : visualisation 3D conviviale. - Simulation réaliste : inclut pertes, matériaux complexes. - Simulation de structures complexes : multicouches, métamatériaux. - Support multi-physique : couplage thermique et électromagnétique. - Optimisation automatisée : via interface ou scripts.	- Coût élevé : licence professionnelle coûteuse. - Consommation de ressources : nécessite un PC performant. - Temps de simulation : élevé pour structures complexes. - Courbe d'apprentissage : demande de solides bases EM. - Limitations géométriques : maillage fin pour structures détaillées.

Tableau III.4 : Les Avantages et Inconvénients de CST MWS

E. Conclusion CST:

CST Microwave Studio est un outil incontournable pour les ingénieurs et chercheurs en micro-ondes et hautes fréquences. Il offre une simulation réaliste, des résultats fiables et une grande flexibilité pour la conception, la validation et l'optimisation des dispositifs RF. Son coût et ses exigences matérielles sont largement compensés par la richesse fonctionnelle et la précision du logiciel.

III.7.2 Ansys HFSS:

A. *Introduction à Ansys HFSS :*

Ansys HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un logiciel de simulation électromagnétique tridimensionnelle par éléments finis (FEM), développé initialement par Ansoft Corporation, puis acquis par Ansys Inc. Il est spécialement conçu pour modéliser les comportements électromagnétiques des composants radiofréquences et hyperfréquences, allant des antennes aux lignes de transmission, en passant par les résonateurs, filtres, cavités et structures complexes [31].



Figure III.8 : logo Ansys HFSS.

B. *Utilité d'Ansys HFSS :*

C'est un outil indispensable dans la conception et l'analyse de composants électromagnétiques haute fréquence. Il permet :

- La simulation du comportement électromagnétique 3D des dispositifs RF et micro-ondes.
- La prédiction des performances en termes de paramètres S (S_{11} , S_{21} ...), champ électrique et magnétique.
- L'évaluation des pertes, de l'efficacité et du rendement d'antennes ou de circuits.
- L'intégration dans des systèmes multi-physiques (thermique, mécanique...)

C. Techniques et Méthode de simulation :

HFSS repose sur la méthode des éléments finis (FEM) avec les caractéristiques suivantes :

- Décomposition du domaine en maillage volumique adaptatif 3D.
- Résolution des équations de Maxwell pour les champs électromagnétiques en régime harmonique.
- Gestion automatique du raffinement du maillage selon la convergence des résultats.
- Utilisation de ports de type coaxial, plan, rectangulaire ou lumped.
- Simulation en domaine fréquentiel, avec extraction des réponses spectrales.

D. Avantages et Inconvénients d'Ansys HFSS :

Avantages	Inconvénients
- Modélisation précise des structures 3D complexes. - Intégration avec les autres outils Ansys pour la co-simulation multiphysique (mécanique, thermique, système). - Interface graphique intuitive avec des outils de visualisation avancée (champs, courants de surface, diagrammes de rayonnement). - Support de l'optimisation paramétrique et de l'analyse statistique. - Base de données matériaux riche et modifiable.	- Consommation importante de ressources (RAM, CPU) pour les simulations complexes. - Temps de calcul élevé pour les grandes structures ou les balayages en fréquence large. - Coût élevé de la licence. - Courbe d'apprentissage initiale relativement longue pour les utilisateurs novices.

Tableau III.5 : Les Avantages et Inconvénients d'Ansys HFSS

E. Conclusion d'Ansys HFSS:

Ansys HFSS reste l'un des outils de référence pour la simulation électromagnétique haute fréquence. Sa précision, sa flexibilité et sa compatibilité avec des projets industriels en font un choix préféré dans les domaines des télécommunications, radars, satellites, composants RFIC/MMIC et plus largement, en électronique hyperfréquence.

III.7.3 La différence entre CST microwave studio et Ansys HFSS:

CST Microwave Studio et Ansys HFSS sont deux logiciels de simulation électromagnétique 3D largement utilisés, mais ils se distinguent surtout par leur méthode numérique principale. HFSS utilise la méthode des éléments finis (FEM), qui divise le volume à simuler en petits tétraèdres et résout les équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel avec une grande précision, particulièrement adaptée aux structures complexes et aux résonateurs fermés. CST, en revanche, s'appuie souvent sur la méthode FIT (Finite Integration Technique), qui est une approche en domaine temporel (ou parfois fréquentiel) basée sur un maillage hexaédrique, offrant une simulation plus rapide sur de larges bandes de fréquence et adaptée aux analyses transitoires. Le FEM est plus exigeant en ressources mémoire mais offre un contrôle précis de la résolution locale, tandis que le FIT est plus efficace pour les problèmes à large bande et permet d'obtenir la réponse sur un spectre complet en une seule simulation. HFSS est donc préféré pour l'optimisation fine de composants à fréquence spécifique, tandis que CST est souvent choisi pour l'exploration rapide de comportements UWB ou multi-bandes. En résumé, FEM privilégie la précision fréquentielle, FIT la rapidité et la bande passante couverte.

III.8 Conclusion:

Le Chapitre 3 a passé en revue les leviers fondamentaux pour l'optimisation des circuits hyperfréquences, avec un focus sur les exigences de l'ULB. L'analyse a débuté par les techniques d'alimentation (par contact ou proximité), en évaluant leur impact sur l'adaptation et les pertes. Les caractéristiques clés d'une antenne, de l'impédance d'entrée et le S11 jusqu'au gain et à la polarisation ont été définies, clarifiant leur rôle dans l'atteinte des performances ULB. L'étude théorique des modes de propagation (TEM, TE, TM) a ensuite établi le lien entre la physique des guides d'ondes et la qualité de la transmission. Plusieurs techniques d'optimisation géométrique, telles que l'ajout de fentes, d'encoches ou de stubs, ont été présentées comme des solutions idéales pour créer des résonances multiples et ainsi élargir la bande passante. Parallèlement, la comparaison des substrats (du FR-4 économique aux matériaux Rogers et PTFE performants) a souligné le compromis essentiel entre le coût et les pertes diélectriques à haute fréquence.

Enfin, l'importance des outils de simulation modernes (CST et HFSS) a été démontrée. La maîtrise de leurs solveurs (FIT, FEM) est aujourd'hui indispensable pour modéliser ces phénomènes complexes, valider les conceptions et optimiser la géométrie des dispositifs avant leur fabrication. Il ressort de cette analyse que la conception ULB performante exige une synergie entre une géométrie de patch optimisée, un choix judicieux de substrat et une méthode d'alimentation adaptée. La maîtrise de ces aspects, validée par simulation, ouvre la voie à des conceptions avancées, notamment celles intégrant des métamatériaux ou des technologies reconfigurables.

Référence et bibliographies:

- [1] Ziani Kerarti D, (2011) «Etude et conception d'antennes ultra large bandes», Doctoral Thesis, 2011.
- [2] Laurence Babour. (2009) « ETUDE ET CONCEPTION D'ANTENNES ULTRA LARGE BANDE MINIATURISEES EN IMPULSIONNEL ». Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Institut National Polytechnique de Grenoble – INPG.
- [3] D. M. Pozar, (Jan. 1992) "Microstrip antennas," *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 1, pp. 79–91,.
- [4] D. M. Pozar, (Dec. 1986) "A reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-34, no. 12, pp. 1439–1446.
- [5] D. M. Pozar, (Oct. 1985) "Increasing the bandwidth of a microstrip antenna by proximity coupling," *Electronics Letters*, vol. 21, no. 22, pp. 1138–1140.
- [6] P. L. Sullivan and D. H. Schaubert, (Aug. 1986) "Analysis of an aperture coupled microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-34, no. 8, pp. 977–984.
- [7] Y. T. Lo, W. Richards et D. Harrison, (Jan. 1981) "An improved theory for microstrip antennas and applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-29, no. 1, pp. 38–46,.
- [8] F. Martín, (2015) "Artificial Transmission Lines for RF and Microwave Applications," Wiley.
- [9] R. Marques, F. Martín, M. Sorolla, (2007) "Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design, and Microwave Applications," Wiley.
- [10] D. M. Pozar, (2011) *Microwave Engineering*, 4^e éd., Wiley.
- [11] Caloz, C., & Itoh, T., (2005) "Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications," Wiley.
- [12] J. Kraus and R. Marhefka, (2002) *Antennas for All Applications*, 3^e éd., McGraw-Hill.
- [13] R. J. Mailloux, (2005) *Phased Array Antenna Handbook*, 2^e éd., Artech House.
- [14] R. C. Hansen, (2007) *Antenna Engineering Handbook*, 4^e éd., McGraw-Hill.
- [15] C. A. Balanis, (1997) *Antenna Theory Analysis and Design 2ed edition*. J.Wiley&Sons.
- [16] Y. Zahedi, (2023) *Introduction to Antenna Radiation Patterns: Isotropic, Omnidirectional and Directional*, Lecture Slides, Antenna and Propagation Course.
- [17] R. E. Collin, (2001) *Foundations for Microwave Engineering*, 2^e éd., New York, NY, USA: Wiley-IEEE Press.
- [18] J. D. Jackson, (1998) *Classical Electrodynamics*, 3^e éd., New York, NY, USA: Wiley.

- [19] Mishra, Ranjan & Mishra, Raj & Kuchhal, Piyush. (2016). Analytical Study on the Effect of Dimension and Position of Slot for the Designing of Ultra Wide Band (UWB) Microstrip Antenna. 10.1109/ICACCI.2016.7732093.
- [20] Verma, R.K. (2023) Design, Analysis and Fabrication of Compact and T-Shape Notches Loaded Dual Band Rectangular Microstrip Patch Antenna for GPS/WLAN/WiMAX Applications. *Wireless Pers Commun* **132**, 505–522. <https://doi.org/10.1007/s11277-023-10620-z>
- [21] Agarwal, Shobit & Rafique, Umair & Jain, Vasu. (2021). Stub-loaded Dual-Band Planar Antenna for 28/38 GHz 5G Applications. 124-128. 10.1109/ICSC53193.2021.9673191.
- [22] “FR-4 dielectric constant,” SQPCB, <https://sqpcb.com/blog/fr4-dielectric-constant.html>.
- [23] “Rogers RO4003C substrate performance and design points,” IPCB, <https://ipcb.co/rogers-ro4003c-substrate-performance-and-design-points>.
- [24] “Rogers RO3003 datasheet,” IPCB, <https://ipcb.co/rogers-ro4003c-substrate-performance-and-design-points>.
- [25] “Rogers RT/duroid 5880 high frequency laminate data sheet,” Rogers Corporation. <https://rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/rt-duroid-5880>
- [26] “Taconic RF-35 properties,” SQPCB, <https://sqpcb.com/blog/fr4-dielectric-constant.html>.
- [27] "PTFE (Teflon) dielectric properties," DuPont Technical Data Sheet, DuPont. <https://www.dupont.com/teflon-industrial/ptfe.html>
- [28] S. Dumanli, D. L. Paul, & C. J. Railton (2010) "LTCC or LCP? A comparison using cavity backed slot antennas with pin curtains at 60 GHz" *2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*.
- [29] M. F. (et al.) (2004) "Microwave characteristics and applications of Liquid Crystal Polymer flex" *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*.
- [30] S. V. Sidorova and S. A. Khokhlun, (2025) "The Properties Investigation Results of Low-Temperature Co-Fired Ceramics," *2025 7th International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE)*, Moscow, Russian Federation, pp. 1-6, doi: 10.1109/REEPE63962.2025.10970977.
- [31] "C.D.S. Computer Simulation Technology CST. <http://www.cst.com/Content/Products/DS/Overview.aspx>.
- [32] Ansys Inc., “Ansys HFSS: 3D high frequency electromagnetic simulation software,” Ansys Product Overview, <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>

CHAPITRE IV

Travaux et Résultats sur les Circuits Hyperfréquences

Table des Matières du CHAPITRE IV

IV.1 Introduction:	83
IV.2 L'antenne patch hexagonale monopole avec un résonateur circulaire pour les applications ULB, X-Band, Ku-band, WLAN, et WiMaX [1] :	83
IV.2.1 Introduction :	83
IV.2.2 Conception de l'antenne:	84
IV.2.3 Les résultats et discussions de la simulation:	85
IV.2.4 Conclusion:	88
IV.3 La nouvelle antenne de forme Y avec des stubs pour les applications ULB [5]:	89
IV.3.1 Introduction:	89
IV.3.2 Conception de l'antenne:	89
IV.3.3 Résultats, analyse et discussion:	90
IV.3.4 Conclusion:	93
IV.4 Une Nouvelle Antenne Patch Monopole Hexagonale Alimenté par CPW avec des fentes pour les Applications ULB [8]:	94
IV.4.1 Introduction:	94
IV.4.2 Conception de l'antenne:	94
IV.4.3 Discussion:	101
IV.4.4 Conclusion:	102
IV.5 Nouveau filtre SIW à encoches, combinant une structure d'haltère DGS et un résonateur circulaire à anneau fendu (SRR), pour des applications UWB [10]:	102
IV.5.1 Introduction :	102
IV.5.2 Conception du filtre:	103
IV.5.3 Simulations et résultats	106
IV.5.4 Conclusion	109
IV.6 Filtre Hairpin Compact à Élément Parasite et Stubs pour Applications ULB [20]:	110
IV.6.1 Introduction :	110
IV.6.2 Conception du filter:	110
IV.6.3 Résultats et validation	115
IV.6.4 Réalisation et test	118
IV.6.5 Conclusion	120
IV.7 Conclusion :	121
Référence et bibliographies:	122

IV.1 Introduction:

Ce chapitre s'appuie sur les concepts précédents pour explorer l'intégration de structures avancées visant à optimiser les performances des antennes et filtres micro-ondes. Face aux exigences croissantes des communications Ultra Large Bande (ULB) en matière de compacité, de sélectivité et de bande passante, de nouvelles solutions de conception sont nécessaires.

Il parlera sur les différents travaux réalisés et présentés dans les journaux et communications scientifiques, en soulignant l'apport des structures DGS dans la miniaturisation et l'amélioration de l'adaptation d'impédance, l'intégration de résonateurs parasites pour enrichir le spectre de résonance et optimiser le gain, l'utilisation des SRR et CSRR pour exploiter les propriétés de métamatériaux, la combinaison DGS–CSRR comme solution hybride permettant d'accroître la sélectivité et la compacité, ainsi qu'une conception intégrée regroupant plusieurs de ces techniques afin d'illustrer leur complémentarité et leur potentiel pour les systèmes ULB. Cette synthèse met en évidence les avantages et limites propres à chaque approche, tout en montrant comment elles peuvent être combinées pour proposer de nouvelles topologies compactes, sélectives et performantes, adaptées aux besoins croissants des applications ULB.

IV.2 L'antenne patch hexagonale monopole avec un résonateur circulaire pour les applications ULB, X-Band, Ku-band, WLAN, et WiMaX [1] :

IV.2.1 Introduction :

L'article [1] propose une antenne monopôle hexagonale, équipée d'un résonateur circulaire parasite, conçue pour des applications large bande. Ce travail s'inspire de cette approche en adaptant la configuration d'une antenne de la référence [2].

La modification principale a consisté à ajuster la ligne d'alimentation ($50\ \Omega$) et à intégrer un résonateur parasite circulaire, dont le concept est inspiré des travaux [3-4]. Ces ajustements ont permis d'élargir significativement la bande passante, produisant les résultats satisfaisants qui seront détaillés dans ce document.

L'antenne est conçue sur un substrat époxy FR-4 de 30x25 mm², possédant une permittivité relative $\epsilon_r = 4,4$ et une tangente de perte $\delta = 0,02$.

IV.2.2 Conception de l'antenne:

Comme montré à la Figure IV.1 (dont les dimensions sont décrites au Tableau IV.1), l'antenne se compose d'un patch monopôle de forme hexagonale (taille Hex).

Ce patch comporte trois fentes verticales et parallèles (longueurs L_{s1} , L_{s2} , L_{s3} et largeur W_s) et il est relié à une ligne d'alimentation micro-ruban (dimensions $L_f \times W_f$). Un élément métallique parasite de forme circulaire, agissant comme résonateur, est positionné à proximité de la structure rayonnante. L'ensemble repose sur le substrat FR-4, dont la face inférieure est couverte par un plan de masse partiel de longueur L_g .

