

Université du Québec  
Institut National de la Recherche scientifique  
Centre Énergie Matériaux Télécommunications

## **SYSTÈME D'ANTENNE INTÉGRÉ POUR LES APPLICATIONS MICRO-ONDES ET ONDES MILLIMÉTRIQUES**

Par  
Amar Benhocine

Mémoire ou thèse présentée pour l'obtention du grade de  
Maître ès sciences (M. Sc.)  
En télécommunications

### **Jury d'évaluation**

Président du jury et  
Examineur interne

Serioja Ovidiu Tatu  
INRS

Examineur externe

Halim Boutayeb  
Département d'informatique et  
d'ingénierie  
Université du Québec en Outaouais

Directeur de recherche

Tayeb A. Denidni  
INRS



## REMERCIEMENTS

---

Je voudrais tout d'abord adresser toute ma gratitude, à mon encadreur Prof. Tayeb A. Denidni, pour sa patience, sa disponibilité, qui n'a cessé de me prodiguer ses précieux conseils. Il a su me soutenir et me motiver dans toutes mes démarches, s'intéressant de près à mes résultats et m'encourageant à persévérer. Je remercie également les membres de jury d'avoir accepté d'évaluer ce travail.

Je voudrais aussi témoigner ma gratitude envers Abdelkader Zerfaine et Arun Kesavan, pour leur aide et leurs conseils et à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail. Je finirais ces remerciements par ceux que j'adresse à mes parents qui m'ont accompagné, aidé, soutenu et encouragé tout au long de ces années d'études.

## RÉSUMÉ

---

Dans le cadre de ma maîtrise, j'ai proposé un système d'antennes intégré utilisant un seul substrat, alimenté par un guide d'onde coplanaire (CPW). Ce système est composé de deux antennes : une antenne ultra-large (ULB) et une antenne millimétrique. Pour intégrer l'antenne millimétrique, la distribution du courant de l'antenne ultra-large a été exploitée. En l'intégrant dans une zone où le courant de surface est faible, on a optimisé l'usage de la surface du substrat. Ces antennes ont des coefficients de réflexion inférieurs à -10 dB, aux bandes de fréquences de 3,1 à 10,6 GHz pour l'antenne ultra-large et de 27,7 à 28,8 GHz pour l'antenne millimétrique. Par la suite, nous avons procédé à une amélioration de notre antenne millimétrique pour y intégrer à sa place un réseau d'antennes millimétrique. Cette modification a permis d'atteindre un gain de 10 dBi. L'isolation entre l'antenne millimétrique et l'antenne ultra-large, ainsi que leur gain et leur diagramme de rayonnement les rendent souhaitables pour des applications en communication sans fil en intérieurs. L'antenne (ULB) pourrait servir à la détection du spectre, tandis que l'antenne millimétrique pourrait servir aux applications 5G.

Mots-clés : ULB, 5G, radio cognitive, CPW , Onde millimétrique.

## ABSTRACT

---

As part of my master's degree, I have proposed an integrated antenna system using a single substrate, feed by a coplanar waveguide (CPW). This system is composed of two antennas: an ultra-wide antenna (UWB) and a millimeter antenna. To integrate the millimeter antenna, the current distribution of the ultra-wide antenna was explored. By integrating the mm-wave antenna in the area where the surface current is low, we have optimized the use of the surface of the substrate. These antennas have reflection coefficients of less than -10 dB, at the frequency bands from 3.1 to 10.6 GHz for the ultra-wide antenna and from 27.7 to 28.8 GHz for the millimeter antenna. Thereafter, the position of the millimeter-wave antenna was optimized. This modification achieves a gain of 10 dBi. The isolation between the millimeter-wave antenna and the ultra-wide antenna, as well as their gain and radiation pattern, make them suitable for indoor wireless communication applications. The antenna (UWB) could be used for spectrum sensing, while the millimeter antenna could be used for 5G applications.

Keywords : UWB, 5G, cognitive radio, CPW, millimeter wave.



# TABLE DES MATIÈRES

---

REMERCIEMENTS.....	III
RÉSUMÉ.....	IV
ABSTRACT.....	V
TABLE DES MATIÈRES .....	VII
LISTE DES FIGURES.....	IX
LISTE DES TABLEAUX .....	XIII
LISTE DES ÉQUATIONS .....	XIV
LISTE DES ABRÉVIATIONS .....	XV
<b>1 INTRODUCTION .....</b>	<b>XVI</b>
<b>2 ANTENNES INTÉGRÉES .....</b>	<b>19</b>
2.1 INTRODUCTION .....	19
2.2 EXIGENCES DES SYSTÈMES ULB.....	22
2.3 DÉFINITION DES SIGNAUX LARGE BANDE .....	23
2.4 CARACTÉRISTIQUES DE L'ANTENNE ULB.....	27
2.5 ANTENNE LARGE BANDE.....	30
2.5.1 <i>Les antennes directionnelles</i> .....	32
2.5.2 <i>Antennes monopole omnidirectionnel</i> .....	33
2.5.3 <i>Antennes microruban omnidirectionnel</i> .....	33
2.5.4 <i>Antennes alimentation par guide d'onde coplanaire (CPW)</i> .....	34
2.5.5 <i>Antenne ULB avec réjection de bande</i> .....	36
2.5.6 <i>Antennes à bande étroite reconfigurable</i> .....	37
2.5.7 <i>Antennes ULB et bande étroite reconfigurable</i> .....	38
2.5.8 <i>Systèmes d'antennes ULB et bande étroite à deux ports intégrés</i> .....	40
2.6 SYSTÈMES D'ANTENNES À PORTS MULTIPLES À BANDE ULTRA-LARGE ET À BANDE ÉTROITE BANDE INTÉGRÉE .....	41
2.7 CONCLUSION.....	42
<b>3 ANTENNE LARGE BANDE MICRO-ONDES ET ANTENNE INTÉGRÉE MILLIMÉTRIQUE .....</b>	<b>43</b>
3.1 INTRODUCTION .....	43
3.1.1 <i>Conception d'une antenne ULB avec alimentation CPW</i> .....	43
3.2 CONFIGURATION DU PROTOTYPE .....	44
3.2.1 <i>Architecture de l'antenne ULB</i> .....	44
3.2.1 <i>Étude et Architecture de l'antenne millimétrique</i> .....	46
3.3 PREMIER PROTOTYPE ANTENNE ULB ET ANTENNE MILLIMÉTRIQUE .....	48
3.3.1 <i>Mesures et analyses</i> .....	50
3.3.2 <i>Mesures de l'antenne ultra-large bande</i> .....	51

3.3.1	<i>Distribution du courant de surface</i> .....	52
3.3.2	<i>Diagrammes de rayonnement de l'antenne ULB à 3.5, 5.5, 8 et 10.5 GHZ</i> .....	53
3.3.3	<i>Analyse des diagrammes de rayonnements</i> .....	55
3.3.4	<i>Gain en fréquence de l'antenne à large bande</i> .....	56
3.3.5	<i>Antenne millimétrique</i> .....	57
3.3.6	<i>Diagrammes de rayonnement de l'antenne millimétrique à 28 GHz</i> .....	58
3.3.7	<i>Isolation des antennes large bande et antenne millimétrique</i> .....	59
3.4	SECOND PROTOTYPE ANTENNE ULB ET RÉSEAU D'ANTENNES MILLIMÉTRIQUE .....	61
3.4.1	<i>Architecture du réseau d'antennes</i> .....	61
3.4.2	<i>Réseau d'antennes proposé</i> .....	62
3.4.3	<i>Mesures et analyses</i> .....	64
3.4.1	<i>Diagrammes de rayonnement à 28 GHz</i> .....	67
3.4.2	<i>Courant de surface</i> .....	67
3.5	TRAVAUX FUTUR ET COMPLÉMENTAIRE POUR L'ANTENNE ULB .....	68
3.6	CONCLUSION.....	68
<b>4</b>	<b>CONCLUSION</b> .....	<b>70</b>
<b>5</b>	<b>BIBLIOGRAPHIE</b> .....	<b>73</b>