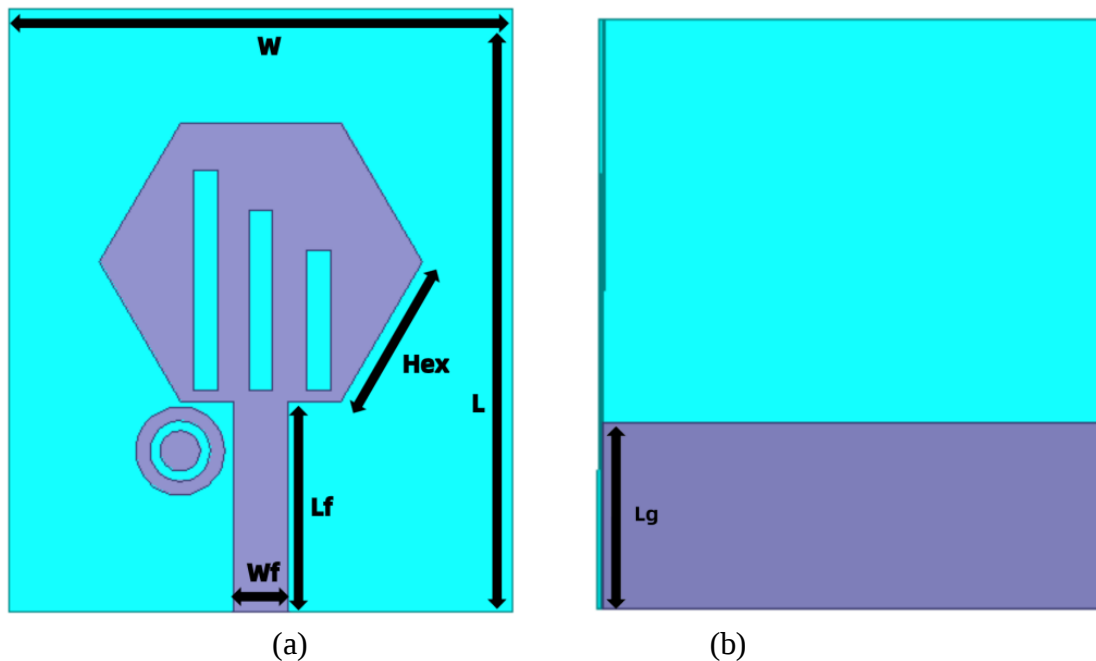


Figure IV.1 : L'antenne proposé (a) vue avant (b) vue arrière.

Dimensions	Description	Valeur (mm)
L	Longueur du substrat	30 mm
W	Largeur du substrat	25 mm
Lg	Longueur plan de mass	9.5 mm
Hex	Côté hexagone	8 mm
Wf	Largeur d'alimentation	2.6 mm
Lf	Longueur d'alimentation	10.5 mm

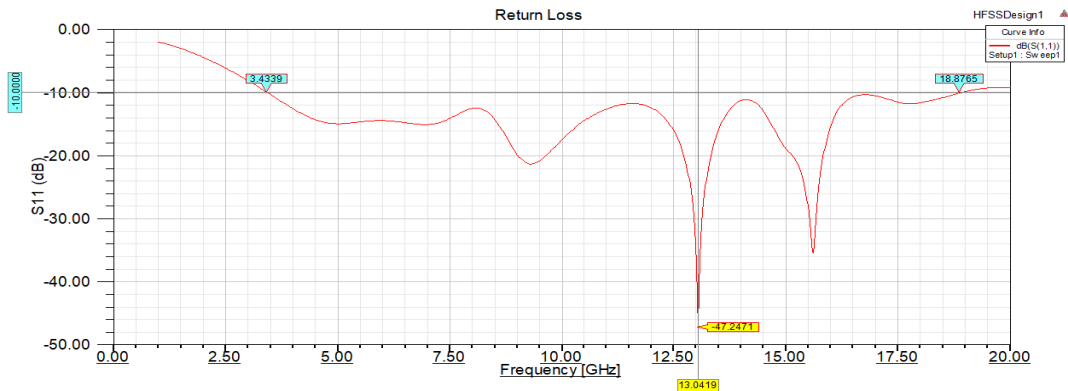
Wpr1	Largeur résonateur 1	2.5 mm
Lpr1	Longueur résonateur 1	4 mm
Wpr2	Largeur résonateur 2	0.5 mm
Lpr2	Longueur résonateur 2	2 mm
Ws	Largeur fente	1.2 mm
Ls1	Longueur fente 1	11 mm
Ls2	Longueur fente 2	9 mm
Ls3	Longueur fente 3	7 mm

Tableau IV.1 : Les paramètres de l'antenne monopôle.

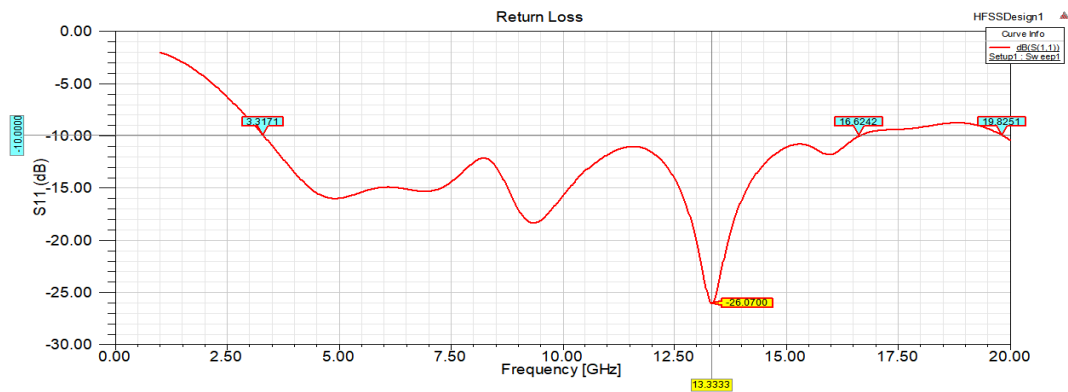
IV.2.3 Les résultats et discussions de la simulation:

Après la simulation, les résultats sont interprétés dans les figures suivantes : tout d'abord, le coefficient de réflexion (S11) est caractérisé par sa bande réfléchie qui, par sa diminution, permet d'établir une transmission du signal. Il crée une bande passante inférieure à -10 dB le long du spectre, en dessous de l'équation de la bande passante :

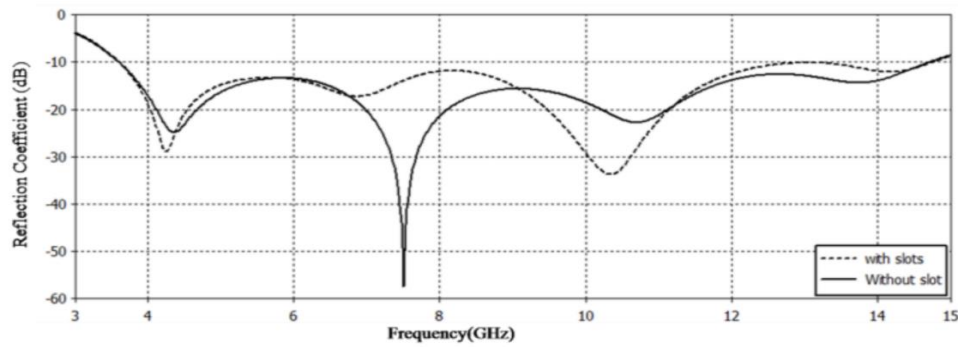
$$BP(\%) = 2 * \frac{(fh - fb)}{(fh + fb)} * 100 \quad (54)$$



a)



b)



c)

Figure IV.2 : Le coefficient de réflexion de l'Antenne proposé avec le résonateur (a) sans le résonateur (b) et antenne de référence [2] (c).

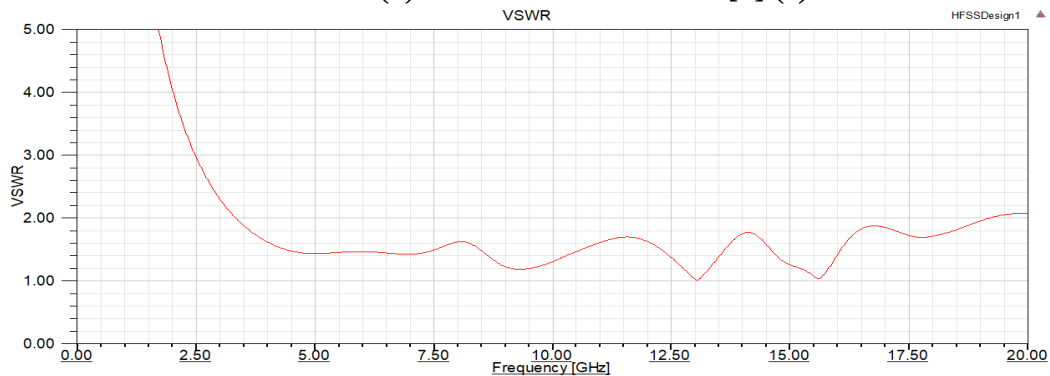


Figure IV.3: Le VSWR de l'Antenne proposé.

L'analyse des résultats (Figure IV.2a) révèle une bande passante opérationnelle (définie par $S_{11} < -10$ dB) s'étendant de 3,43 GHz à 18,87 GHz, soit une largeur de bande relative de 138,62 %. Cette performance est nettement supérieure à la fois à la configuration de la Figure IV.2b (133,6 % sur une bande de 3,31 GHz à 16,62 GHz) et à l'antenne de référence (121,6 %).

À l'intérieur de cette bande, la Figure IV.2a montre trois résonances distinctes, assurant une excellente adaptation : (-21,29 dB à 9,28 GHz) ;(-47,24 dB à 13,04 GHz) ;(-35,35 dB à 15,61 GHz)

La Figure IV.3 confirme ces résultats, en montrant un Rapport d'Ondes Stationnaires (ROS ou VSWR) qui reste inférieur à 2 sur toute la plage de fréquence validée.

Concernant le gain de l'antenne monopôle (Figure IV.4), il atteint des pics de 5,5 dBi à 11,04 GHz et de 7,2 dBi à 17,02 GHz, ce qui est une performance acceptable pour ce type d'antenne.

Enfin, les diagrammes de rayonnement à différentes fréquences sont présentés à la Figure IV.5.

Les diagrammes de gauche correspondent au Plan E et ceux de droite au Plan H.

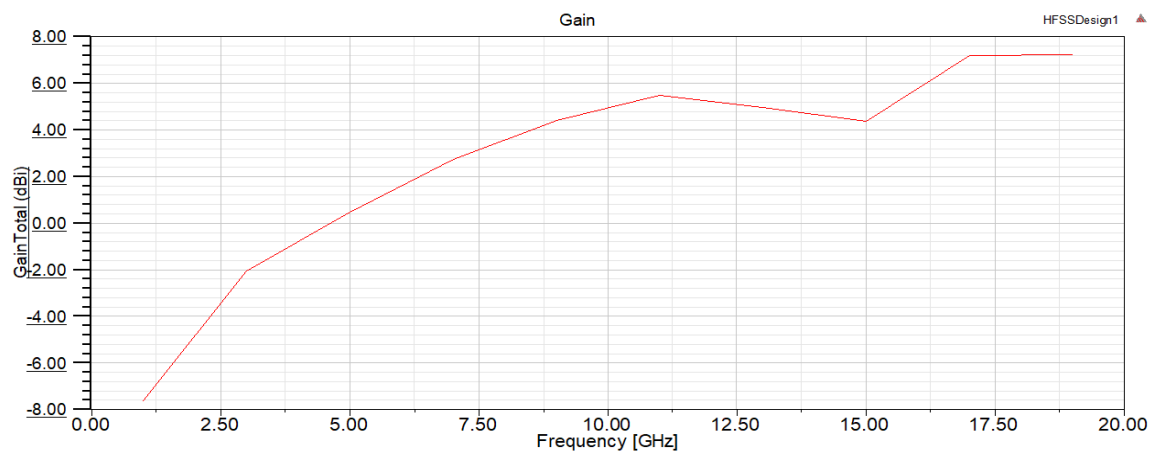
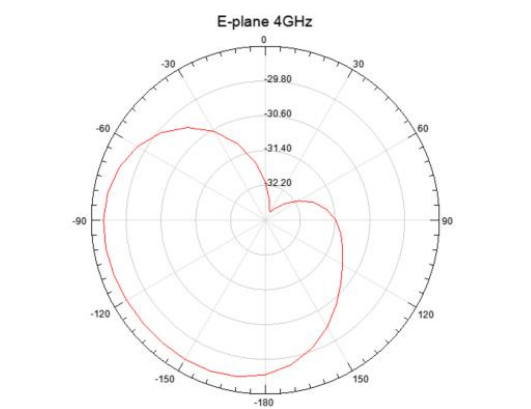
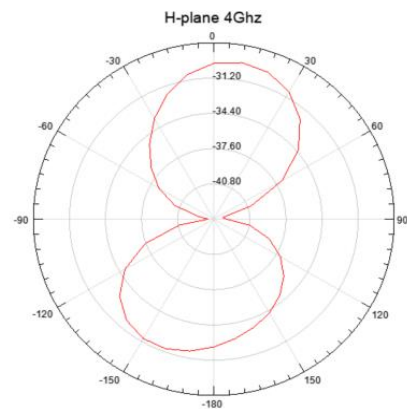


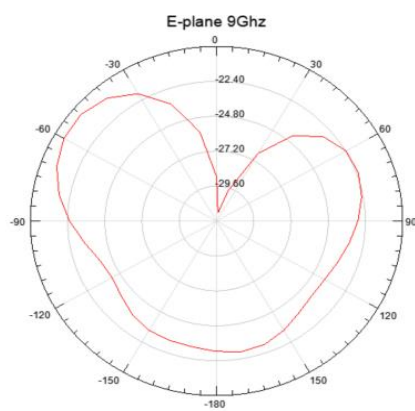
Figure IV.4 : Le gain de l'antenne proposé.



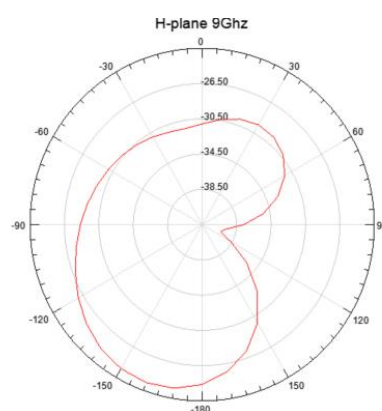
(a)



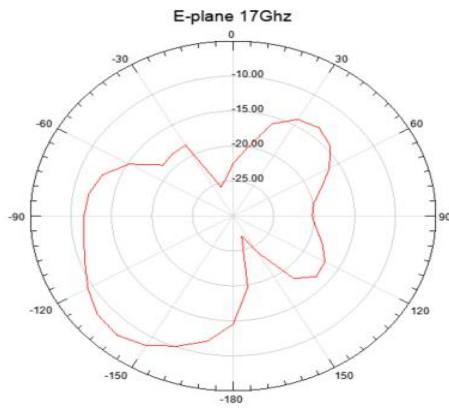
(b)



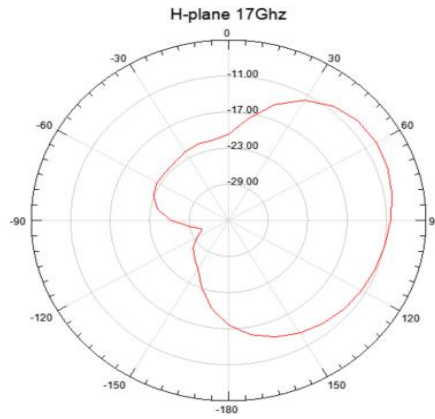
(c)



(d)



(e)



(f)

Figure IV.5 : Le diagramme de rayonnement de l'antenne proposé aux fréquences (a)(b) 4 GHz, (c)(d) 9 GHz, (e)(f) 17 GHz.

IV.2.4 Conclusion de l'antenne monopole hexagonale:

En conclusion, l'antenne patch monopôle hexagonale, modifiée par l'ajout d'un résonateur circulaire et de trois fentes parallèles, démontre des performances large bande très efficaces.

L'antenne couvre un spectre s'étendant de 3,43 GHz à 18,87 GHz (soit 138,62 %), avec d'excellents pics d'adaptation jusqu'à -47 dB. Cette performance permet de couvrir la quasi-totalité de la bande ULB ainsi que les bandes WLAN, C, X, WiMAX et Ku. L'ajout du résonateur circulaire s'est avéré déterminant pour étendre la réponse en fréquence au-delà de 18 GHz. Cette large couverture est soutenue par un gain maximal de 7,2 dBi à 17,02 GHz. Ces résultats, tant en bande passante qu'en gain, surpassent nettement ceux de la conception de référence.

IV.3 La nouvelle antenne de forme Y avec des stubs pour les applications ULB [5]:

IV.3.1 Introduction:

L'antenne patch en forme de Y [5] est une configuration reconnue pour son faible encombrement et son efficacité dans diverses applications modernes, allant de la RFID à la 5G [6-7]. Ce travail vise à examiner les performances d'une nouvelle antenne dipôle large bande basée sur cette forme. Cette approche repose sur l'hybridation de deux concepts existants : l'antenne en forme de Y conçue sur substrat flexible [6] et une antenne terrestre en forme de V [7]. En fusionnant ces deux conceptions, on propose une nouvelle topologie d'antenne dipôle dont les performances pour les communications large bande, les dimensions et les matériaux utilisés seront exposés dans cet article.

IV.3.2 Conception de l'antenne:

La conception de l'antenne a été modélisée et simulée à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. Comme montré à la Figure IV.6a, le modèle est basé sur une antenne patch dipôle en forme de Y. Il se compose d'une ligne d'alimentation micro-ruban de $50\ \Omega$ et de deux bras (dimensions L_d , W_d) formant un dipôle incliné à 57° . Une fente centrale (L_s) sépare ces deux bras. Pour améliorer l'adaptation sur une large bande, deux stubs de longueurs distinctes (S_1 , S_2) sont placés en parallèle sur la partie supérieure. De plus, deux autres stubs (L_v , W_v), inclinés à 70° , sont ajoutés à la base de la structure pour aider les stubs supérieurs à élargir la bande passante.