## LISTE DES FIGURES

---

FIGURE 1 BANDE ÉTROITE — LARGE BANDE — ULTRA-LARGE BANDE (D'APRÈS ANVESHKUMAR, N., ET AL., 2020) .....	19
FIGURE 2 SPECTRES DE DISTRIBUTION DES FRÉQUENCES ALLOUÉES (D'APRÈS AHMED, 2011).....	19
FIGURE 3 FORMES DES SIGNAUX POUR ULTRA-LARGE BANDE ET BANDE ÉTROITE (D'APRÈS AHMED, 2011) .....	20
<b>FIGURE 4 MASK FCC POUR ULB (NIKOOKAR, 2009)</b> .....	<b>21</b>
<b>FIGURE 5 IMPULSION ULB TYPIQUE (AHMED, 2011)</b> .....	<b>23</b>
<b>FIGURE 6 TRAIN D'IMPULSIONS ULB (AHMED, 2011)</b> .....	<b>24</b>
<b>FIGURE 7 ANTENNE ÉMISSION LB — CANAL — ANTENNE RÉCEPTION LB (DUROC, 2007)</b> .....	<b>25</b>
<b>FIGURE 8 CIRCUITS ÉQUIVALENTS D'ANTENNES EN ÉMISSION ET RÉCEPTION (DUROC, 2007)</b> .....	<b>26</b>
<b>FIGURE 9 RÉPONSE TEMPORELLE POUR UNE ANTENNE À CORNET (WIESBECK, 2009)</b> .....	<b>28</b>
<b>FIGURE 10 LES ANTENNES BICONIQUES DE LODGE 1898 (SCHANTZ, 2004)</b> .....	<b>31</b>
<b>FIGURE 11 (A) ANTENNE BICONIQUE DE CARTER (B) MONOPOLE CONIQUE DE CARTER (C) ANTENNE BICONIQUE DE CARTER AVEC SUPPORTS ET DIMENSIONS (D) ANTENNE CORNET ALPIN DE CARTER ET (E) DISCONE DE KANDOIAN. (SCHANTZ, 2004)</b> .....	<b>31</b>
<b>FIGURE 12 (A) VIVALDI (B) LTSA ET (C) CWSA (ZHANG, 2017; CIHANGIR; 2010)</b> .....	<b>32</b>
<b>FIGURE 13 MONOPOLE PLANTAIRE RECTANGULAIRE (HAYOUNI, 2012)</b> .....	<b>33</b>
<b>FIGURE 14 (A) DIPÔLE IMPRIMÉ SIMPLE (10) (B) DIPÔLE A BRAS TRIANGULAIRES (11) DIPÔLE À BRAS FLÉCHIS ANTIPODAUX (NGUYEN, 2015; AWL, 2020; KNOTT, 2013)</b> .....	<b>34</b>
<b>FIGURE 15 MONOPOLE CIRCULAIRE ALIMENTÉE PAR CPW (LIANG, 2004)</b> .....	<b>34</b>
<b>FIGURE 16 ANTENNE À FENTES ALIMENTÉE PAR CPW (ANGELOPOULOS, 2006)</b> .....	<b>35</b>
<b>FIGURE 17 (A) ANTENNE A STRUCTURE FRACTALE, VUE DE FACE STRUCTURE FRACTALE (B) VUE DE DOS AVEC PLAN DE MASSE (DARIMIREDDY, 2018)</b> .....	<b>36</b>
<b>FIGURE 18 (A) ANTENNE À DOUBLES BANDES DE RÉJECTION</b> .....	<b>36</b>
<b>FIGURE 19 ANTENNES CORRECTIVES RECONFIGURABLES DE TYPE ROTATIF (TAWK, 2010)</b> .....	<b>37</b>
<b>FIGURE 20 ANTENNE RECONFIGURABLE À FENTES SEMI-CIRCULAIRES AGILES EN FRÉQUENCE (KUMAR, 2016)</b> . 38	<b>38</b>
<b>FIGURE 21 ANTENNES ULB ET BANDE ÉTROITE RECONFIGURABLE (AL-HUSSEINI, 2012)</b> .....	<b>39</b>
<b>FIGURE 22 ANTENNE ULB ET BANDES ÉTROITES BASÉES SUR DES COMMUTATEURS GAAs FET (ABOUFOUL, 2012)</b> .....	<b>39</b>

<b>FIGURE 23 ANTENNE INTÉGRÉE À BANDE ULTRA LARGE BANDE ÉTROITE DANS UNE CONFIGURATION UNIPLANAIRE (AUGUSTIN, 2012)</b> .....	40
<b>FIGURE 24 ANTENNE INTÉGRÉE À BANDE ULTRA LARGE BANDE ÉTROITE DANS UNE CONFIGURATION UNIPLANAIRE (SAHNOUN, 2015)</b> .....	40
<b>FIGURE 25 MODÈLE DE CONCEPTION D'UN SYSTÈME INTÉGRÉ AU SUBSTRAT (NB) BANDE ÉTROITE (ULB) ULTRA-LARGE BANDE (ANVESHKUMAR, 2020)</b> .....	41
<b>FIGURE 26 SYSTÈMES D'ANTENNE ULB ET BANDE ÉTROITE INTÉGRÉE À CINQ PORTS (NELLA, 2018)</b> .....	42
<b>FIGURE 27 ANTENNE ULB-CPW EN FORME V (KIM, 2004)</b> .....	44
<b>FIGURE 28 (A) FENTES EFFILÉES À GAUCHE (B) ALIMENTATION EN TRANSITION DE CPW À CPS (C) FENTE EFFILÉE À DROITE</b> .....	45
<b>FIGURE 29 PROPAGATION DU CHAMP ÉLECTRIQUE À 5.5 GHz, ZONE ENCADRÉE EN ROUGE</b> .....	45
<b>FIGURE 30 ZONE AU COURANT DE SURFACE MINIMALE</b> .....	46
<b>FIGURE 31 ANTENNE MILLIMÉTRIQUE EN FONCTION DE <math>\lambda</math> (A) DISTANCES ALIMENTATION ET ANTENNE/FENTE (B) DIMENSIONS DE L'ANTENNE (C) DIMENSION DE LA FENTE DE RÉFLEXION</b> .....	47
<b>FIGURE 32 PROPAGATION DU CHAMP ÉLECTRIQUE À 28GHz, ZONE ENCADRÉE EN BLEU</b> .....	47
<b>FIGURE 33 ANTENNE PROPOSÉE</b> .....	48
<b>FIGURE 35 PROTOTYPE FABRIQUÉ</b> .....	51
<b>FIGURE 36 COEFFICIENTS DE RÉFLEXION <math>S_{11}</math> POUR L'ANTENNE LARGE BANDE</b> .....	51
<b>FIGURE 37 DISTRIBUTIONS DU COURANT DE SURFACE (A) 3,5 (B) 10,5 GHz</b> .....	52
<b>FIGURE 38 DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT À 3,5 GHz (A) PLAN H (PLAN ZX) ET (B) PLAN E. (PLAN ZY)</b> .....	53
<b>FIGURE 39 DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT À 5,5 GHz (A) PLAN H (PLAN ZX) ET (B) PLAN E. (PLAN ZY)</b> .....	53
<b>FIGURE 40 DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT À 8 GHz (A) PLAN H (PLAN ZX) ET (B) PLAN E. (PLAN ZY)</b> .....	54
<b>FIGURE 41 DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT À 10,5 GHz (A) PLAN H (PLAN ZX) ET (B) PLAN E. (PLAN ZY)</b> .....	54
<b>FIGURE 42 GAINS EN FONCTION DE LA FREQUENCE</b> .....	56
<b>FIGURE 43 ANTENNE À FENTES 28 GHz</b> .....	57
<b>FIGURE 44 COEFFICIENTS DE RÉFLEXION <math>S_{22}</math></b> .....	57
<b>FIGURE 45 DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT À 28 GHz (A) PLAN H (PLAN ZX) ET (B) PLAN E. (PLAN ZY)</b> .....	58
<b>FIGURE 46 COURANT DE SURFACE DE L'ANTENNE MILLIMÉTRIQUE</b> .....	59
<b>FIGURE 47 COEFFICIENTS <math>S_{12}</math> ET <math>S_{21}</math> DE 3 À 11 GHz</b> .....	59