L'ensemble est conçu sur un substrat diélectrique FR-4, caractérisé par une permittivité relative ($\epsilon_r=4,4$) et une tangente de perte ($\delta=0,02$). La structure présente des dimensions miniaturisées de $26 \times 18 \times 1,6\text{ mm}^3$. Sur la face inférieure (montrée à la Figure IV.6b), un plan de masse partiel, ayant la même largeur que le substrat et une longueur optimisée (G), est utilisé pour garantir les bonnes performances de l'antenne.

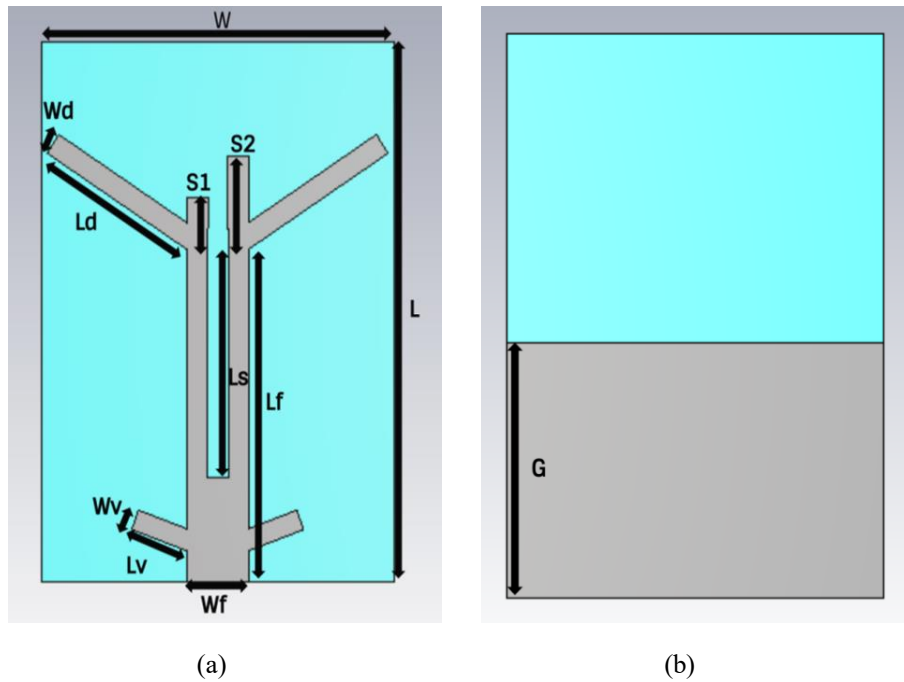


Figure IV.6 L'Antenne de forme Y (a) Patch (b) plan de Masse

Dimensions	Description	Valeur (mm)
L	Longueur du substrat	26
W	Largeur du substrat	18
G	Longueur plan de mass	11.78
L _s	Longueur de la fente	12
W _f	Largeur d'alimentation	3.13
L _f	Longueur d'alimentation	16
W _d	Largeur dipôle	8.5
L _d	Longueur dipôle	1.07
I ₁	Inclinaison dipôle	57°
W _v	Largeur stub bas	1
L _v	Longueur stub bas	3
I ₂	Inclinaison stub bas	70°
S ₁	Stub 1	3.5
S ₂	Stub 2	5.5

Tableau IV. 2. Les dimensions de l'Antenne dipôle Y.

IV.3.3 Résultats, analyse et discussion:

La Figure IV.7 présente le coefficient de réflexion (S11) de l'antenne. L'adaptation (définie par $S_{11} < -10$ dB) est assurée sur une plage de 3 GHz à 6,9 GHz. Cela correspond à une largeur de bande relative de 78,8 %, un résultat qui couvre les normes de régulation américaines et européennes pour l'Ultra Large Bande (ULB).

À l'intérieur de cette bande, le coefficient de réflexion affiche deux résonances principales :

- un premier pic à -27 dB (à 4,7 GHz) ;
- un pic d'adaptation maximale à -47 dB (à 6,6 GHz).

La Figure IV.8 illustre le Rapport d'Ondes Stationnaires (ROS), qui reste inférieur à 2 sur l'ensemble de cette plage opérationnelle, ce qui est une autre manière de représenter la bonne adaptation de l'antenne.

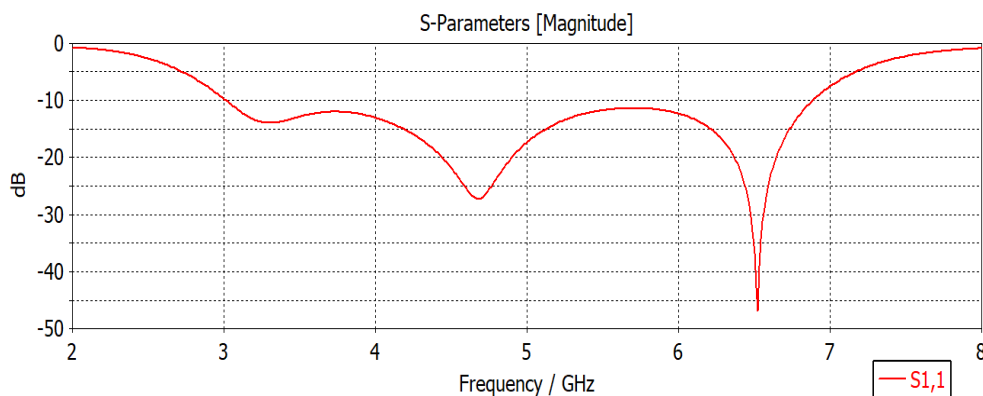


Figure IV.7 Le coefficient de réflexion de l'antenne Y

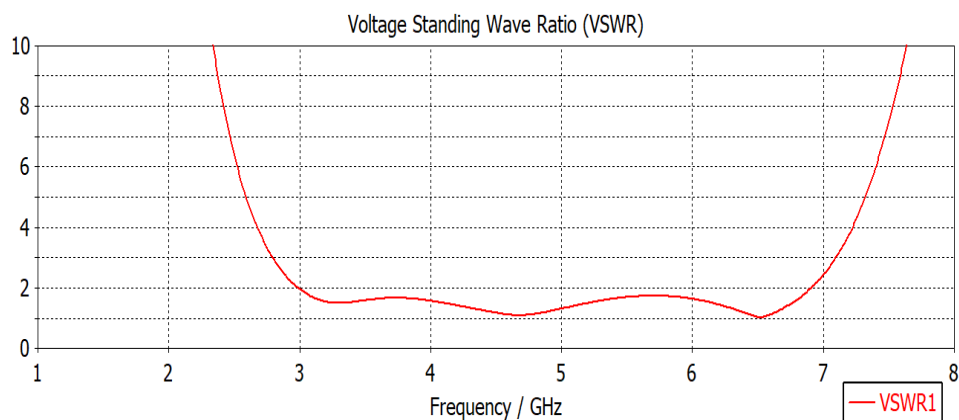


Figure IV.8 Le VSWR de l'antenne Y

Les Figure IV.9 et IV.10 nous montrent les variations du gain et de la directivité le long de la gamme de fréquences, ce qui donne des résultats tout à fait acceptables en termes de puissance d'antenne puisque le gain, atteint (2.78 dBi) sur la fréquence de (6.5 GHz), et une directivité de (4.12 dB) sur la fréquence de (5.95 GHz), ce qui n'est pas mal pour une antenne miniature.

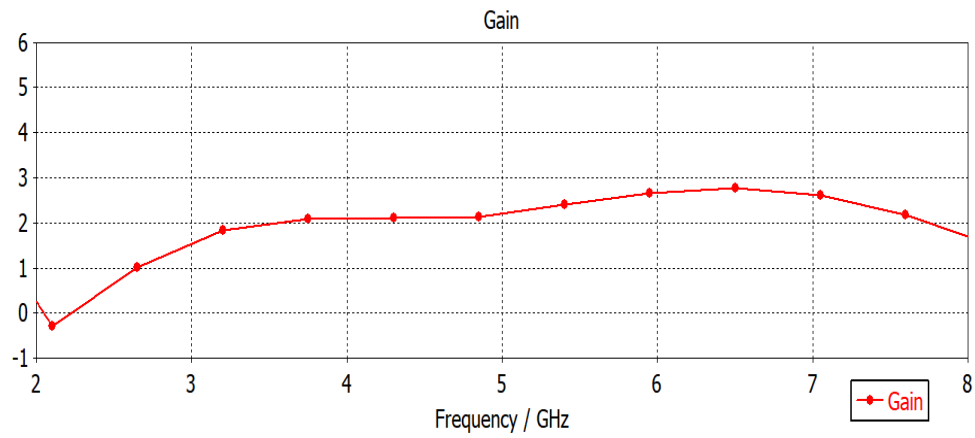


Figure IV.9 Le gain de l'antenne Y

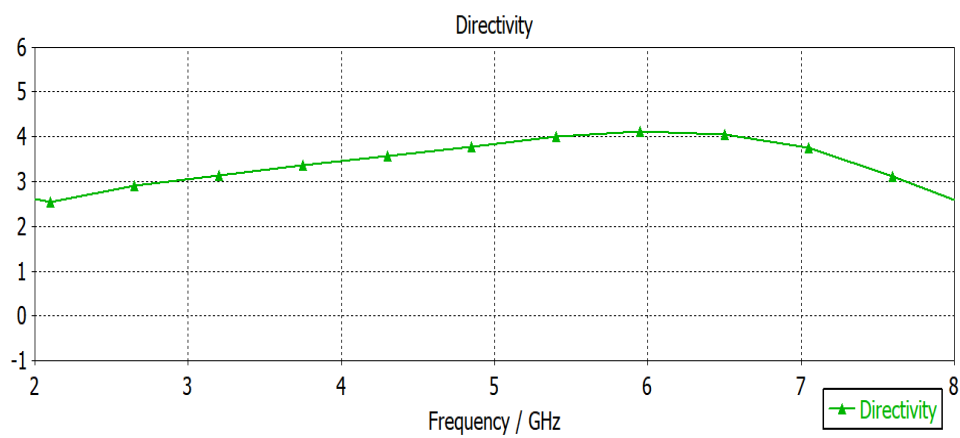


Figure IV.10 La directivité de l'antenne Y

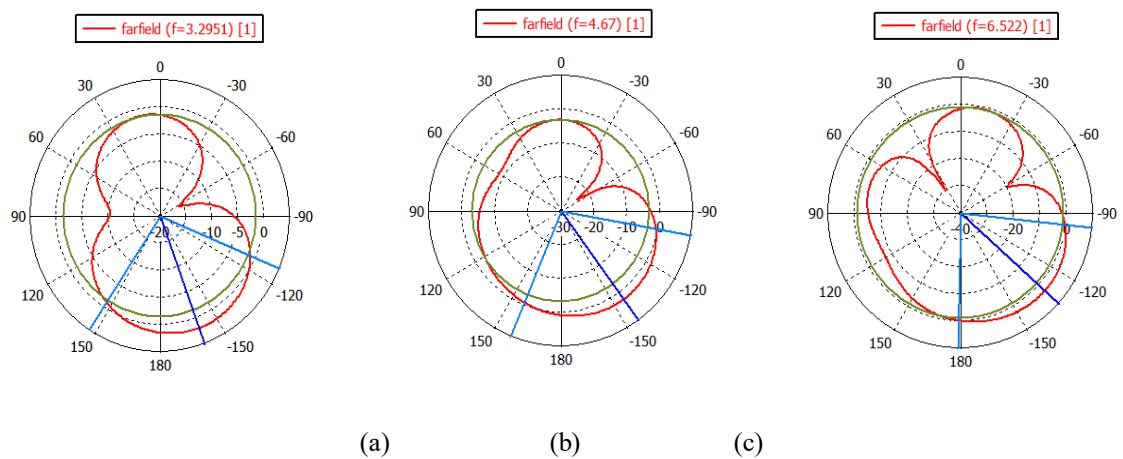


Figure IV.11 Le diagramme de rayonnement aux (a) 3.2951 GHz (b) 4.67 GHz (c) 6.522 GHz

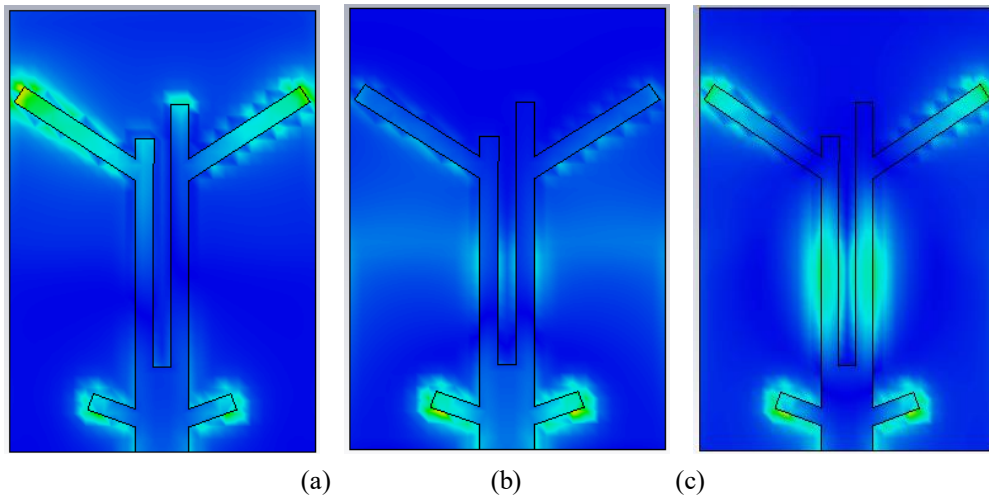


Figure IV.12 Le champ électrique aux (a) 3.2951 GHz (b) 4.67 GHz (c) 6.522 GHz

La Figure IV.11 montre les diagrammes de rayonnement de l'antenne (Plan E et Plan H) à différentes fréquences. À 3,29 GHz, le diagramme présente une forme omnidirectionnelle (en "beignet"), typique d'un mode dipôle. Aux fréquences de 4,67 GHz et 6,52 GHz, qui correspondent aux pics d'adaptation S_{11} (voir Figure IV.7), le diagramme de rayonnement conserve sa forme globale, avec des nuls (ou des lobes secondaires) atteignant -30 dB.

La Figure IV.12 illustre la distribution du champ électrique sur la structure. On constate que l'énergie est principalement concentrée sur les bras du dipôle et les stubs en V. À 6,52 GHz (la fréquence d'adaptation maximale), la concentration de courant est particulièrement élevée sur la ligne d'alimentation et la fente centrale, indiquant leur rôle clé dans cette résonance.

IV.3.4 Conclusion de l'antenne dipôle Y:

L'antenne dipôle en forme de Y, intégrant des stubs et une fente, a montré des résultats satisfaisants. Elle offre une large bande passante de 78,8 % (de 3 GHz à 6,9 GHz), couvrant ainsi les exigences de la réglementation FCC pour les applications Ultra Large Bande. Cette adaptation est complétée par un Gain maximal de 2,87 dBi à 6,5 GHz, ce qui est une performance acceptable pour une antenne monopôle de cette taille.

Comme perspectives, une optimisation ciblée des stubs en V pourrait être explorée pour étendre la bande passante supérieure au-delà de 7 GHz. De plus, le remplacement du substrat FR-4 par un diélectrique à faibles pertes (type Rogers) pourrait être simulé afin de quantifier l'amélioration directe de l'efficacité et du gain de l'antenne.

IV.4 Une Nouvelle Antenne Patch Monopole Hexagonale Alimenté par CPW avec des fentes pour les Applications ULB [8]:

IV.4.1 Introduction:

Cette section présente une antenne monopôle hexagonale alimentée par guides d'ondes coplanaires (CPW), conçue pour les applications ULB [8]. La structure, simulée à l'aide de HFSS, a été optimisée par une série de fentes pour répondre aux exigences de compacité et de performance de rayonnement. Ces fentes permettent de générer un fonctionnement bi-bande avec une capacité de filtrage intégrée [2/9].

IV.4.2 Conception de l'antenne:

A. La conception initiale :

La conception de départ, illustrée à la Figure IV.13, consiste en un patch hexagonal sur substrat FR-4 ($\epsilon_r = 4,4$, $h = 1,6$ mm, $\tan\delta = 0,02$). Cette version initiale était alimentée par une ligne micro-ruban de forme trapézoïdale. Pour notre conception proposée, cette alimentation a été remplacée par une alimentation par guides d'ondes coplanaires (CPW), comme montrés à la Figure IV.23.

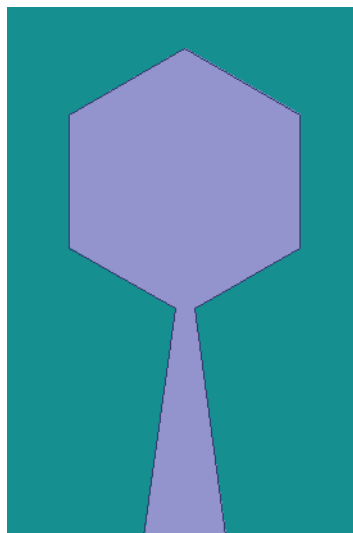


Figure IV.13 : La forme initiale de l'antenne hexagonale.

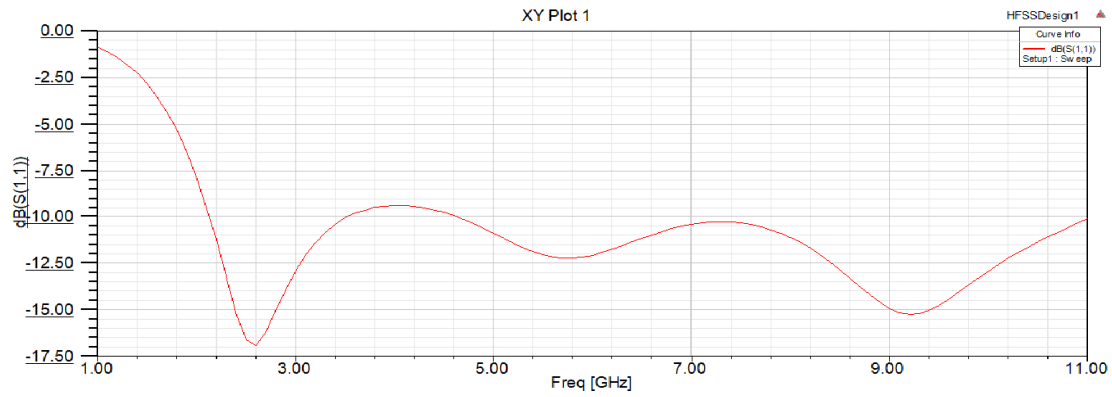


Figure IV.14 : Le S11 de la forme initiale de l'antenne hexagonale.

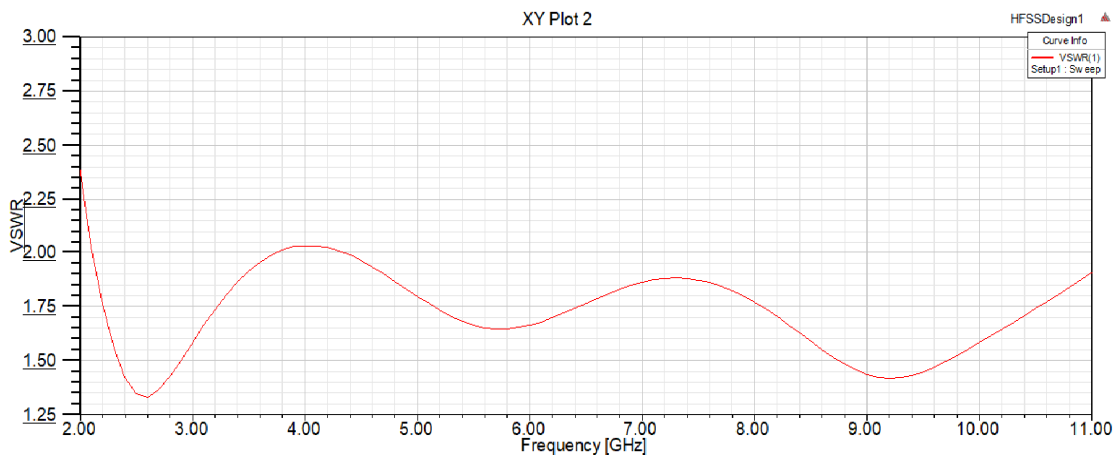


Figure IV.15 : Le ROS de la forme initiale de l'antenne hexagonale.

La Figure IV.14 montre le coefficient de réflexion (S11) de la structure initiale (décrite à la Figure IV.13). Les résultats obtenus révèlent un comportement bi-bande : Une première bande passante de 57.38 % (de 2.1 à 3.79 GHz), avec un pic d'adaptation de -16.91 dB à 2.6 GHz. Et une seconde bande passante de 87.39 % (de 4.31 à 11 GHz), avec un pic de -15.36 dB à 9.22 GHz. Ces deux bandes sont séparées par une bande rejetée (3.79 à 4.31 GHz).

La Figure IV.15 (montrant le ROS) illustre ces mêmes performances : le ROS est supérieur à 2 dans la bande de réjection. On note également une légère dégradation de l'adaptation (augmentation du ROS) entre 7 et 7.7 GHz, bien que celui-ci reste inférieur à la limite de 2.

Plusieurs modifications structurelles ont été apportées afin d'améliorer la bande passante :

B. Fente 1 : une fente hexagonale centrale dans le corps du patch :

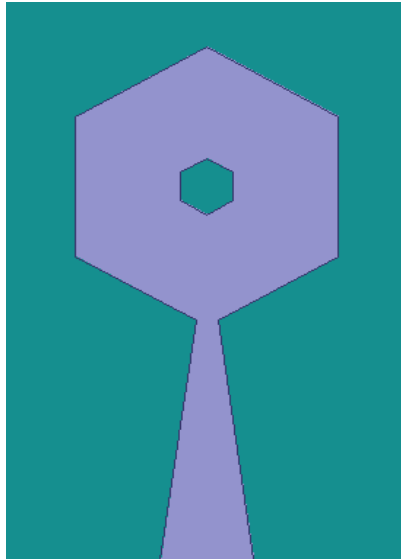


Figure IV.16 : La fente 1 de l'antenne hexagonale.

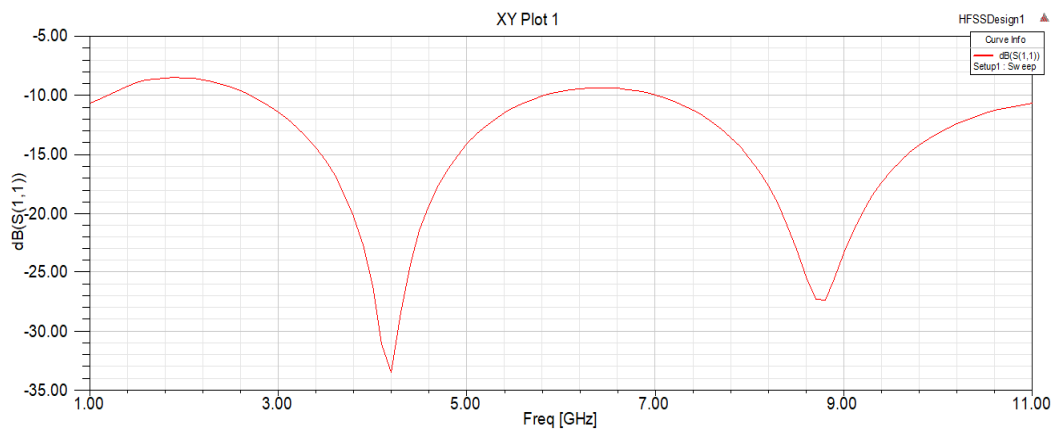


Figure IV.17 : Le S_{11} de la Fente 1 de l'antenne hexagonale.

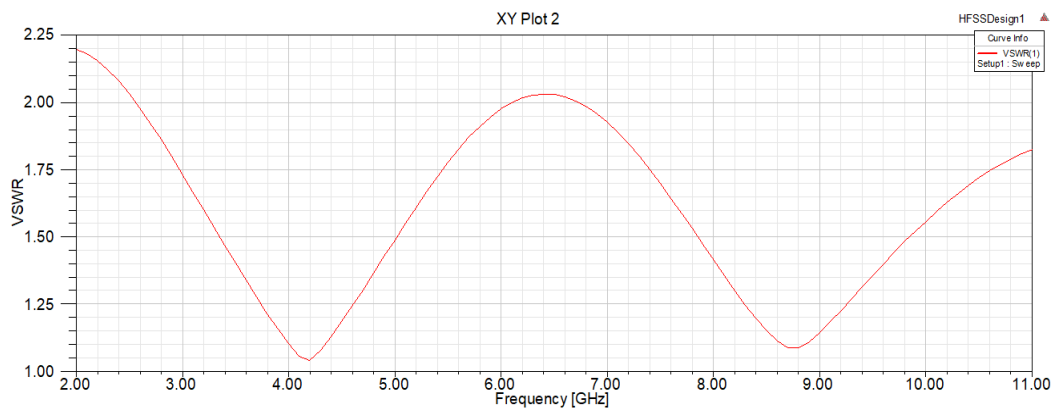


Figure IV.18 : Le ROS de la Fente 1 de l'antenne hexagonale.

A partir de la Figure IV.17 montrant le S_{11} de la structure avec une fente hexagonale au milieu de l'antenne dans la Figure IV.16, et les résultats obtenu donnent deux bande passante dont l'une est de 71% de 2.7 à 5.7 GHz, et l'autre de 46% de 7 à 11.2 GHz, avec des pics de -32.25 dB sur 4.17 GHz et -27.56 GHz sur 8.83 GHz respectivement. Entre eux une bande rejeté de 5.7 à 7 GHz. La Figure IV.18 montrant Le ROS confirme tout ça avec la bande rejeté supérieur à 2.

C. Fente 2 : une fente rectangulaire dans la ligne d'alimentation :

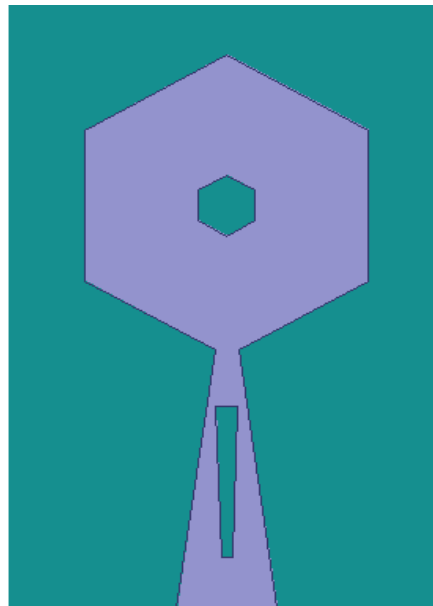


Figure IV.19 : La fente 2 de l'antenne hexagonale.

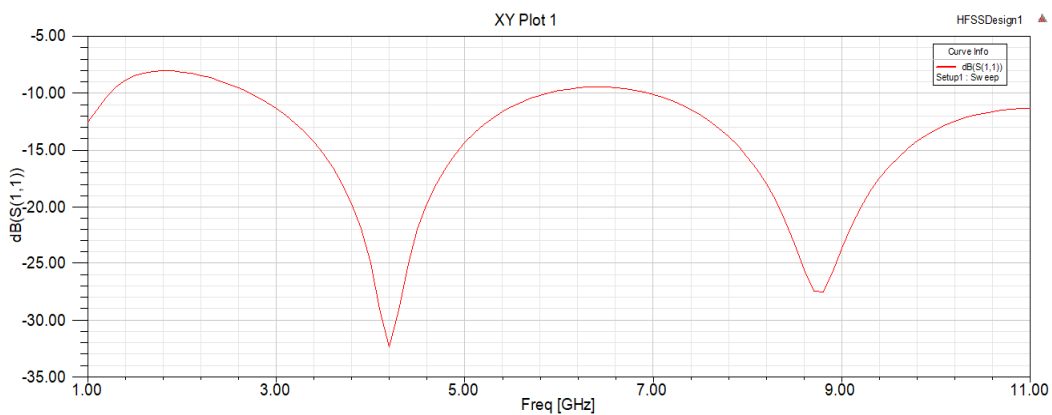


Figure IV.20 : Le S_{11} de la Fente 2 de l'antenne hexagonale.

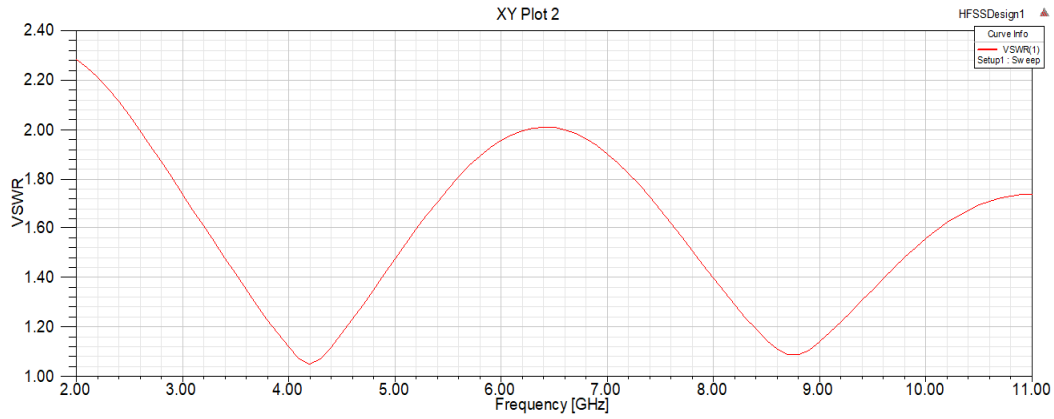


Figure IV.21 : Le ROS de la Fente 2 de l'antenne hexagonale.

La Figure IV.20 présente le coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne modifiée (Figure IV.19), qui inclut désormais deux fentes : une de forme hexagonale au centre du patch et une seconde dans la ligne d'alimentation. Les résultats obtenus montrent que ces fentes créent un comportement bi-bande: Une première bande passante de 72.3 % (de 2.72 à 5.8 GHz), avec un pic d'adaptation de -33 dB à 4.2 GHz. Et une seconde bande passante de 49.6 % (de 7 à 11.6 GHz), avec un pic de -27.56 dB à 8.83 GHz. Ces deux bandes opérationnelles sont séparées par une bande rejetée (de 5.8 à 7 GHz). La Figure IV.21 (ROS) corrobore ces performances, en montrant un ROS supérieur à 2 dans la bande de réjection, confirmant ainsi l'effet de filtrage de la structure.

D. Fente 3 : quatre découpes symétriques de type ancrage autour de la périphérie du patch :

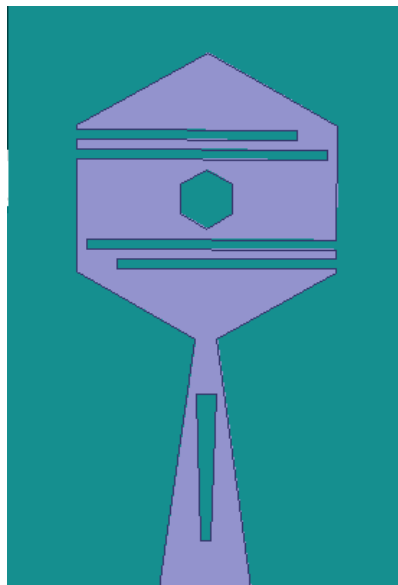


Figure IV.22 : La fente 3 de l'antenne hexagonale.

Figure IV.22 montre la structure finale de l'antenne avec les deux fentes précédentes, plus quatre encoches en parallèle de direction et taille de pair différente, les résultats sont décrits dans la prochaine figure. Le tableau ci-dessous détaille les dimensions de l'antenne.

Dimensions	Description	Valeurs (mm)
R	Rayon hexagone	15
R_i	Rayon fente hexagone	3
L_f	Longueur alimentation	25
W_{f1}	Largeur alimentation extérieur	4.6
W_{f2}	Largeur alimentation intérieur	1.1
A_1	Longueur encoche 1	21
A_2	Longueur encoche 2	24
S_{lf}	Longueur fente alimentation	15
S_{wf}	Largeur fente alimentation	1
G_l	Longueur mass coplanaire	18
G_{w1}	Largeur mass coplanaire 1	12
G_{w2}	Largeur mass coplanaire 2	15

Tableau IV. 3 Les dimensions de l'antenne hexagonale CPW

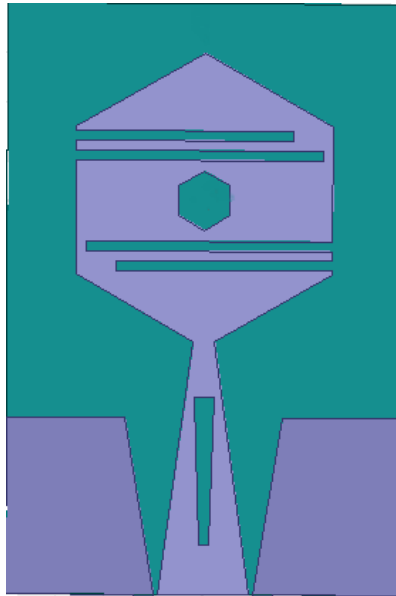


Figure IV.23 : La forme finale de l'antenne hexagonale CPW.

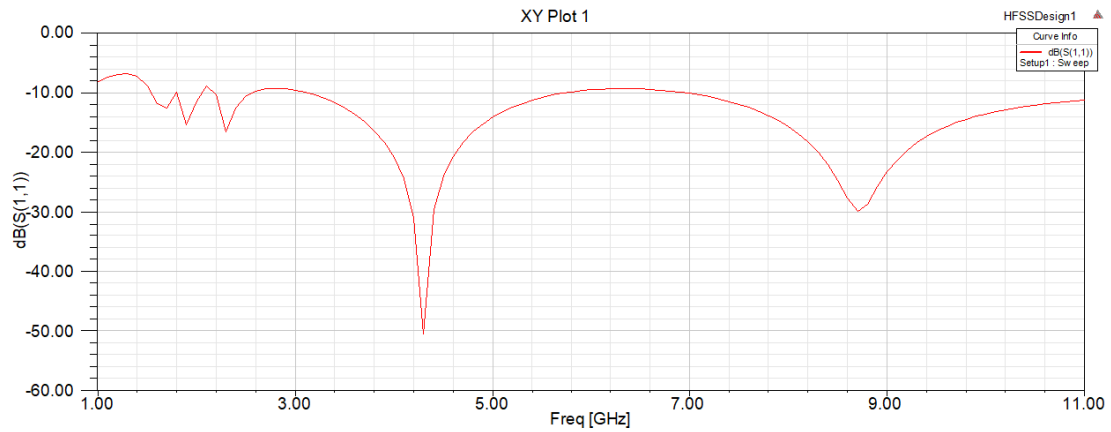


Figure IV.24 : Le S11 de la Forme finale de l'antenne hexagonale CPW.