FIGURE 48 COEFFICIENTS $S_{12}$ ET $S_{21}$ DE 27 À 30 GHz.....	60
FIGURE 49 DIMENSIONNEMENTS DU SECOND PROTOTYPE (A) RÉSEAU D'ALIMENTATION (B) ANTENNE MILLIMÉTRIQUE.....	61
FIGURE 50 RÉSEAUX D'ANTENNES À 28 GHz .....	62
FIGURE 51 FIG. 49 ① & ② ALIMENTATION CPW .....	62
FIGURE 52 FIG. 49 DE ② À ⑥ EMBRANCHEMENT RÉSEAU D'ALIMENTATION.....	63
FIGURE 53 FIG. 49 ⑦ CAVITÉS DE RÉFLEXION.....	63
FIGURE 54 SSECOND PROTOTYPE FABRIQUÉ .....	64
FIGURE 55 COEFFICIENTS DE RÉFLEXION $S_{11}$ DE L'ANTENNE ULB AVEC RÉSEAU 28 GHz .....	65
FIGURE 56 ISOLATION $S_{12}$ et $S_{21}$ DE 3 À 11 GHz .....	65
FIGURE 57 COEFFICIENTS DE RÉFLEXION $S_{11}$ DU RÉSEAU D'ANTENNES 28 GHz .....	66
FIGURE 58 ISOLATION $S_{12}$ et $S_{21}$ DE 27 À 30 GHz .....	66



## LISTE DES TABLEAUX

---

TABLEAU 1	MASQUE SPECTRAL FCC POUR LES APPLICATIONS ULB (D'APRÈS ANVESHKUMAR, N., ET AL., 2020).....	21
TABLEAU 2	DIMENSIONS DE L'ANTENNE LARGE BANDE .....	49
TABLEAU 3	DIMENSIONS DE L'ANTENNE À FENTES, BANDE ÉTROITE.....	49
TABLEAU 4	DIMENSIONS DU RÉSEAU D'ANTENNES .....	64

## LISTE DES ÉQUATIONS

---

ÉQUATION 1.....	23
ÉQUATION 2.....	23
ÉQUATION 3.....	24
ÉQUATION 4.....	24
ÉQUATION 5.....	25
ÉQUATION 6.....	26
ÉQUATION 7.....	26
ÉQUATION 8.....	26
ÉQUATION 9.....	27
ÉQUATION 10.....	27
ÉQUATION 11.....	27
ÉQUATION 12.....	28
ÉQUATION 13.....	28
ÉQUATION 14.....	28
ÉQUATION 15.....	29
ÉQUATION 16.....	29
ÉQUATION 17.....	29
ÉQUATION 18.....	29
ÉQUATION 19.....	30
ÉQUATION 20.....	30
ÉQUATION 21.....	30
ÉQUATION 22.....	49

## LISTE DES ABRÉVIATIONS

---

CPW : « coplanar waveguide », guide d'onde coplanaire,

CPS : « coplanar strip line », bande coplanaire,

CR : « cognitive radio », cognitive radio,

FCC : « Federal Communications Commission », Commission fédérale des communications,

GaAsFET : « Gallium arsenide field-effect transistor », transistor à effet de champ à l'arséniure de gallium,

IoT : « Internet of Things », internet des objets

LTI : « linear time invariant systems », systèmes linéaires invariants dans le temps,

PIRE : Puissance isotrope rayonnée équivalente,

PIN Diod : « Positive Intrinsic Negative diode », diode PIN,

ULB/ULB : « Ultra-Wilde bande », ultra large bande,

Wimax : « Worldwide Interoperability for Microwave Access », Interopérabilité mondiale pour l'accès aux micro-ondes,

WLAN : « Wireless Local Area Network », Réseau local sans fil,

WMAN : « Wireless metropolitan area network », Réseau métropolitain sans fil,

TSA : « tapered slot antenna », antenne à fentes coniques,

LTSA : « linearly tapered slot antenna », antenne à fentes coniques linéaire,

CWTSA : « constant width tapered slot antenna », antenne à fentes à largeur constante,

# 1 INTRODUCTION

---

L'accélération du développement des technologies en communication sans-fil ont offert des solutions efficaces telles que le GSM, GPS et 4G, mais qui ont menés à la saturation de leurs spectres dédiés. Ainsi pour répondre à ce problème de saturation du spectre, l'utilisation des ondes millimétrique, comme la 5G, apparait comme une solution. De plus, les techniques de radio cognitive apparaissent comme une solution complémentaire, avec une gestion optimisée du spectre des micro-ondes.

Si l'intérêt des ondes millimétriques, qui permettent l'usage de bandes de fréquence non exploiter parait évident, les techniques de radio cognitive quant à elles permettent une redistribution efficace du spectre, en allouant une fréquence libre différente du spectre à chaque utilisateur, ce qui permet une gestion plus intelligente des bandes de fréquence existantes et déjà exploitées.

La commission fédérale des communications définit la radio cognitive comme : « une radio qui peut modifier les coefficients de son émetteur en fonction d'une interaction avec l'environnement dans lequel elle opère » (FCC, 2002). Ces systèmes de radio cognitifs se composent d'une antenne ultra-large bande (ULB), opérant dans la bande de fréquence allant de 3,1 à 10,6 GHz, elle sert pour la réception afin détecter les canaux libres. L'autre partie du système se composera d'autres antennes indépendantes et séparées de l'antenne (ULB), elles sont à bande étroite et réglable aux canaux libres détectés. Dans notre travail, nous nous focaliserons sur une antenne millimétrique intégrée à une antenne (ULB).

La cohabitation sans perturbations de plusieurs antennes sur un même substrat est un défi compliqué pour les ingénieurs, car il faut conserver les performances globales de chacune d'elles, pour cela il faudra s'assurer d'une excellente isolation. Récemment, des conceptions sont proposées, et qui présente plusieurs antennes à bande étroite intégrées sur le même substrat que celui d'une antenne large bande, tout en préservant les performances de chaque antenne (Anveshkumar, N., et al., 2020). Ces conceptions utilisent souvent une alimentation par un guide d'onde coplanaire (CPW), car elle permet une configuration uniplanaire. Notre travail présente une antenne intégrée dans le substrat d'une antenne large bande, inspirée de (Augustin, 2012), opérant aux ondes micro-ondes et millimétrique. L'antenne large bande pourrait servir dans les

systèmes de radio cognitifs, comme antenne de détection du spectre, quant à l'antenne millimétrique à des applications 5G.

Dans ce travail, on a exploité les propriétés uniplanaire qu'offre une alimentation avec un guide d'ondes coplanaire (CPW), ainsi que les propriétés des antennes Vivaldi, pour concevoir notre antenne large bande. Les prototypes proposés on était étudié à l'aide de l'outil de simulation CST Studio Suite®, et les mesures ont était relevées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (KEYSIGHT HP 8722ES).



## 2 ANTENNES INTÉGRÉES

### 2.1 Introduction

Depuis quelques années, il y a un intérêt prometteur pour la technologie ultra-large bande (ULB), car ses applications pourraient être multiples. Cette technologie a débuté son essor dès que la « Federal Communication Commission » (FCC), des États-Unis a permis son utilisation à des fins commerciales, dans les bandes de fréquences sans licence comprise entre 3.1 et 10,6 GHz (FCC, 2002), ce qui nous donne une possible bande passante absolue de 7,5 GHz. Cette bande passante importante pourra servir pour les transmissions à haut débit et des applications de sécurité et de radar. Un des avantages issus de l'étalement de l'énergie des signaux sur le spectre ULB est sa faible consommation d'énergie. L'antenne (ULB) aura une puissance maximale disponible de l'ordre de 0,5 mW en se conformant au masque spectral FCC Fig.1. Ce qui est considéré comme une puissance faible et proche du bruit de fond (Anveshkumar, N., et al., 2020; Ahmed, 2011).

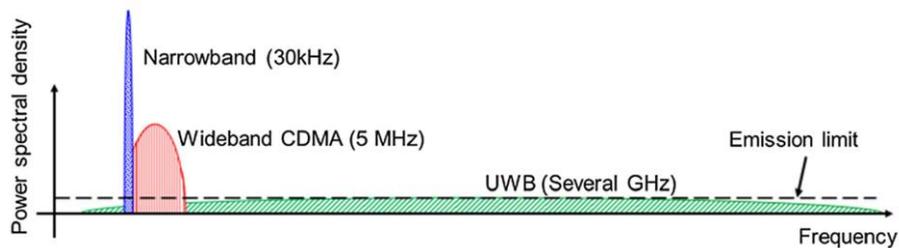


Figure 1 bande étroite — large bande — ultra-large bande (d'après Anveshkumar, N., et al., 2020)

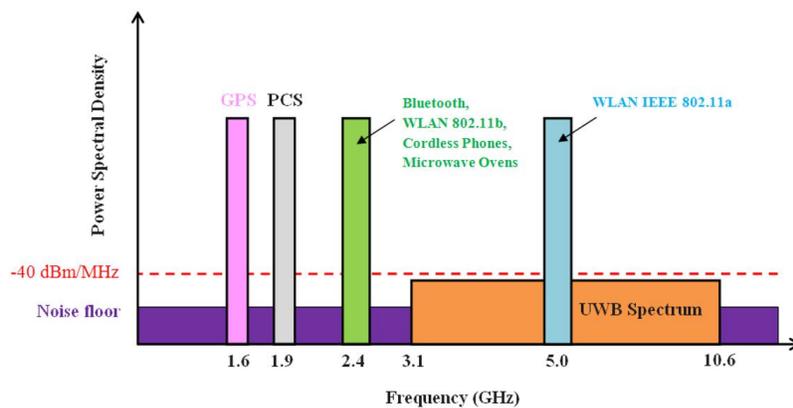


Figure 2 Spectres de distribution des fréquences allouées (d'après Ahmed, 2011)

Sur la figure 2 sont représentées différentes formes des communications dans le domaine spectral, en bande étroite le GPS, PCS, Bluetooth et WLAN, possède une bande étroite, mais avec une densité de puissance spectrale élevée quant au spectre ULB il s'étale de 3.1 à 10.6 GHz avec une densité de puissance spectrale beaucoup plus basse, juste au-dessus du bruit de planché et en dessous de -40 dBm (Ahmed, 2011).

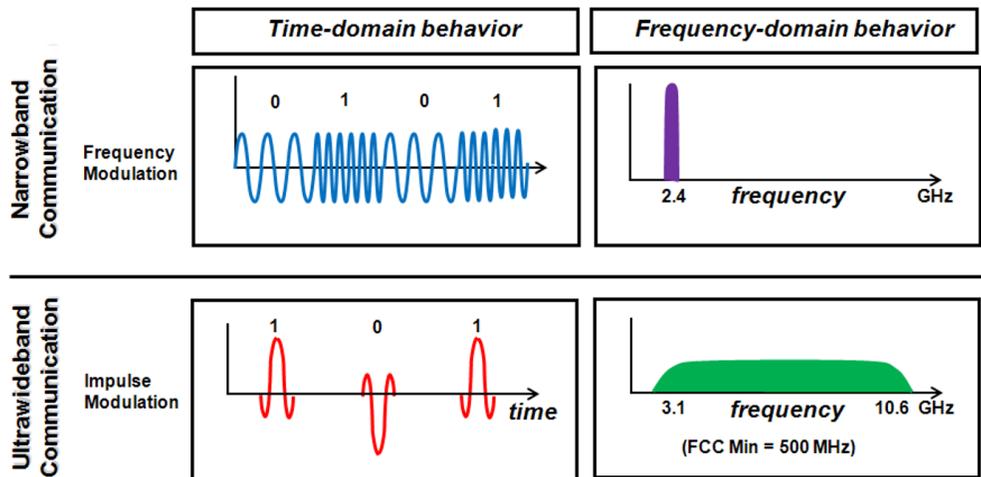


Figure 3 Formes des signaux pour ultra-large bande et bande étroite (d'après Ahmed, 2011)

Le système en bande étroite est utilisé pour l'émission/réception dans un spectre réduit en fréquence, en transmettant des signaux de formes d'ondes sinusoïdales. Par rapport au système bande étroite les systèmes ULB transmettent des flux d'impulsions extrêmement courtes de l'ordre de quelques picosecondes (Galvan-Tejada, 2015). Ces impulsions très brèves et dotées d'une très large bande passante instantanée allant de 500 MHz à 7,5 GHz, voire Fig. 3, elles sont alors identifiées comme des signaux ULB (Anveshkumar, N., et al., 2020; Ahmed, 2011).