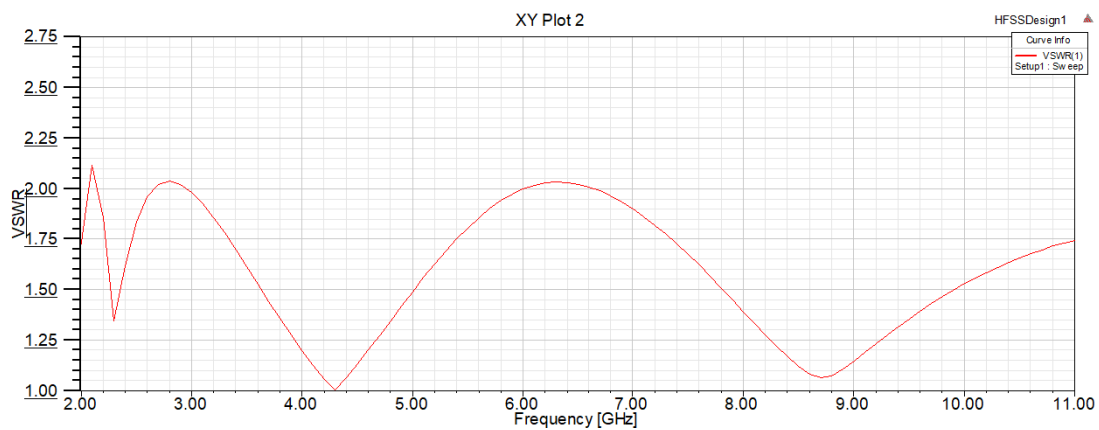


Figure IV.25 : Le ROS de la Forme finale de l'antenne hexagonale CPW.

La Figure IV.23 montre la même illustration que la Figure IV.22 mais avec les guide d'onde coplanaire comme alimentation pour l'antenne, la Figure IV.24 montre le S11, et les résultats obtenu donnent deux bande passante dont l'une est de 60% de 3.1 à 5.75 GHz, et l'autre de 46% de 6.9 à 11 GHz, avec des pics de -50.55 dB sur 4.30 GHz et -29.78 GHz sur 8.70 GHz respectivement. Entre eux une bande rejeté de 5.75 à 6.9 GHz. La Figure 25 montrant Le ROS confirme tout ça avec la bande rejeté supérieur à 2.

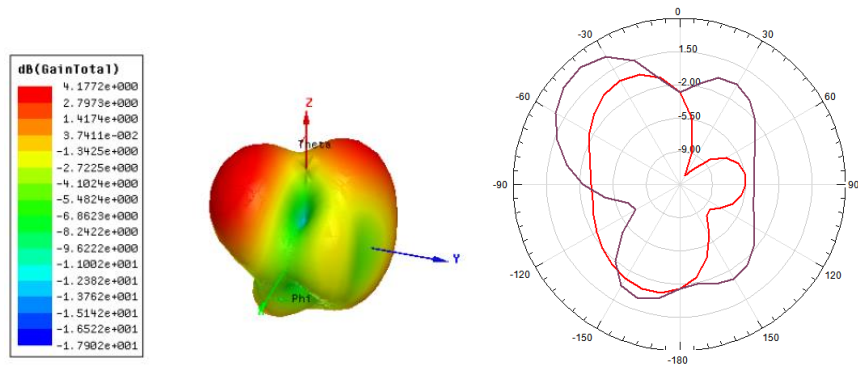


Figure IV.26 : Le diagramme de rayonnement à 5.2 GHz

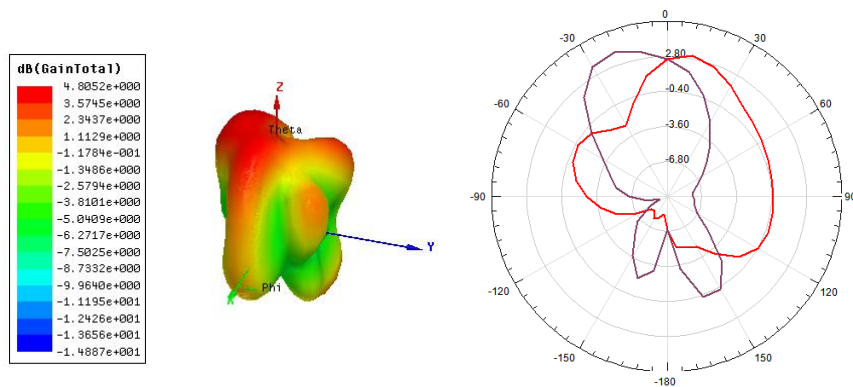


Figure IV.27 : Le diagramme de rayonnement à 9.2 GHz

La comparaison entre les Figure IV.26 et IV.27 donnent un diagramme de rayonnement plus important pour le premier avec 4.17 dB de gain maximum sur 5.2 GHz. Et le second avec un gain légèrement supérieur à 4.8 dB mais avec un rayonnement moins important à 9.2 GHz, soit une perte omnidirectionnel sur des haute fréquences tant qu'aux plan E et aux plan H.

IV.4.3 Discussion:

L'analyse montre que chaque fente, lorsqu'elle est ajoutée individuellement, améliore l'adaptation de l'antenne, mais ne suffit pas à elle seule à répondre aux exigences de la technologie ULB. En revanche, c'est la combinaison des deux fentes (hexagonale et sur la ligne d'alimentation) qui permet d'obtenir les résultats satisfaisants présentés dans ce travail, en créant un comportement bi-bande optimisé. Les valeurs de gain obtenues sont conformes aux exigences ULB. Le gain augmente aux fréquences plus élevées, ce qui s'explique par une directivité accrue de l'antenne lorsque les modes de résonance d'ordre supérieur entrent en jeu.

Il est à noter que l'efficacité de rayonnement reste stable sur l'ensemble de la bande opérationnelle.

IV.4.4 Conclusion de l'antenne hexagonale CPW:

L'antenne monopôle hexagonale à fentes, alimentée par CPW, a démontré d'excellentes performances ULB bi-bande. Sa caractéristique la plus notable est l'intégration d'une bande de réjection bien définie (5,75-6,9 GHz), assurant la suppression des signaux WLAN et garantissant la coexistence spectrale. La conception atteint des performances robustes, incluant une adaptation (S_{11}) pouvant atteindre -50 dB, un ROS inférieur à 2 dans les bandes passantes, et un gain maximal de 4,8 dBi. Cette conception compacte et efficace est donc bien adaptée aux applications ULB modernes, notamment les communications à courte portée, les radars et les réseaux corporels sans fil (WBAN).

IV.5 Nouveau filtre SIW à encoches, combinant une structure d'altère DGS et un résonateur circulaire à anneau fendu (SRR), pour des applications UWB [10]:

IV.5.1 Introduction :

Pour répondre aux exigences de compacité et de sélectivité des systèmes modernes, les filtres planaires standards (micro-ruban, patch) ne suffisent souvent plus. L'ingénierie des micro-ondes s'est donc tournée vers des structures avancées pour manipuler la propagation des ondes. Parmi les plus efficaces, on trouve :

1. Les structures de masse défectueuses (DGS) : Des motifs gravés dans le plan de masse qui modifient l'impédance de la ligne et créent des bandes de réjection [11-12].
2. Les résonateurs à anneau fendu (SRR) : Des inclusions de métamatériaux qui offrent des propriétés de filtrage uniques [13, 14].

Historiquement, ces techniques découlent d'une longue évolution, depuis les premiers filtres micro-rubans [15] jusqu'aux guides d'ondes intégrés au substrat (SIW) [16].

L'objectif de ce travail est de combiner les avantages du DGS et du SRR pour concevoir une nouvelle topologie de filtre. En fusionnant ces deux éléments, nous visons à obtenir une structure optimisée offrant à la fois une haute sélectivité et une taille réduite, adaptée aux contraintes ULB. La conception sera validée et optimisée à l'aide du logiciel CST Microwave Studio.

IV.5.2 Conception du filtre:

La conception du filtre s'inspire des travaux de W. Li et al. [17], A. O. Nwajana et al. [18] et M. Bozzi et al. [19]. Les formules suivantes ont été utilisées pour déterminer les dimensions clés :

A. Dimensions du guide d'ondes SIW :

$$h = \frac{\lambda_c}{2\sqrt{\varepsilon_{reff} - 1}} \quad (55)$$

$$W = \frac{\lambda_c}{2\sqrt{\varepsilon_r - 1}} \quad (56)$$

$$L = \frac{m\lambda_c}{2\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \quad (57)$$

Où W est la largeur, h la hauteur, L la longueur du SIW, λ_c la longueur d'onde à la fréquence de coupure, ε_r la permittivité relative du substrat, ε_{reff} la permittivité effective, et m le nombre de modes.

B. Rayon des vias:

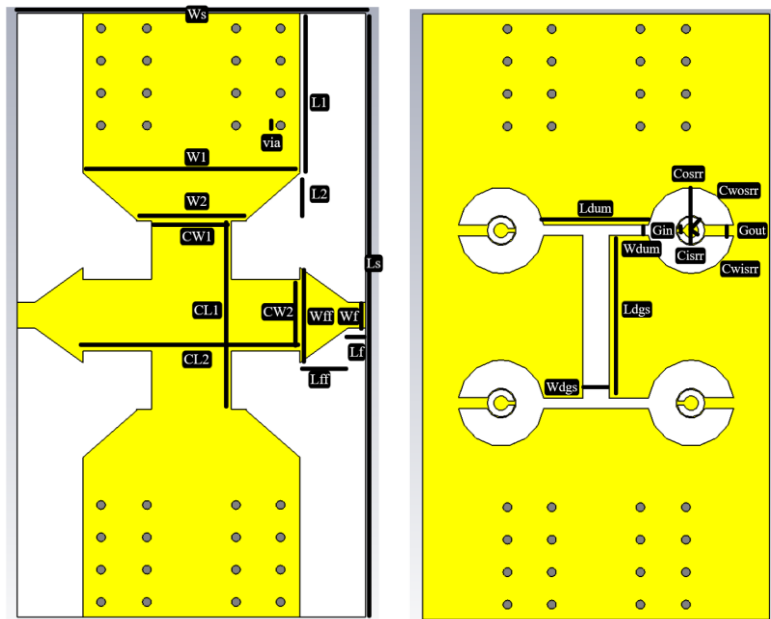
$$r_{via} = \frac{1}{2}W \quad (58)$$

C. Dimensions de la structure DGS en forme d'haltère :

$$L = \frac{\lambda_c}{4f_c} \quad (59)$$

$$S = \frac{\lambda_c}{4\sqrt{\varepsilon_r} \left(\frac{\pi \Delta f}{f_c} \right)} \quad (61)$$

La structure finale, illustrée dans la Figure IV.28, comprend :



Comme l'illustre la Figure IV.28, la couche supérieure de la structure du filtre proposé se compose de deux lignes d'alimentation situées de part et d'autre, présentant à leurs extrémités une largeur de $\mathbf{W}_f$. Celles-ci se prolongent par un décalage de même largeur et sur une longueur de $\mathbf{L}_f$, puis s'élargissent progressivement vers la structure du filtre avec une largeur de $\mathbf{W}_{ff}$ et une longueur de transition de $\mathbf{L}_{ff}$, formant ainsi une géométrie de type triangulaire. L'élément rayonnant principal adopte ensuite une forme de croix, avec des largeurs respectives de $\mathbf{C}_{w1}$ et $\mathbf{C}_{w2}$, et des longueurs de $\mathbf{C}_{L1}$ et $\mathbf{C}_{L2}$ pour chacune des branches de la croix.

104

diamètre 0,2 mm chacun. Ainsi, la couche supérieure de la structure adopte une configuration évoquant la forme d'un satellite.

La couche inférieure est constituée d'un plan de masse en cuivre, comportant le même nombre et la même distribution de vias que la couche supérieure. Elle intègre en outre une structure de masse défectueuse (DGS) en forme de H pivoté à 90°, dotée d'une tige centrale de longueur L_{gds} et de largeur W_{gds} , reliant deux stubs de dimensions $5 \times 0,5$ mm. Ces derniers sont connectés à des résonateurs CSRR de type circulaire, placés à leurs extrémités, ayant un rayon externe C_{osrr} et un rayon interne C_{isrr} . Ce qui confère au modèle global une amélioration significative de la transmission et du gain.

Les deux couches sont empilées sur un substrat Rogers Taconic RF-35 de dimensions 16×28 mm, avec une permittivité relative $\epsilon_r = 3,5$ et une épaisseur $h = 0,508$ mm. Ce type de substrat se révèle particulièrement adapté aux champs électromagnétiques des antennes, filtres et résonateurs, offrant de meilleures performances que d'autres matériaux en termes d'interprétation des résultats, de tests et de liaisons de communication. Le Tableau IV.4 récapitule l'ensemble des dimensions de la structure proposée décrite ci-dessus.

Dimensions	Initial	Valeur (mm)
<i>Couche rayonnant et Substrat</i>		
Longueur du substrat	L_s	28
Largeur du substrat	W_s	16
Via	Via	0.2
Longueur de la Croix 1	C_{L1}	9.35
Largeur de la Croix 1	C_{W1}	4
Longueur de la Croix 2	C_{L2}	10
Largeur de la Croix 2	C_{W2}	3.35
Longueur du patch 1	L_1	6.2
Largeur du patch 1	W_1	10
Longueur du patch 2	L_2	2.2
Largeur du patch 2	W_2	7.5
<i>Ligne d'alimentation</i>		
Largeur d'alimentation 1	W_f	1.2
Longueur d'alimentation 1	L_f	1
Largeur d'alimentation 2	W_{ff}	4.4
Longueur d'alimentation 2	L_{ff}	2.2
<i>Plan de masse</i>		
Longueur DGS	L_{gds}	8
Largeur DGS	W_{gds}	1.2
Longueur DGS dumbbell	L_{dum}	5
Largeur DGS dumbbell	W_{dum}	0.5

Cylindre SRR		
Rayon SRR out	C_{osrr}	3.97
Largeur rayon out	C_{wosrr}	1.3
Rayon SRR in	C_{isrr}	1.27
Largeur rayon in	C_{wisrr}	0.3
Gap out	G_{out}	0.5
Gap in	G_{in}	0.2

Tableau IV.4. Les dimensions de filtre SIW

IV.5.3 Simulations et résultats :

Les simulations réalisées avec CST Microwave Studio ont permis d'optimiser les paramètres du filtre. Les principaux résultats sont les suivants:

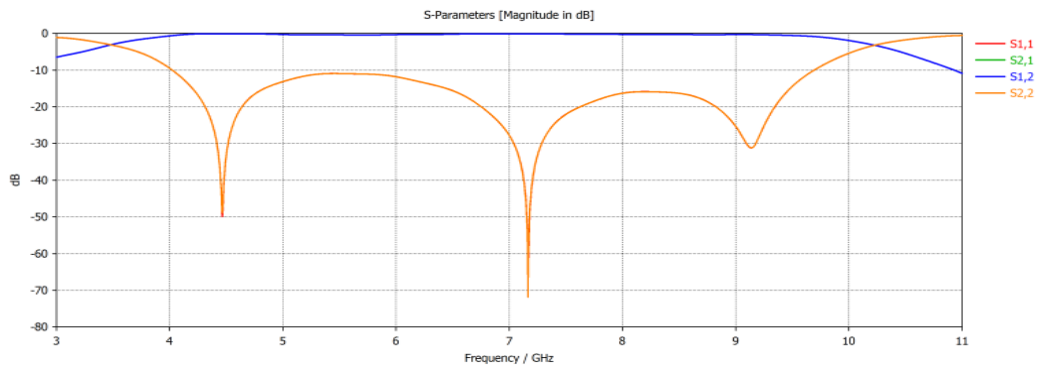


Figure IV. 29. S11 et S 21 du filtre SIW proposé.

Comme l'illustrent les graphes de la Figure IV.29, l'interprétation des résultats S11 et S21 obtenus avec CST Microwave Studio met en évidence une bande passante opérationnelle s'étendant de 3,5 GHz à 10,3 GHz, couvrant ainsi presque l'intégralité de la plage définie et réglementée par la norme Ultra-Wideband (UWB). La bande présente trois pics principaux de puissance : le premier atteint $-49,95$ dB à une fréquence de 4,46 GHz, le second atteint $-71,38$ dB à 7,16 GHz, et le dernier atteint $-31,21$ dB à 9,13 GHz.