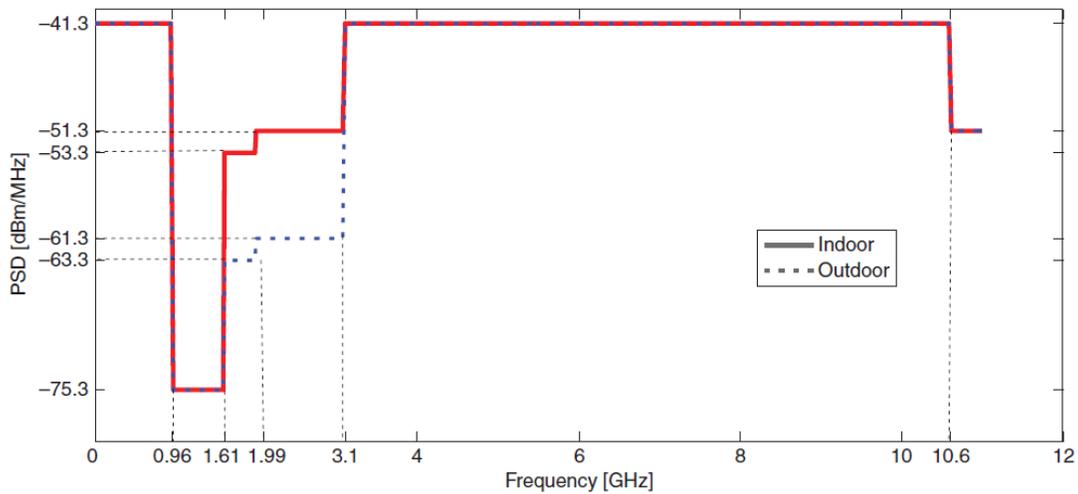
L'inconvénient le plus important des réseaux ULB est qu'ils ont une portée limitée entre 10 et 20 m environ (Galvan-Tejada, 2015), car c'est une technologie principalement développée pour les réseaux personnels (PAN). Ainsi cette technologie peut être compétitive avec des technologies à portée limitée comme Bluetooth et peut être un complément aux réseaux Wifi.

Aussi, la technologie ULB peut également être mis en œuvre dans d'autres scénarios d'intérieur, par ex. bureaux, chambres d'hôpital, laboratoires universitaires et zones industrielles, entre autres (Anveshkumar, N., et al., 2020; Ahmed, 2011).

La puissance apparente isotrope rayonnée (PIRE) est le produit du gain obtenu et de la puissance d'entrée. Sur la figure 4, on a le masque spectral FCC qui fixe le niveau d'émission PIRE pour la bande ultra large bande en intérieur (Indoor). Sur toute la la gamme ULB, la puissance est limitée à -41,3 dBm, voir tableau 1. Les systèmes ULB doivent se conformer aux normes et réglementations FCC pour être fonctionnels dans la légalité (Anveshkumar, N., et al., 2020; Ahmed, 2011).

**Tableau 1 Masque spectral FCC pour les applications ULB (d'après Anveshkumar, N., et al., 2020)**

		Operating band (GHz)						
		0.96 to 1.61	1.61 to 1.99	1.99 to 3.1	3.1 to 10.6	10.6 to 22	22 to 29	
EIRP (dBm)	Communications	Indoor	-75.3	-53.3	-51.3	-41.3	-51.3	-51.3
		Outdoor	-75.3	-63.3	-61.3	-41.3	-61.3	-61.3
	Imaging	-53.3	-51.3	-41.3	-41.3	-41.3	-51.3	
	Vehicular radar	-75.3	-63.3	-63.3	-63.3	-41.3	-41.3	



**Figure 4 Mask FCC pour ULB (Nikookar, 2009)**

Les systèmes ULB comportent une bande passante importante, qui leur offre des avantages importants par rapport aux systèmes à bande étroite usuels. Avec la demande croissante d'applications à haut débit de données. Ces systèmes ULB, qui transmettent sur une large bande, peuvent ainsi transmettre de hauts débits de données. Ces systèmes ULB ont une

puissance de transmission limitée, ce qui permet une réduction des évanouissements et des interférences des signaux, dans différents milieux de propagation sans fil. En utilisant des trajets multiples et la variabilité en fréquence, sur leurs larges bandes passantes. La formation de réseau d'antennes, permet d'augmenter le rapport signal sur bruit (SNR) du système ULB, et permet d'augmenter la portée du signal pour des applications de type (WiMAX) (WMAN) ou (Wifi) (Anveshkumar, N., et al., 2020; Ahmed, 2011).

## 2.2 Exigences des systèmes ULB

Les systèmes ULB démontrent un potentiel et des avantages assez conséquents. Leur efficacité dépend de plusieurs exigences à remplir. Parmi ces exigences importantes se trouve l'utilisation d'une antenne ULB convenable. L'antenne doit être fonctionnelle pour des applications sur tout le spectre ULB de 3,1 à 10,6 GHz, avec une bande passante d'impédance s'étalant jusqu'à 7,5 GHz (Anveshkumar, N., et al., 2020; Ahmed, 2011).

La théorie des antennes ULB présente un défi additionnel par rapport aux antennes classiques. Car pour les antennes classiques, les développements théoriques s'appuient sur la longueur d'onde obtenue à la fréquence de résonance principale. Et comme les antennes ULB comportent plusieurs résonances tout au long de la bande passante, il est impossible de se baser sur une seule fréquence de résonance unique, car les développements théoriques qui en résulteront seront erronés. Les fréquences de coupures, « inférieure », « supérieure » ou même « centrale », seront toujours indéterminées pour ce type d'antennes (Anveshkumar, N., et al., 2020; Ahmed, 2011; Nikookar, 2009).

L'antenne ULB, devra émettre et recevoir des impulsions électromagnétiques ultra-courtes, sur une bande passante très large, avec de faibles niveaux de puissance moyenne, ce qui crée des difficultés de détection du signal, afin de surmonter cette difficulté, elle doit recevoir toutes les composantes du spectre du signal avec la même efficacité, et sans introduire de distorsion significative dans la phase de ces composantes de fréquence, Il faudra donc aussi tenir compte de la mesure du retard de groupe, ainsi que la linéarité de phase (Anveshkumar, N., et al., 2020; Ahmed, 2011; Nikookar, 2009).

L'autre exigence pour cette antenne ULB, est de posséder un diagramme de rayonnement omnidirectionnel stable sur toute la gamme ULB, ce qui permettra son utilisation en communication sans fil en intérieur, pour des applications à courte portée, pour les appareils

portables/mobiles. Il est aussi important que ces antennes soient capables de délivrer un gain stable, tout en ayant une taille réduite et plane. Enfin l'exigence est de considérer cette antenne comme un système linéaire invariant (LTI), caractérisé soit par une fonction de transfert, soit par sa réponse impulsionnelle associée (Anveshkumar, N., et al., 2020; Ahmed, 2011; Nikookar, 2009).

### 2.3 Définition des signaux large bande

La FCC à proposer, une définition pour la transmission ULB qui est : tout signal, qui a une bande passante fractionnaire  $B_f$  supérieure à 0,20, ou qui occupe une bande passante supérieure à 500 MHz (Ahmed, 2011; Nikookar, 2009).

#### Équation 1

$$B_f \geq 0.2 \text{ ou } BW > 500 \text{ MHz}$$

La bande passante fractionnaire, qui est définie comme le rapport de la bande passante du signal à la fréquence d'entrée, définie par :

#### Équation 2

$$B_f = \frac{BW}{f_c} = \frac{(f_H - f_L)}{(f_H + f_L)/2}$$

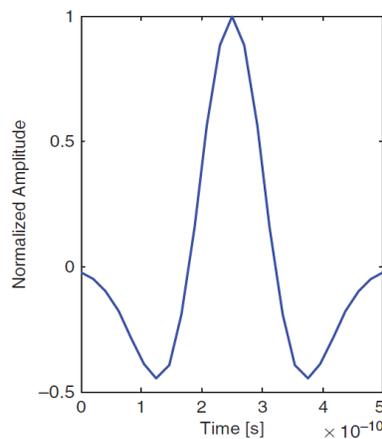


Figure 5 Impulsion ULB typique (Ahmed, 2011)

Le pouls gaussien pour ULB s'écrit :

Équation 3

$$p(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{(-t^2/2\sigma^2)}$$

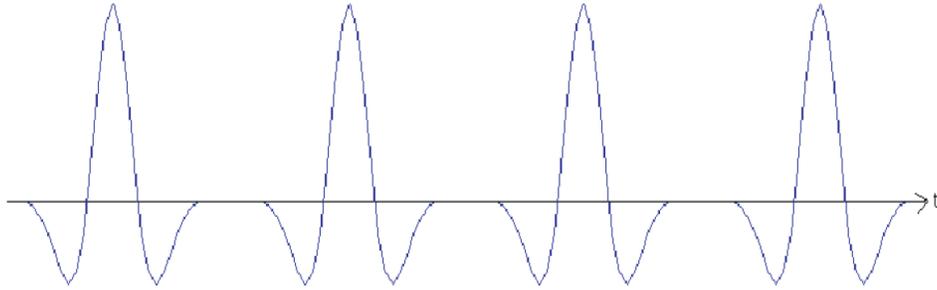


Figure 6 Train d'impulsions ULB (Ahmed, 2011)

La Nième dérivée de l'impulsion gaussienne peut être obtenue de manière récursive :

Équation 4

$$p^n(t) = -\frac{n-1}{\sigma^2} p^{(n-2)}(t) - \frac{t}{\sigma^2} p^{(n-1)}(t)$$

La figure 5 représente l'impulsion typique utilisée en communication ULB, en forme de sinus cardinal, quant à la figure 6 représente un train d'impulsions avec un intervalle très court, permettant ainsi d'identifier une séquence d'informations émise/reçu.

Il existe différents types d'antennes ULB. Ces antennes sont définies suivant, leur forme et leur fonction (Ahmed, 2011; Nikookar, 2009) :

- 1) **Antennes dépendantes de la fréquence** : l'antenne log-périodique est un exemple de ce type d'antennes où la géométrie à plus petite échelle de l'antenne contribue aux fréquences plus élevées et la partie à plus grande échelle contribue aux fréquences plus basses (Nikookar, 2009).

- 2) **Antennes à petits éléments** : il s'agit de petites antennes omnidirectionnelles destinées aux applications commerciales. Des exemples de ce type d'antennes sont les antennes dipôles en nœud papillon ou en diamant (Duroc, 2007).
- 3) **Antennes à cornet** : Les antennes à cornet sont des entonnoirs électromagnétiques qui concentrent l'énergie dans une direction spécifique. Ces antennes ont des gains importants et des faisceaux étroits. Les antennes à cornet sont plus volumineuses que les antennes à petits éléments (Schantz, 2004).
- 4) **Antenne à réflecteur** : Ces antennes sont des antennes à gain élevé qui rayonnent de l'énergie dans une direction particulière. Elles sont relativement grandes, mais faciles à régler en manipulant l'alimentation de l'antenne. Le réflecteur à cylindre parabolique de Hertz est un exemple de ce type d'antennes (Schantz, 2004).

Le système de communication ultra-large bande peut-être modélisé par le schéma suivant :

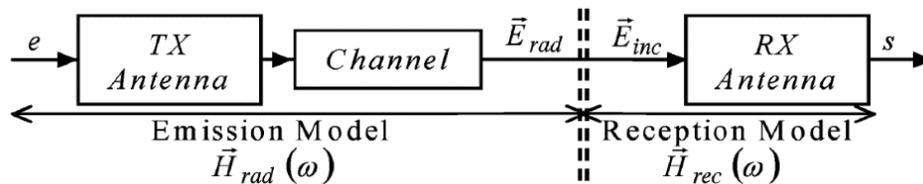


Figure 7 Antenne émission LB — Canal — Antenne Réception LB (Duroc, 2007)

Dans le domaine fréquentiel, la fonction de transfert de l'antenne d'émission :

Équation 5

$$\vec{H}_{rad}(\omega, \theta, \varphi) = \vec{E}_{rad}(\omega, \theta, \varphi) / e(\omega)$$

Où  $E_{rad}$  : champ électrique rayonné défini au point  $(\theta, \varphi)$ ,

$e$  : entrée en courant/ tension,

La fonction de transfert de l'antenne réceptrice est alors :

Équation 6

$$\vec{H}_{rec}(\omega, \theta, \varphi) = s(\omega) / \vec{E}_{inc}(\omega, \theta, \varphi)$$

Où  $E_{inc}$  : champ électrique incident défini au point  $(\theta, \varphi)$ ,

$s$  : sortie en courant/ tension,

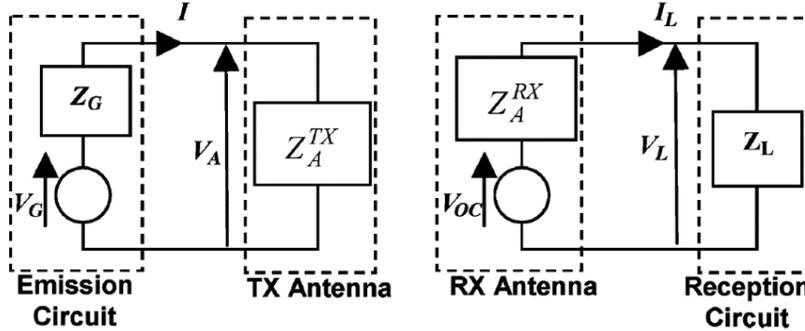


Figure 8 Circuits équivalents d'antennes en émission et réception (Duroc, 2007)

La figure 8, présente un circuit équivalent d'antennes en émission et réception sous la forme Thévenin, on trouve au niveau du circuit d'émission, une tension et impédance du générateur  $(V_G, Z_G)$ , et une impédance d'entrée de l'antenne  $Z_A^{TX}$ , on trouve au niveau du circuit réception une tension et impédance de l'antenne de réception  $(V_{oc}, Z_A^{RX})$ , et impédance de charge  $Z_L$ , on posera.  $e = V_G$ , la fonction de transfert devient alors (Duroc, 2007):

Équation 7

$$\vec{H}_{rad}(\omega, \theta, \varphi) = \vec{E}_{rad}(\omega, \theta, \varphi) / V_G = j \frac{\omega}{c} \frac{1}{Z_A^{TX} + Z_G} Z_0 \frac{e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \vec{h}_{etx}(\omega, \theta, \varphi)$$

Où  $\vec{h}_{etx}$  : hauteur effective en émission,

$d$  : distance entre l'observateur et de l'antenne,

La réponse impulsionnelle est obtenue après application de la transformation de Fourier inverse :

Équation 8

$$\vec{h}_{rad}(t, \theta, \varphi) = \frac{1}{4\pi d c} \frac{1}{Z_A^{TX} + Z_G} Z_0 \delta\left(t - \frac{d}{c}\right) * \frac{d\vec{h}_{etx}(t, \theta, \varphi)}{dt}$$

En appliquant le principe de réciprocité, on aura :

**Équation 9**

$$\vec{H}_{rec}(\omega, \theta, \varphi) = \frac{Z_L}{Z_A^{RX} + Z_L} \vec{h}_{erx}(\omega, \theta, \varphi)$$

On obtient :

**Équation 10**

$$\vec{h}_{rec}(t, \theta, \varphi) = \frac{Z_L}{Z_A^{RX} + Z_L} * \vec{h}_{erx}(t, \theta, \varphi)$$

Où  $\vec{h}_{erx}$  : hauteur effective en réception,

$d$  : distance entre l'observateur et de l'antenne,

La fonction de transfert est proportionnelle à la longueur effective, car  $\vec{H}_{rad}$ ,  $\vec{h}_{rad}$  et  $\vec{H}_{rec}$  et  $\vec{h}_{rec}$  avec ses composants unité [ $m \cdot s^{-1}$ ], elle exprime les caractéristiques de l'antenne dans le domaine fréquentiel, et sa réponse impulsionnelle dans le domaine temporel exprime les caractéristiques de l'antenne (Duroc, 2007).