A. Test DGS:

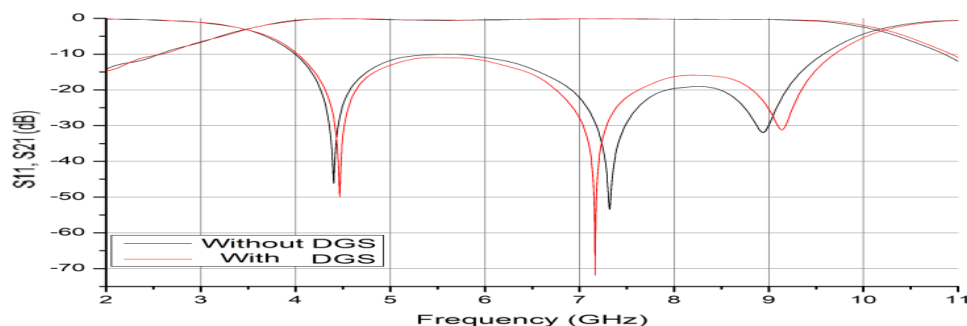


Figure IV. 30. La comparaison des résultats S11 et S21 du filtre SIW avec et sans DGS dumbbell

La Figure IV.30 compare les performances de perte de retour (S11) du filtre avec et sans l'intégration de la structure DGS/CSRR. Bien que les deux conceptions soient performantes, l'ajout du DGS apporte des améliorations notables.

Concernant les pics de résonance, le filtre DGS est nettement plus performant sur les deux premières bandes :

- Filtre avec DGS : Atteint des pics de $-49,95$ dB et $-71,38$ dB.
- Filtre sans DGS : Plafonne à $-46,82$ dB et $-52,11$ dB.

Pour le dernier pic, un léger avantage est observé pour le filtre sans DGS ($-31,96$ dB contre $-31,21$ dB).

Cependant, l'avantage majeur de la structure DGS réside dans son comportement entre les bandes passantes (autour de 4,5 GHz et 7 GHz). Dans ces zones, le S11 du filtre DGS reste en dessous de -10 dB, garantissant une meilleure adaptation sur une plage plus large. Cette amélioration est obtenue sans dégrader la forme de la seconde bande de résonance, contrairement au filtre sans DGS qui, lui, remonte jusqu'à la limite du seuil de -10 dB.

B. Test longueur L_{gds} du DGS :

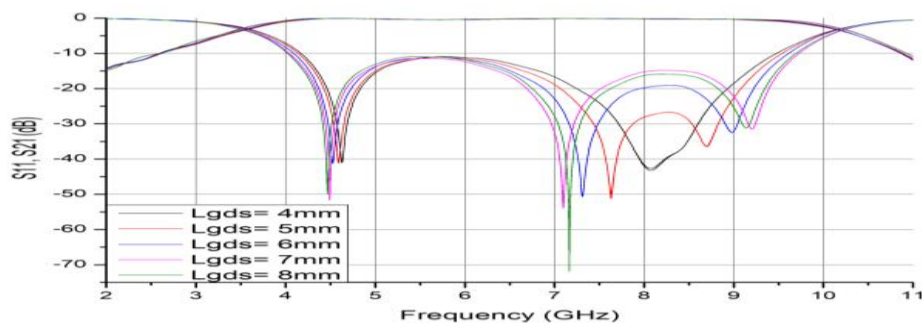


Figure IV. 31. S11 et S21 des différentes longueurs de L_{gds} du filtre SIW.

Lgds (mm)	S11 Pic Max (dB)	Fréquence (GHz)
4	-43.19	8.07
5	-51.21	7.63
6	-50.67	7.31
7	-53.21	7.10
8	-71.38	7.16

Tableau IV.5. Les différents Longueurs de L_{gds}

Dans ces cas, les longueurs et largeurs des structures CSRR–DGS en haltère ont été étudiées, en les divisant en trois parties. La première partie concerne le test de la longueur L_{gds} , dont les résultats sont présentés en Figure IV.31. Le comportement observé reste globalement similaire avec trois pics de résonance, à l'exception du cas $L_{gds} = 4$ mm, qui ne présente que deux pics.

Le Tableau IV.5 montre que pour $L_{gds} = 5, 6$ et 7 mm, les pics sont rapprochés, atteignant des niveaux inférieurs à -50 dB à des fréquences voisines. En revanche, pour $L_{gds} = 4$ mm, le niveau chute seulement à -43 dB autour de 8 GHz. Néanmoins, ces performances restent inférieures à celles du filtre final, pour lequel $L_{gds} = 8$ mm offre les meilleurs résultats.

C. Test Largeur W_{gds} du DGS :

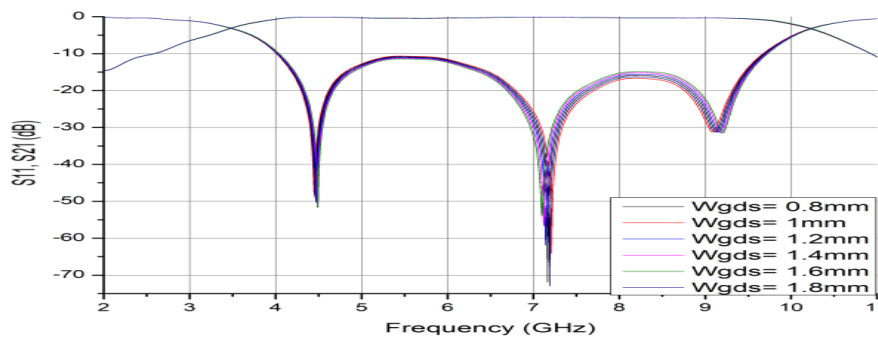


Figure IV. 32. S11 et S21 des différentes largeurs de W_{gds} du filtre SIW.

W_{gds} (mm)	S11 Pic Max (dB)	Fréquence (GHz)
0.8	-58.26	7.20
1	-62.57	7.18
1.2	-71.38	7.16
1.4	-58.88	7.14
1.6	-54.73	7.12
1.8	-52.14	7.10

Tableau IV.6. Les différents Largeurs de W_{gds}

Dans cette partie de l'étude, l'objectif est d'optimiser la largeur W_{gds} afin d'obtenir les meilleures performances possibles. Les résultats, présentés en Figure IV.32, montrent des comportements relativement similaires, avec seulement quelques variations d'amplitude.

Cette observation est confirmée par le Tableau IV.6, qui indique différents pics de résonance compris entre -52 dB et -71 dB pour le filtre final, et ce, à des fréquences quasiment identiques.

D. Test longueur L_{dum} du DGS :

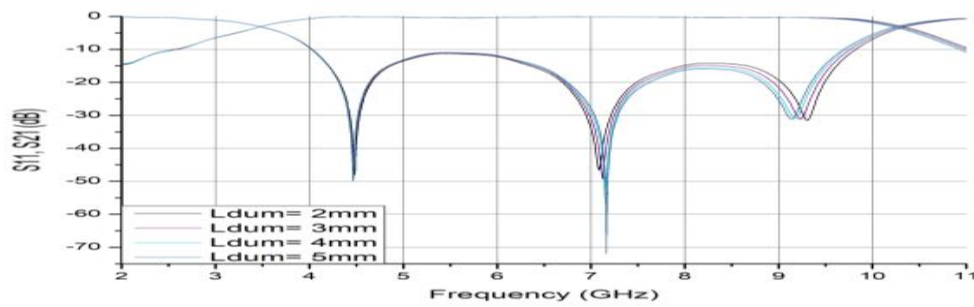


Figure IV. 33. S11 et S21 des différentes longueurs de L_{dum} du filtre SIW.

Ldum (mm)	S11 Pic Max (dB)	Frequency (GHz)
2	-46.42	7.08
3	-48.57	7.12
4	-53.79	7.15
5	-71.38	7.16

Tableau IV.7. Les différents Longueurs de L_{dum}

De la même manière que pour L_{gds} , l'analyse de la longueur L_{dum} conduit à des résultats similaires, comme l'illustre la Figure IV.33. Des différences de pics sont observées et interprétées dans le Tableau IV.7, avec des valeurs comprises entre -46 db et -53 db, tandis que le filtre final atteint -71 dB à des fréquences pratiquement identiques.

IV.5.4 Conclusion du filtre SIW

Ce travail a validé la conception d'un filtre SIW compact répondant aux normes ULB, fruit d'une optimisation minutieuse des paramètres. L'intégration de la structure hybride DGS/CSRR s'est avérée déterminante pour améliorer la sélectivité et minimiser les pertes d'insertion dans la bande passante.

Pour les travaux futurs, l'optimisation pourrait se concentrer sur le remplacement des CSRR par des structures de métamatériaux plus simples, afin de réduire davantage les dimensions actuelles du filtre (16x28 mm). L'étape suivante et indispensable consistera en la réalisation physique (fabrication) du prototype optimisé, suivie des mesures expérimentales en laboratoire pour valider les performances obtenues en simulation.

IV.6 Filtre Hairpin Compact à Élément Parasite et Stubs pour Applications

ULB [20]:

IV.6.1 Introduction :

Ce travail se concentre sur la conception d'un filtre hairpin (en épingle à cheveux) performant sur un substrat standard FR-4, ciblant les applications ULB. En nous basant sur les évolutions récentes qui intègrent les métamatériaux et les DGS [21-24], nous proposons une nouvelle topologie de filtre. Celle-ci intègre des éléments parasites et des stubs afin de combiner la simplicité de fabrication du FR-4 avec les performances de filtrage requises.

IV.6.2 Conception du filter:

A. Méthodologie de conception:

Le filtre repose sur une synthèse analytique inspirée de Sharma et al. [25], utilisant des inverseurs J pour calculer les impédances des modes pair et impair :

Couplage entre résonateurs :

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{FBW}{g_n g_{n+1}}} = \frac{\pi FBW}{2} \frac{1}{\sqrt{g_n g_{n+1}}} \quad (62)$$

$$for: j = 0 \text{ to } n - 1$$

Où $FBW=1.09$ (ULB), et g_j sont les coefficients du prototype de Chebyshev (0.1 dB d'ondulation).

$$FBW = \frac{f_H - f_L}{f_0} = \frac{10.6 - 3.1}{(10.6 + 3.1)/2} \approx 1.09 \quad (63)$$

$$g_0 = 1, g_1 = 0.8431, g_2 = 0.6620, g_3 = 1.3554, g_4 = 0.6620, g_5 = 0.8431, g_6 = 1 \quad (64)$$

Avec l'équation (58) et l'admittance $Y_0 = 1/Z_0 = 0.02$ S, les inverseurs J donnent:

$$J_{01} = J_{56} = \frac{\pi \cdot 1.09}{2\sqrt{1 \cdot 0.8431}} * 0.02 \approx 0.038 \quad (65)$$

$$J_{12} = J_{45} = \frac{\pi \cdot 1.09}{2\sqrt{0.8431 \cdot 0.6620}} * 0.02 \approx 0.046 \quad (66)$$

$$J_{23} = J_{34} = \frac{\pi \cdot 1.09}{2\sqrt{0.6620 \cdot 1.3554}} * 0.02 \approx 0.036 \quad (67)$$

Avec le odd-mode (Z_{oo}) et even-mode (Z_{oe}):

$$(Z_{oe})_{j,j+1} = \frac{1}{Y} \left[1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad (68)$$

Pour: $j = 0 \text{ to } n - 1$

Pour J_{01} :

$$Z_{oe} \approx 161 \, \Omega \quad , \quad Z_{oo} \approx 15 \, \Omega \quad (69)$$

Pour J_{12} :

$$Z_{oe} \approx 126 \, \Omega \quad , \quad Z_{oo} \approx 19 \, \Omega \quad (70)$$

Pour J_{23} :

$$Z_{oe} \approx 175 \, \Omega \quad , \quad Z_{oo} \approx 14 \, \Omega \quad (71)$$

En se basant sur les calculs théoriques et en tenant compte de la contrainte de ligne de transmission, une structure de filtre a été dérivée afin d'adapter l'impédance d'entrée/sortie de $Z_0 = 50 \, \Omega$ à l'aide de lignes d'alimentation micro-rubans symétriques. Les résultats d'impédance de chaque section couplée ont été obtenus en appliquant les équations de transformation standard. Ces valeurs d'impédance définissent la largeur et l'espacement des lignes micro-rubans qui réalisent le couplage physique. Bien que la synthèse analytique fournisse un point de départ solide, elle ne prend pas entièrement en compte les effets électromagnétiques tels que les champs de frange et les pertes diélectriques. Par conséquent, la conception initiale a été affinée au moyen de simulations électromagnétiques complètes sous CST et HFSS. Des routines d'optimisation ont été mises en œuvre afin d'ajuster précisément les dimensions, d'améliorer l'adaptation d'impédance et de garantir que les caractéristiques de bande passante et de pertes par réflexion souhaitées soient respectées.

B. Dimensions des résonateurs :

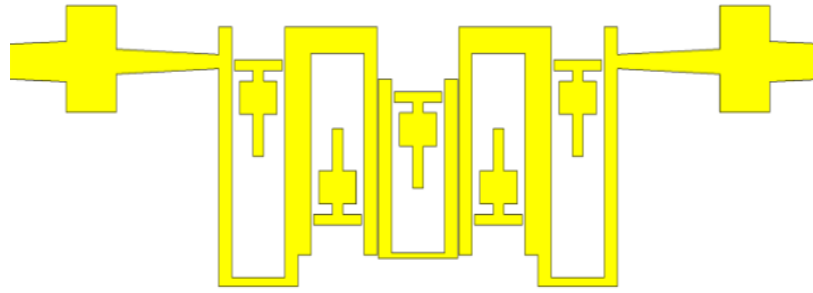


Figure IV. 34. Le filtre hairpin ULB proposé

La Figure IV.34 illustre la structure du filtre *hairpin* proposé. Elle se compose de deux lignes d'alimentation placées à chaque extrémité et de cinq broches en forme de U. De plus, pour chaque broche, un élément métallique parasite est associé afin de fonctionner comme résonateur. L'ensemble est déposé sur un substrat en époxy FR-4 de dimensions $31,2 \times 9,32 \text{ mm}^2$, caractérisé par une permittivité relative $\epsilon_r = 4,4$ et une tangente de pertes $\delta = 0,002$. Le substrat est suivi, sur sa face inférieure, d'une plaque métallique en cuivre qui joue le rôle de plan de masse, présentant les mêmes dimensions latérales que le substrat, à l'exception de l'épaisseur.

1. La structure des pins:

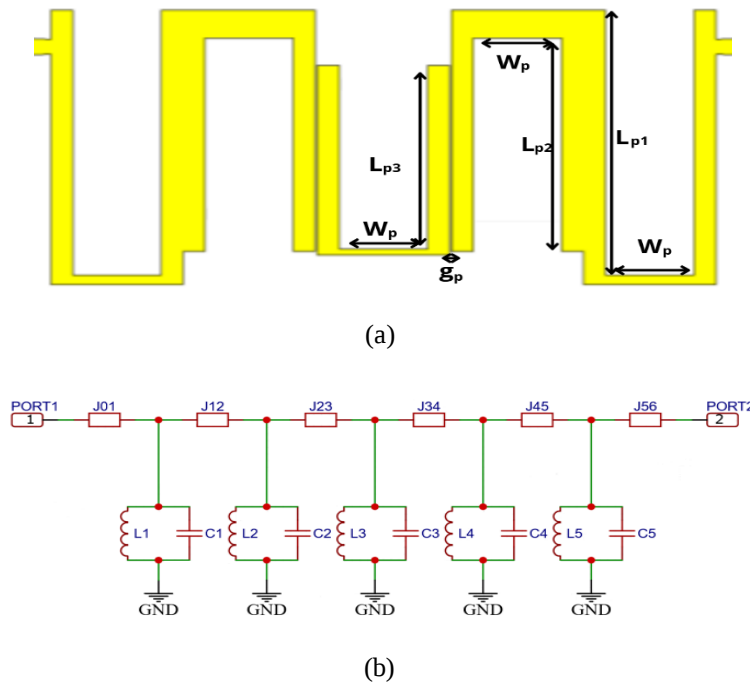


Figure IV. 35. Les dimensions des pins (a) et son circuit équivalent circuit (b)

La Figure IV.35 (a) présente la structure micro-ruban en cuivre du filtre hairpin proposé, composée de cinq segments en U de dimensions variables. Les broches 1 et 5, situées aux extrémités de la structure, possèdent chacune une longueur L_{p1} , une largeur W_p et une épaisseur de trace interne E_{p1} . Les broches 2 et 4, placées respectivement à proximité des broches 1 et 5, sont légèrement plus courtes avec une longueur L_{p2} , la même largeur W_p , mais une épaisseur interne plus importante E_{p2} . Au centre de la configuration, la broche 3 est séparée symétriquement par un fin espace de g_p et présente une longueur L_{p3} , une largeur identique W_p , et une épaisseur interne réduite E_{p3} . Comme l'illustre la Figure IV.35 (b), chaque résonateur en U peut être modélisé par un circuit équivalent LC, traduisant son comportement résonant. L'interaction entre broches adjacentes est représentée par des éléments de type inverseur J, qui modélisent le couplage électromagnétique et permettent d'obtenir la réponse globale du filtre.

Dimension	Description	Valeur (mm)
W_p	Largeur du pin	3.017
L_{p1}	Longueur du pin 1 et 5	7.4
L_{p2}	Longueur du pin 2 et 4	6.5
L_{p3}	Longueur du pin 3	5.1
g_p	Gap en les pins	0.04
E_{p1}	Épaisseur du pin 1/5	0.3
E_{p2}	Épaisseur du pin 2/4	0.6
E_{p3}	Epaisseur du pin 3	0.15

Tableau IV.8. Les dimensions des pins du filtre hairpin.