## 2.4 Caractéristiques de l'antenne ULB

Les impulsions transmises à l'antenne ULB vont subir plusieurs altérations telles que, une différenciation, une dispersion due au stockage d'énergie et un rayonnement qui induit des pertes diélectrique et ohmique. La dispersion du signal est une déformation de l'onde rayonnée en fonction de l'angle de visée et du temps. Le centre de phase désigne l'origine effective des signaux rayonnés par l'antenne. Si le mouvement du centre de phase est en fonction de la fréquence, alors l'onde rayonnée sera dispersive. Le calcul de la transformé de Hilbert  $H$  nous permet d'analyser la dispersion de l'antenne de réponse impulsionnelle (Wiesbeck, 2009) :

**Équation 11**

$$h^+(t) = h(t) + jH\{h(t)\}$$

La transformé e Hilbert est définie par :

Équation 12

$$H\{h(t)\} = (h * f)(t) = VP \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) f(t - \tau) d\tau \right\} = \frac{1}{\pi} VP \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s(\tau)}{t - \tau} d\tau \right\}, \quad f(t) = \frac{1}{\pi t}$$

Équation 13

$$VP \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) f(t - \tau) d\tau \right\} = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \left\{ \int_{-\infty}^{t-\varepsilon} h(\tau) f(t - \tau) d\tau + \int_{t+\varepsilon}^{+\infty} h(\tau) h(t - \tau) d\tau \right\}$$

Où  $h(t)$  : réponse impulsionnelle,

$|h^+(t)|$  : enveloppe d'une réponse impulsionnelle,

$|h^+(t)|$  Donne la mesure de la dispersion de l'antenne, car indique la distribution de l'énergie pendant un laps de temps.

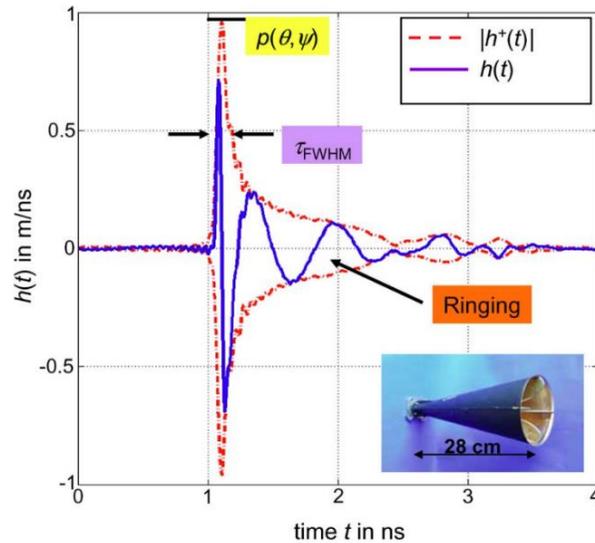


Figure 9 Réponse temporelle pour une antenne à cornet (Wiesbeck, 2009)

La valeur de crête de l'enveloppe  $\rho(\theta, \varphi)$  qui est la valeur maximale de l'enveloppe  $|h^+(t)|$

Équation 14

$$\rho(\theta, \varphi) = \max |h^+(t, \theta, \varphi)|, [m \cdot ns^{-1}].$$

Il préférable d'avoir un  $\rho(\theta, \varphi)$  très élevée.

La largeur de l'enveloppe décrit l'élargissement de l'impulsion rayonnée, elle est définie comme la largeur de l'amplitude de l'enveloppe  $|h^+(t)|$  à  $\rho/2$

**Équation 15**

$$\tau_{FWHM} = t_1|_{|h^+(t_1)|=\rho/2} - t_2|_{t_1 < t_2, |h^+(t_2)|=\rho/2}$$

La valeur de  $\tau_{FWHM}$  ne doit pas être supérieure à quelques picosecondes, afin d'assurer un haut débit pour les applications de communication, et une haute résolution pour les applications radar (Wiesbeck, 2009).

Le retentissement (Ringing)  $\tau_r$ , de l'antenne ultra large bande est indésirable, il est causé par une résonance due au stockage de l'énergie ou de réflexions multiples dans l'antenne. Il crée des oscillations de l'impulsion rayonnée après le pic principal,  $\tau_r$  définit un temps, où l'enveloppe est passée de la valeur crête en dessous d'une certaine limite inférieure  $\alpha \rho(\theta, \varphi)$  (Wiesbeck, 2009).

**Équation 16**

$$\tau_r = t_1|_{|h^+(t_1)|=\alpha\rho} - t_2|_{t_1 < t_2 \wedge |h^+(t_2)|=\rho}$$

La durée du retentissement de l'antenne ULB devrait être négligeable, c.-à-d. inférieure à  $\tau_{FWHM}$ , quelques picosecondes. L'énergie contenue dans le retentissement abaisse la valeur crête,  $\rho(\theta, \varphi)$ , et peuvent être minimisés en utilisant des matériaux absorbants (Duroc, 2007; Wiesbeck, 2009). Le gain transitoire caractérise une antenne sa capacité à rayonner une onde incidente  $U_{TX}(t)$  :

**Équation 17**

$$g_T(\theta, \varphi) = \frac{\left\| h(t, \theta, \varphi) * \frac{dU_{TX}(t)}{dt} \right\|}{\left\| \sqrt{\pi} C_0 U_{TX}(t) \right\|^2}$$

Avec :

**Équation 18**

$$\|f(x)\| = \int_{-\infty}^{+\infty} |f(x)| dx$$

Le gain dans le domaine fréquentiel est défini comme dans les systèmes à bande étroite, il peut être écrit en fonction de la fonction de transfert par :

**Équation 19**

$$G(f, \theta, \varphi) = \frac{4\pi f^2}{C_0^2} |H(f, \theta, \varphi)|^2$$

Le retard de groupe (*Group delay*)  $\tau_g(\omega)$ , est la variation de la phase du signal rayonné en fréquence :

**Équation 20**

$$\overline{\tau_g} = \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \tau_g(\omega) d\omega$$

Où  $\overline{\tau_g}$  : Constant sur toute la bande ULB.

Le retard de groupe constant (c.-à-d. une phase variant linéairement en fréquence), implique une structure non dispersive, et la linéarité du retard du groupe indique un caractère résonant de l'antenne, ce qui signifie la capacité de la structure à stocker de l'énergie. Une mesure de la constante du délai de groupe est la déviation de délai de groupe principal, elle est notée (Wiesbeck, 2009):

**Équation 21**

$$\tau_{g,rel}(\omega) = \tau_g(\omega) - \overline{\tau_g}$$

## 2.5 Antenne large bande

Les premières antennes large bande qui ont été développées datent de 1898, l'évolution de ces antennes large bande qui ont été développées avant 1990, sont toutes volumineuses, mais depuis 1990, l'intérêt des structures d'antennes planaires offre des caractéristiques avantageuses, comme la fabrication facile, un coût faible et une taille réduite, la littérature est très riche des développements de ces antennes larges planaires, ci-dessous quelques exemples d'anciennes

antennes large bande volumineuses. Il possible de classifier ces antennes par leurs types de rayonnements à savoir directionnelles ou omnidirectionnelles (Schantz, 2004).