2. La structure de l'alimentation et des stubs:

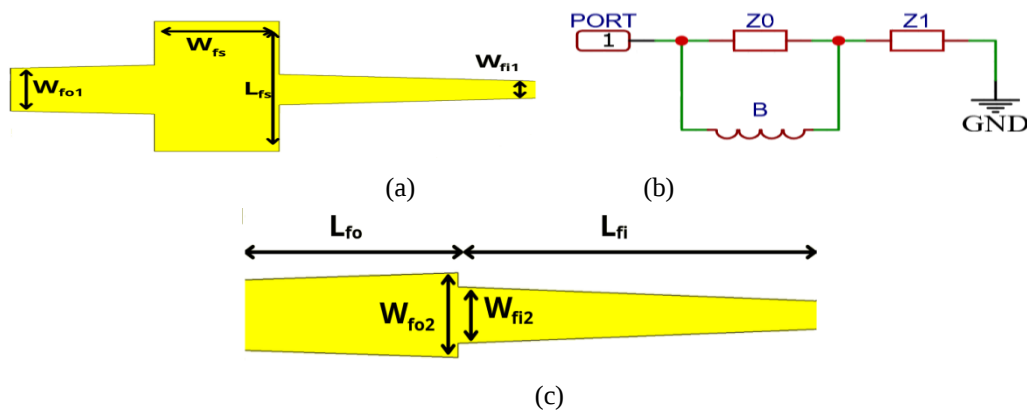


Figure IV. 36. La structure d'alimentation avec les stubs (a) Le circuit équivalent (b) et sans les stubs (c).

La Figure IV.36 (a) illustre la structure de la ligne d'alimentation microruban du filtre. Elle se compose de deux segments principaux : le premier (longueur L_{fo}) est une transition de largeur (allant de W_{fo1} à W_{fo2}) ; le second (longueur L_{fi}) possède une géométrie complexe avec des largeurs W_{fi1} et W_{fi2} . Un stub rectangulaire (L_{fs} , W_{fs}) est associé à ces segments, créant une discontinuité d'impédance destinée à améliorer l'adaptation. Le circuit équivalent de cette configuration (Figure IV.36 (b)) modélise l'effet du stub comme une composante réactive en dérivation (B) ajoutée à l'impédance de ligne (Z_0).

Enfin, la Figure IV.36 (c) montre la version initiale de la ligne d'alimentation (sans le stub), permettant de visualiser la différence de performance électrique apportée par cette modification.

Dimension	Description	Valeur (mm)
L_{fo}	Longueur feed externe	3
W_{fo1}	Largeur feed externe 1	1
W_{fo2}	Largeur feed externe 2	1.2
L_{fi}	Longueur feed interne	5
W_{fi1}	Largeur feed interne 1	0.4
W_{fi2}	Largeur feed interne 2	0.7
L_{fs}	Longueur stub	3.04
W_{fs}	Largeur stub	1.9

Tableau IV.9. Les dimensions de l'alimentation micro-ruban et les stubs.

3. La structure de l'élément parasite.

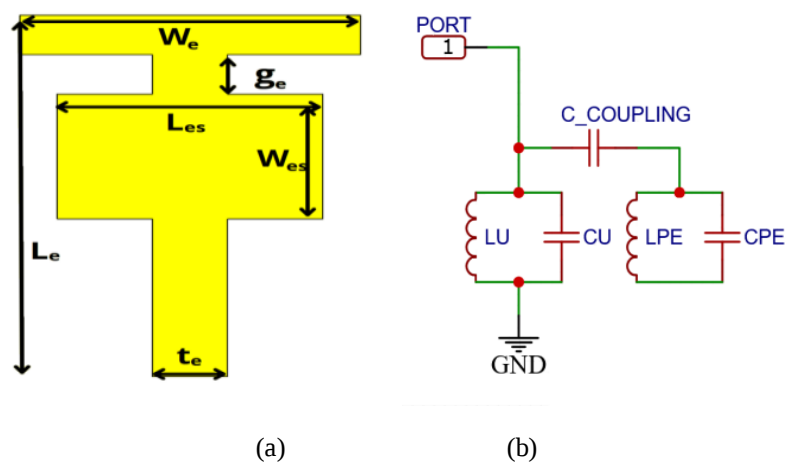


Figure IV. 37. La structure (a) et le circuit équivalent (b) de l'élément parasite.

La Figure IV.37 (a) illustre la géométrie de l'élément métallique parasite intégré à proximité de chaque broche, communément appelé résonateur parasite. La structure est composée de trois sections rectangulaires : l'élément supérieur, d'une largeur totale W_e et d'une largeur de piste de g_e ; un rectangle central situé en dessous et séparé par un espace de g_e , de dimensions L_{es} et W_{es} ; et enfin une bande verticale en forme d'épine reliant les deux parties, de dimensions t_e et L_e , correspondant à la hauteur totale du résonateur parasite. Le circuit équivalent, présenté dans la Figure IV.37 (b), est constitué d'une paire inductance-capacité (LPE, CPE) couplée de manière capacitive au circuit LC principal de la broche, le couplage étant assuré par l'espace de séparation entre la broche et l'élément parasite.

Dimension	Description	Valeur (mm)
L_e	Longueur de l'élément	2.75
W_e	Largeur de l'élément	2.1
g_e	Gap de l'élément	0.3
L_{es}	Longueur rectangle	1.8
W_{es}	Largeur rectangle	0.95
t_e	Largeur bande de l'élément	0.4

Tableau IV.10: Les dimensions de l'élément parasite.

IV.6.3 Résultats et validation :

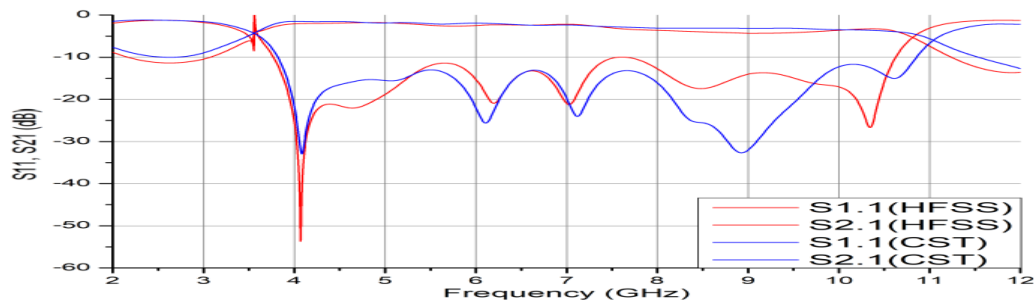


Figure IV. 38. Le S11 et S21 du filtre Proposé sur CST et HFSS.

Nombre de pics	Pics(dB)	Fréquences (GHz)
1 ^{er} pic	-32.94	4.08
2 ^e pic	-25.6	6.1
3 ^e pic	-24.03	7.11
4 ^e pic	-32.68	8.93
5 ^e pic	-15.02	10.6

Tableau IV.11. Les résultats simulés du filtre hairpin sur CST MWS.

Nombre de pics	Pics(dB)	Fréquences (GHz)
1 ^{er} pic	-45.14	4.07
2 ^e pic	-20.45	6.2
3 ^e pic	-21.28	7.01
4 ^e pic	-17.34	8.49
5 ^e pic	-26.2	10.33

Tableau IV.12. Les résultats simulés du filtre hairpin sur Ansys HFSS.

Les résultats de simulation du filtre (Figure IV.38) montrent une excellente corrélation entre les deux logiciels, CST Microwave Studio et Ansys HFSS. Concernant la transmission (S21) : Les deux simulations prédisent une bande passante ULB quasi identique :

- CST : 101,36 % (de 3,6 GHz à 11 GHz)
- HFSS : 102,09 % (de 3,5 GHz à 10,8 GHz)

Dans les deux cas, une légère augmentation des pertes (diminution de la transmission) est observée vers les hautes fréquences, mais les performances restent conformes aux exigences UWB. Concernant l'adaptation (S11) : Les deux logiciels confirment le comportement multi-pôles attendu du filtre.

- CST (Tableau IV.10) identifie quatre à cinq pics de résonance distincts.
- HFSS (Tableau IV.11) montre cinq pics bien définis.

Ces pics, en particulier les première et quatrième résonances, assurent une bonne adaptation sur l'ensemble du spectre UWB.

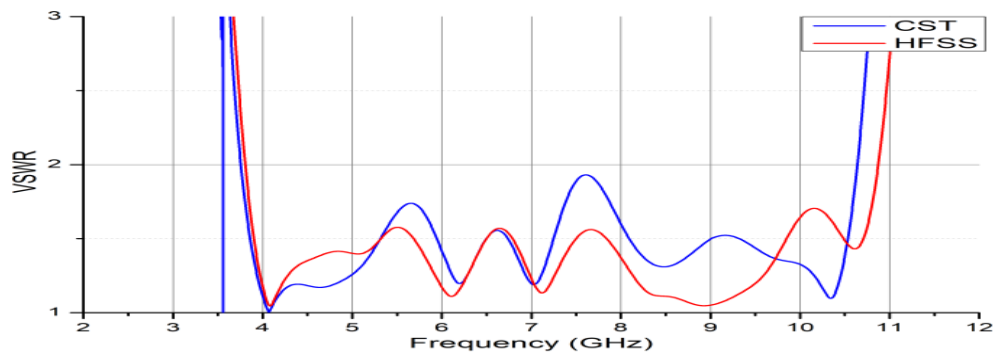


Figure IV. 39. La ROS du filtre Proposé sur CST et HFSS.

Une analyse comparative des résultats de CST et HFSS (Figure IV.38) révèle des différences mineures. HFSS prédit une perte de retour (S_{11}) plus prononcée sur les premier et cinquième pics, tandis que CST montre une résonance plus marquée sur le quatrième pic.

Malgré ces écarts, les deux simulations satisfont pleinement aux critères de performance. Les paramètres de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}) respectent les exigences de la bande UWB, démontrant la robustesse de la conception.

De plus, la Figure IV.39 montre que la réponse en VSWR est presque identique dans les deux outils. Les valeurs restent inférieures à 2 sur toute la bande passante, ce qui confirme la bonne adaptation d'impédance au port d'entrée et un minimum de puissance réfléchi.

A. Les résultats de l'alimentation et des stubs:

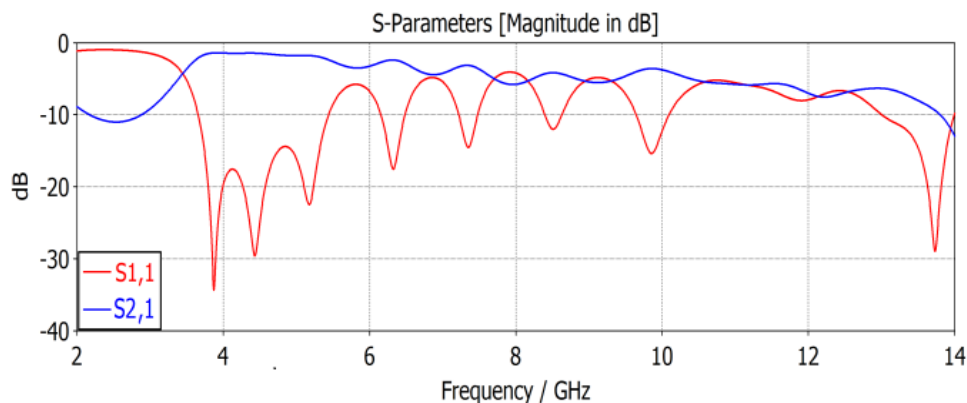


Figure IV. 40. Le S_{11} et S_{21} du filtre hairpin sans les stubs

Plus précisément, la bande passante opérationnelle est réduite à 44 %, couvrant la plage 3,5–5,5 GHz comme illustré en Figure IV.40. Cette plage demeure techniquement classée comme ultra-large bande, mais elle reste sensiblement inférieure à la bande passante de 101 % obtenue dans la conception finale. De plus, la perte de retour (S_{11}) se dégrade fortement en l'absence des *stubs*, ne permettant qu'une bande partielle active, tandis que le reste du spectre est progressivement rejeté.

B. Les résultats de l'élément parasite:

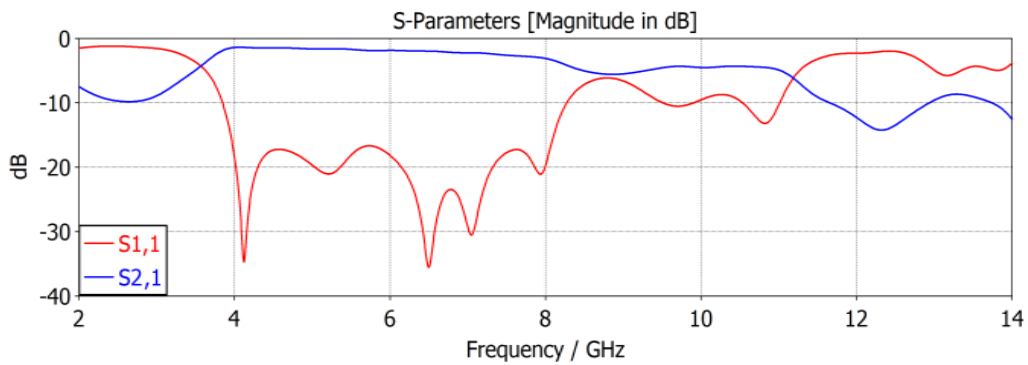


Figure V. 41. S11 et S21 du filtre hairpin sans l'élément parasite.

Le rôle de ces résonateurs parasites dans l'élargissement de la bande passante est démontré en Figure IV.41, qui présente la réponse du filtre en leur absence. Sans les éléments parasites, la bande passante opérationnelle est réduite à 83,33 %, couvrant la plage de 3,6 GHz à 8,3 GHz. Bien que cette plage demeure classée comme ultra-large bande selon les normes de la FCC, les résultats révèlent un compromis moins équilibré entre bande passante et niveau de transmission. À l'inverse, l'intégration de cinq résonateurs parasites étend de manière notable la limite supérieure de la bande et améliore la régularité de la transmission, permettant ainsi d'obtenir une couverture spectrale plus efficace tout en maintenant des caractéristiques acceptables en termes de perte de retour et de transmission de puissance.

IV.6.4 Réalisation et test :

Le filtre hairpin ULB proposé a été fabriqué en utilisant des techniques standards de réalisation de circuits imprimés (PCB), comme illustré en Figure IV.42. La structure a été réalisée sur un substrat FR-4 de dimensions $31,2 \times 9,32 \text{ mm}^2$. Une vue de dessus du prototype ainsi que son schéma de disposition physique sont présentés à titre de référence.



Figure IV. 42. Le filtre proposé réalisé.

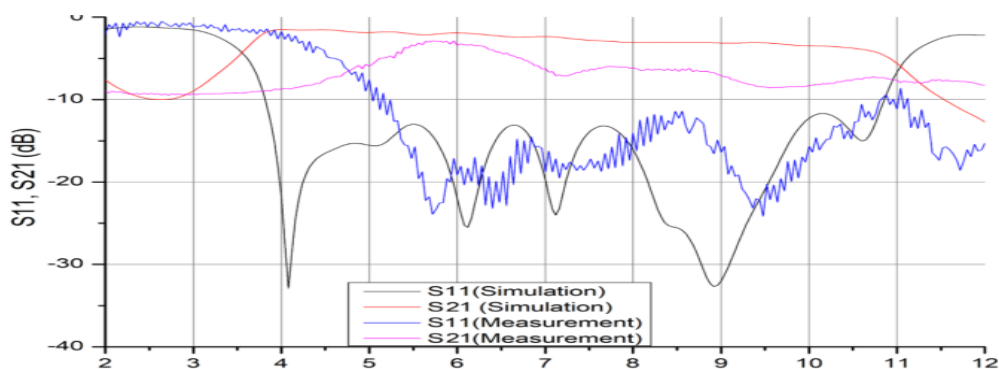


Figure IV. 43. La comparaison du S11 et S21 du filtre proposé entre la simulation et la mesure.

La Figure IV.43 compare les paramètres S simulés et mesurés du filtre. Bien que le comportement spectral global soit cohérent, la bande passante mesurée est réduite en raison d'un décalage fréquentiel dans la partie basse. Plus précisément, le point de croisement entre S11 et S21 est observé à 4,82 GHz dans les mesures, contre 3,6 GHz dans les simulations. Aux fréquences plus élevées, les deux réponses convergent à proximité de 11 GHz, aboutissant à une bande passante mesurée de 78,13 %, inférieure à la valeur simulée de 101,36 %. Quatre pics de résonance sont relevés dans la réponse S11, comme indiqué dans le Tableau IV.12.

Nombre de pics	Pics (dB)	Fréquence (GHz)
1 ^{er} pic	-24.83	5.7
2 ^e pic	-24.02	6.45
3 ^e pic	-19	7.15
4 ^e pic	-24.77	9.5

Tableau IV.13. Les résultats de la mesure du filtre proposé.

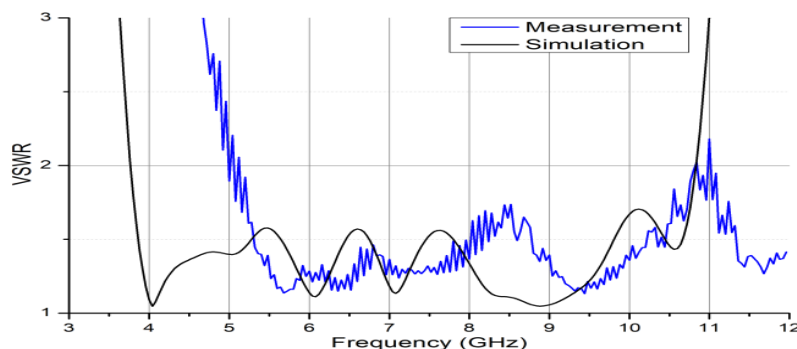


Figure IV. 44. La comparaison du ROS du filtre proposé entre la simulation et la mesure.

La courbe du VSWR mesurée, présentée en Figure IV.44, confirme par ailleurs les performances large bande du prototype, avec des valeurs inférieures à 2 sur l'intervalle 4,82–11 GHz. Cela traduit une adaptation d'impédance efficace et une faible réflexion sur l'ensemble de la bande passante.

Dans l'ensemble, les résultats expérimentaux montrent un bon accord avec les prédictions issues des simulations, malgré quelques écarts mineurs tels qu'un décalage fréquentiel et une réduction de la bande passante. Ces divergences sont principalement attribuées aux tolérances de fabrication, liées en particulier à la précision limitée des outils de prototypage disponibles. Néanmoins, le filtre demeure conforme aux exigences ULB et le prototype démontre des performances fiables, adaptées à des applications pratiques en ULB.

IV.6.5 Conclusion du filtre hairpin :

Le filtre hairpin proposé combine miniaturisation et performances ULB, en intégrant des résonateurs parasites et des stubs pour optimiser la bande passante sur un substrat FR-4. La méthodologie de conception, validée par des simulations croisées (CST et HFSS), a consisté à analyser l'impact de chaque composant avant d'arriver à l'architecture finale. Le prototype a ensuite été fabriqué et mesuré à l'aide d'un PNA, confirmant des résultats satisfaisants et conformes aux normes UWB de la FCC.

Ce travail ouvre la voie à des optimisations futures. Les perspectives incluent l'amélioration de l'adaptation (S_{11}) et la réduction des pertes d'insertion (S_{21}). Des pistes spécifiques pourraient être l'intégration de structures DGS (Defected Ground Structures) pour augmenter la sélectivité en bande coupée, ou l'utilisation de substrats à plus haute permittivité pour une miniaturisation plus poussée.

IV.7 Conclusion :

Le chapitre IV a démontré, à travers l'étude de cas concrets, l'utilité cruciale des structures avancées et hybride dans la conception de composants hyperfréquences modernes. L'objectif n'était plus seulement de concevoir des antennes ou des filtres, mais de les optimiser pour des performances (ULB, bi-bande, rejet de bande) impossibles à atteindre avec des topologies simples. L'utilité des travaux présentés est:

1. *Dépassement des Limites (ULB)*: Les études sur l'antenne hexagonale (IV.2), l'antenne en Y (IV.3) et le filtre hairpin (IV.6) ont montré comment l'ajout stratégique de fentes, de stubs et de résonateurs parasites permet de transformer des structures fondamentalement bande étroite en dispositifs Ultra Large Bande (ULB) performants.
2. *Contrôle Spectral (Rejet de Bande)*: Les travaux sur l'antenne CPW (IV.4) et le filtre SIW (IV.5) ont prouvé l'efficacité des DGS (Defected Ground Structures) et des CSRR (Complementary Split Ring Resonators) pour sculpter la réponse en fréquence. L'utilité ici est double : non seulement créer une large bande passante, mais aussi y insérer des bandes de réjection ciblées (ex: pour supprimer le WLAN), une nécessité pour la coexistence spectrale.
3. *Validation de la Méthodologie Hybride*: Ce chapitre a validé une méthodologie de conception moderne. En partant d'articles de référence, chaque étude a proposé une modification (hybridation), l'a validée par simulation (CST, HFSS) et, dans le cas final, l'a confirmée par une mesure physique (PNA).

En conclusion, ce chapitre a fourni un catalogue de solutions techniques dont l'utilité est de donner des outils nécessaires pour miniaturiser les composants, élargir leur bande passante et contrôler précisément leurs réponses spectrales.

Référence et bibliographies:

- [1] T.Khiat, Y. Bekri. (Dec. 2021) “ Hexagonal monopole patch antenna with a circular parasitic resonator for UWB, X-band, Ku-band, WLAN and WiMAX applications“ Conférence Nationale sur les Télécommunications et ses Applications.
- [2] A.H.Majeed, K. H. Sayidmarie, F. M. A. Abdussalam, R. A. Abd-Alhameed and A. Alhaddad, (2015) “A microstrip-fed pentagon patch monopole antenna for ultra-wideband applications,” 6th International conference on Internet Technologies and Applications (ITA), Wrexham,Wales,UK 1 452-456. DOI:[10.1109/ITechA.2015.7317446](https://doi.org/10.1109/ITechA.2015.7317446).
- [3] Ahmed Benomar, (2015) « Etude des antennes a résonateur diélectrique, Applications aux réseaux de télécommunications. » Thesis34 – 76. <http://www.theses.fr/2015LIMO0025>
- [4] Fan, S.-T., Zheng, S.-F., Cai, Y.-M., Yin, Y.-Z., Hu, Y.-J., & Yang, J. H., (2013) ““DESIGN OF A novel wideband loop antenna with parasitic resonators”, Progress In Electromagnetics Research Letters, 37, 47–54. DOI:10.2528/pier12112903
- [5] T. Khiat, Y. Bekri. (Nov. 2021) “Novel Y-shaped dipole Antenna with Stubs for UWB applications“, 1st International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences. Vol 1 pp 772.
- [6] Rahman, S., Alam, S., Haque, M., Siddique, N. S., & Sagor, M. H. (2018) “Transparent and Flexible V-Shaped Antenna for 5G Wireless Applications.” *12th European Conference on Antennas and Propagation*.
- [7] Fan, Z., Qiao, S., Jiang Tao, H.-F., & Ran, L.-X. (2007) “A miniaturized printed dipole antenna with V-shaped ground for 2.45 GHz RFID readers.” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 71,pp. 149–158.
- [8] T. Khiat, Y. Bekri. (May 2022) “A Novel CPW-fed Hexagonal Monopole Patch Antenna with Slots for UWB Applications “, 1st International Conference on Engineering and Applied Natural Sciences, Vol 1 pp 82.
- [9] Rafique, U., Din, S. ud, & Khalil, H. (2021). Compact CPW-fed super wideband planar elliptical antenna. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 13(4), 407–414. doi:10.1017/S175907872000121X
- [10] Khiat T., Bekri Y. (2024). "A Novel notched SIW filter with combination of DGS dumbbell and Circular SRR for UWB applications." IEEE 2nd international conferece on electrical enginnering and automatic control (IEEE ICEEAC'2024), Setif, Algeria, pp. 1-6, doi: [10.1109/ICEEAC61226.2024.10576276](https://doi.org/10.1109/ICEEAC61226.2024.10576276).
- [11] F. Ferreira, M. Feldman, G. Bulla, V. Brusamarello and I. Müller, (July 2023) “Compact Near Field Wireless Energy Transfer Systems Using Defected Ground Structures,” *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 3, pp. 951-961.
- [12] “Introduction to DGS: The Concept and Evolution,” (2022), pp. 1-33.
- [13] Smith, D. R., Padilla, W. J., Vier, D. C., Nemat-Nasser, S. C., & Schultz, S. (2000) “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity.” *Physical review letters*, vol. 84, pp. 4184–4187.
- [14] Saktioto, Yan Soerbakti, Romi Fadli Syahputra, Moh. Danil Hendry Gamal, Dedi Irawan, Emansa Hasri Putra, Rizadi Sasmita Darwis, Okfalisa. (2022) “Improvement of low-profile microstrip antenna performance by hexagonal-shaped SRR structure with DNG metamaterial characteristic as UWB application,” *Alexandria Engineering Journal*, vol. 61, pp. 4241-4252.
- [15] V. Met, (October 1959) “Absorptive Filters for Microwave Harmonic Power,” *Proceedings of the IRE*, vol. 47, pp. 1762-1769.
- [16] Deslandes, D., & Wu, K. (January 2002) “Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components.”32nd European Microwave Conference, pp. 1-4.
- [17] Li, W., Tang, Z., & Cao, X. (2017) “Design of a SIW Bandpass Filter Using Defected Ground Structure

with CSRRs.” *Active and Passive Electronic components*.

- [18] Nwajana, A. O., Dainkeh, A., & Yeo, K. S. K. (2017) “Substrate Integrated Waveguide (SIW) Bandpass Filter with Novel Microstrip-CPW-SIW Input Coupling.” *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 16, pp. 393–402.
- [19] Bozzi, M., Georgiadis, A., & Wu, K. (2011) “Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas.” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 5.
- [20] T.Khiat, Y. Bekri, O. A. Safer, (July 2025) “A Novel Compact Hairpin Filter with Parasitic Element and Stubs Dedicated for UWB Applications“, *International Journal of Microwave and Optical technology*, Vol 20 issue 4, pp 333-340.
- [21] G. L. Matthaei, G. L. Young, and E. M. T. Jones, (January 1957) “Microwave filters for communication systems,” *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 5, no. 4, pp. 228-237.
- [22] C. Chireix, G. Métropoulos, and S. Toutain, (Dec. 1998) “A new ultra-wideband filter using hairpin resonators,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 8, no. 12, pp. 880-882.
- [23] W. Menzel, A. Knopp, and F. Küppers, (Jan. 1999) “Ultra-wideband filters with hairpin resonators,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 2, pp. 245-253.
- [24] F. Wang, L. Ke, X. Yin, N. Yu and Y. Yang, (August 2021) “Compact TSV-Based Hairpin Bandpass Filter for Thz Applications,” in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 132078-132083.
- [25] G. Sharma, P. Sudhir, S. Bhullar, and N. Kumar, (April 2014) “Design and simulation of compact hairpin band pass filter,” *International Journal of Modern Communication Technologies & Research*, vol. 2, no. 4, pp. 62–64.

Conclusion générale:

L'enjeu de cette recherche a porté sur la conception et l'optimisation de composants hyperfréquences (antennes et filtres) pour le domaine applicatif de l'Ultra Large Bande. L'objectif visé était de proposer des structures performantes et compactes, en adéquation avec les nécessités des systèmes de communication modernes, ce qui impose un équilibre rigoureux entre les contraintes technologiques et les exigences applicatives.

L'analyse contextuelle a d'abord permis de confirmer le potentiel considérable de la technologie ULB, illustré par la diversité de ses domaines d'application, qui s'étendent des communications à haut débit aux radars de localisation et à l'imagerie médicale. Parallèlement, cette étude a souligné les défis majeurs inhérents à son exploitation, notamment la problématique de la coexistence spectrale avec les systèmes existants, le respect des limitations de puissance imposées par les normes internationales, et l'impératif de miniaturisation des dispositifs sans dégradation des performances.

L'étude a porté une attention particulière aux composants passifs (résonateurs diélectriques, SRR/CSRR, DGS). Elle a également souligné le rôle crucial des substrats micro-ondes : l'analyse de ces derniers a mis en évidence leur implication directe dans le compromis entre coût, pertes diélectriques et stabilité. La maîtrise de ces éléments (composants et substrats) est donc essentielle pour optimiser les performances et atteindre les objectifs de miniaturisation.

La démarche méthodologique a reposé sur l'étude des paramètres essentiels des antennes (impédance d'entrée, coefficient de réflexion, largeur de bande, etc.). L'utilisation de simulations électromagnétiques avancées a été déterminante pour consolider la compréhension de ces concepts, servant de pont entre les modèles théoriques et les performances pratiques pour orienter les décisions de conception.

Le cœur de nos contributions réside dans la proposition de plusieurs topologies originales d'antennes et de filtres ULB, dont les performances ont été validées par simulation. L'intégration de techniques avancées, telles que l'ajout de fentes, de stubs, l'emploi de structures DGS ou de résonateurs SRR/CSRR, a démontré l'aptitude de ces structures à améliorer

significativement la bande passante, le gain et la directivité, tout en répondant à l'objectif de miniaturisation. Les résultats obtenus confirment la pertinence de ces approches pour satisfaire les exigences actuelles des systèmes sans fil ULB et ouvrent des perspectives prometteuses quant à leur intégration au sein de dispositifs plus complexes.

Pour conclure, cette recherche valide une approche cohérente allant de la théorie aux conceptions innovantes, apportant une contribution significative au domaine des antennes et filtres ULB compacts. Les perspectives futures s'orientent vers l'optimisation multi-objectifs, la reconfigurabilité (fréquentielle/spatiale) et l'intégration au sein de systèmes embarqués ULB (communication, détection, imagerie).

Liste des Publications

Revue Internationale :

- 1) T.Khiat, Y. Bekri, O. A. Safer, (July 2025) “A Novel Compact Hairpin Filter with Parasitic Element and Stubs Dedicated for UWB Applications“, International Journal of Microwave and Optical technology, Vol 20 issue 4, pp 333-340.

Conférence Internationale :

- 2) T. Khiat, Y. Bekri. (Nov. 2021) “Novel Y-shaped dipole Antenna with Stubs for UWB applications“, 1st International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences. Vol 1 pp 772.
- 3) T. Khiat, Y. Bekri. (May 2022) “A Novel CPW-fed Hexagonal Monopole Patch Antenna with Slots for UWB Applications “, 1st International Conference on Engineering and Applied Natural Sciences, Vol 1 pp 82.
- 4) Khiat T., Bekri Y. (2024). *”A Novel notched SIW filter with combination of DGS dumbbell and Circular SRR for UWB applications.”* IEEE 2nd international conferece on electrical enginnering and automatic control (IEEE ICEEAC’2024), Setif, Algeria, pp. 1-6, doi: [10.1109/ICEEAC61226.2024.10576276](https://doi.org/10.1109/ICEEAC61226.2024.10576276).

Conférence Nationale :

- 5) T.Khiat, Y. Bekri. (Dec. 2021) “ Hexagonal monopole patch antenna with a circular parasitic resonator for UWB, X-band, Ku-band, WLAN and WiMAX applications“ Conférence Nationale sur les Télécommunications et ses Applications.

Résumé:

Cette recherche est centrée sur la technologie Ultra Large Bande (ULB), une méthode de transmission radiofréquence permettant d'envoyer des données à très haut débit tout en consommant très peu d'énergie. Cette technologie est pertinente pour des applications variées, allant du secteur militaire au domaine médical.

L'objectif principal de ce projet était de concevoir et de réaliser de nouveaux composants hyperfréquences ULB. L'accent a été mis sur la compacité, en développant des dispositifs sur des structures planes pour réduire leur taille tout en respectant ses critères de performance stricts, tel que sa bande passante très large, son gain, et un bon fonctionnement malgré un facteur de forme réduit.

Les analyses et les tests effectués ont confirmé que ces dispositifs présentent de hautes performances, validant ainsi l'approche de conception utilisée.

Mots clés : Antennes patch, Filtres compact, Micro-ondes, Résonateurs, Ultra large bande

Absract:

This research focuses on Ultra-Wideband (UWB) technology, a radiofrequency transmission method that allows for sending data at very high speeds while consuming very little energy. This technology is relevant for various applications, ranging from the military to the medical sector.

The main objective of this project was to design and implement new UWB microwave components. Emphasis was placed on compactness, developing devices on planar structures to reduce their size while adhering to strict performance criteria, such as its very wide bandwidth, gain, and proper operation despite a reduced form factor.

The analyses and tests performed confirmed that these devices exhibit high performance, thus validating the design approach used.

Keywords: Patch antennas, Compact filters, Microwave, Resonators, Ultra-Wideband (UWB).

ملخص:

يركز هذا البحث على تقنية النطاق فائق العرض (UWB) وهي طريقة إرسال بالترددات الراديوية تسمح بإرسال البيانات بسرعات عالية جدًا مع استهلاك طاقة قليل جدًا. تُعد هذه التقنية ملائمة لتطبيقات متنوعة، تتراوح من القطاع العسكري إلى المجال الطبي،

كان الهدف الرئيسي لهذا المشروع هو تصميم وتصنيع مكونات جديدة تعمل بالترددات العالية (hyperfréquences) ضمن النطاق فائق العرض. تم التركيز على الحجم الصغير (الاكتناز)، من خلال تطوير أجهزة على هياكل مسطحة لتقليل حجمها، مع الالتزام بمعايير الأداء الصارمة الخاصة بها، مثل عرض النطاق الترددي الواسع جدًا، والكسب (gain)، والتشغيل الجيد على الرغم من عامل الشكل الصغير.

وقد أكدت التحليلات والاختبارات التي أجريت أن هذه الأجهزة تُظهر أداءً عاليًا، مما يثبت صحة نهج التصميم المستخدم.

الكلمات المفتاحية: هوائيات رقيقة، مرشحات مدمجة، موجات دقيقة، رنانات، النطاق فائق العرض