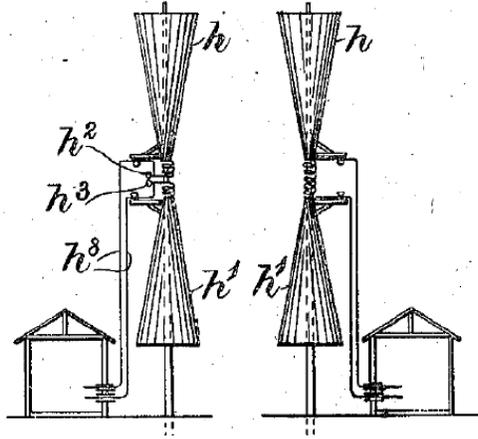


Figure 10 les antennes biconiques de Lodge 1898 (Schantz, 2004)

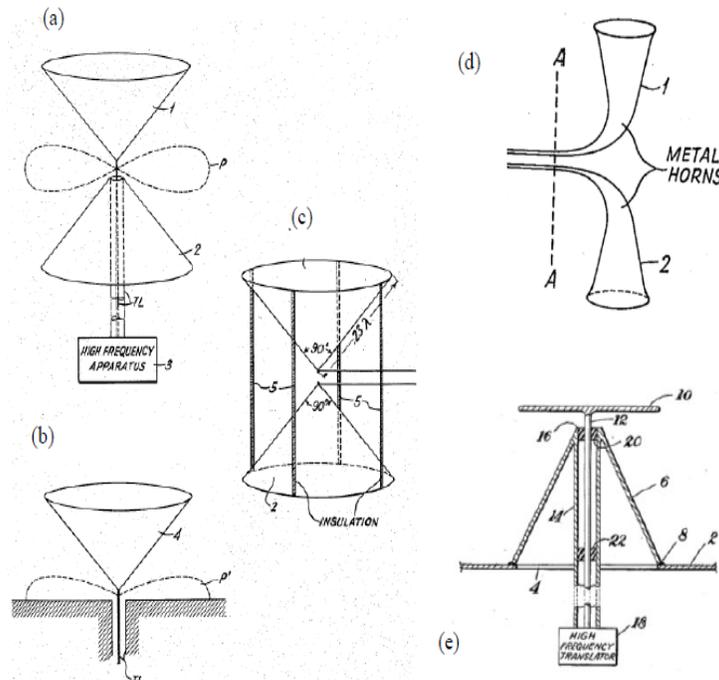


Figure 11 (a) Antenne biconique de Carter (b) Monopole conique de Carter (c) Antenne biconique de Carter avec supports et dimensions (d) Antenne cornet alpin de Carter et (e) Discone de Kandoian. (Schantz, 2004)

### 2.5.1 Les antennes directionnelles

Ces antennes ont été développées, dans le but d'avoir un rayonnement directionnel stable pour certaines applications (stations de base et système radar), elles ont une forme volumineuse (cornets, paraboliques) et ont un gain élevé. Les Antennes TSA à fentes coniques (*Tapered Slot Antenna*) sont un exemple des antennes planaires directionnelles à onde progressive, qui peuvent rayonner dans une large bande de fréquence. Grâce à sa géométrie plane, les antennes TSA produisent une symétrie de leurs faisceaux sur le plan E et H sur une large bande de fréquences. Ces antennes ont la forme d'une ouverture conique de la couche métallique imprimée sur un substrat diélectrique. Cette forme d'ouverture conique, est une technique d'adaptation, exemple l'antenne Vivaldi Fig 12. (a) utilise une forme exponentielle, LTSA, Fig 12. (b) (*Linearly Tapered Slot Antenna*) de forme linéaire créant une fente triangulaire, ou encore CWSA, Fig 12. (c) (*constant width slot antenna*), antenne a fente constante, qui débute au niveau de l'alimentation avec une adaptation Vivaldi sur une petite portion de l'antenne est prend la forme d'un rectangle pour la majeure partie (Zhang, 2017; Cihangir; 2010).

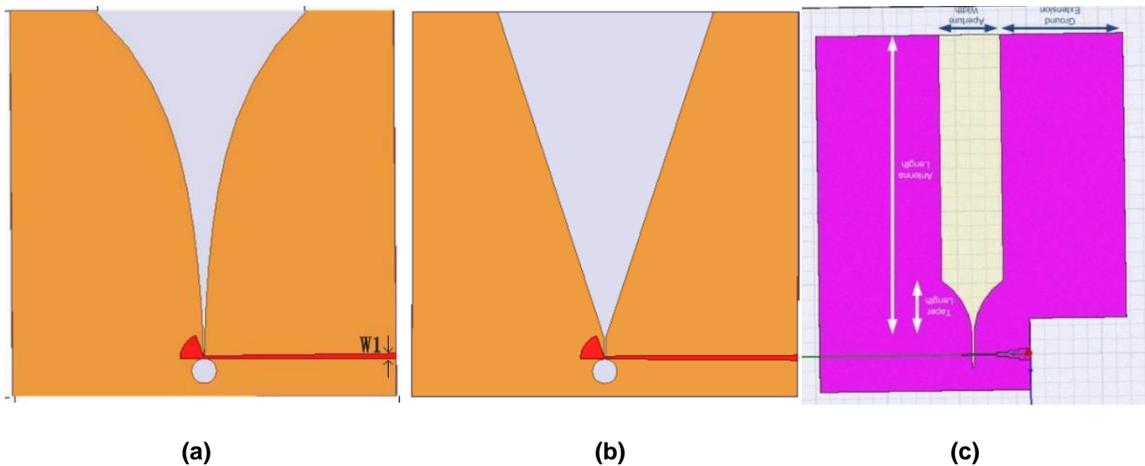


Figure 12 (a) Vivaldi (b) LTSA et (c) CWSA (Zhang, 2017; Cihangir; 2010)

L'antenne Vivaldi est l'une des premières antennes large bande planaires (Gibson, 1979), qui avec un gain suffisant produit un faisceau symétrique avec de faibles lobes secondaires. La bande passante (théoriquement infinie) de l'antenne Vivaldi connaît une limitation majeure au niveau de la transition entre la fente et la ligne microruban (Zhang, 2017; Cihangir; 2010).

### 2.5.2 Antennes monopole omnidirectionnel

Certaines applications nécessitent un rayonnement omnidirectionnel, parmi les antennes qui réalisent ce diagramme, on trouve les monopoles, qui produisent un diagramme de rayonnement convenable et une bande passante satisfaisante dépendant des besoins de leurs applications, elles sont de tailles réduites, Fig. 13, leur permettent de s'intégrer des systèmes compacts. Il est possible d'améliorer la bande d'impédances en modifiant la forme de l'élément rayonnant, comme le fendre afin d'augmenter la bande passante, en changeant la distribution du courant de surface, ou l'ajout de ruban de manière asymétrique. Le choix de la position de l'alimentation joue aussi un rôle dans l'amélioration de la bande d'impédances (Hayouni, 2012).

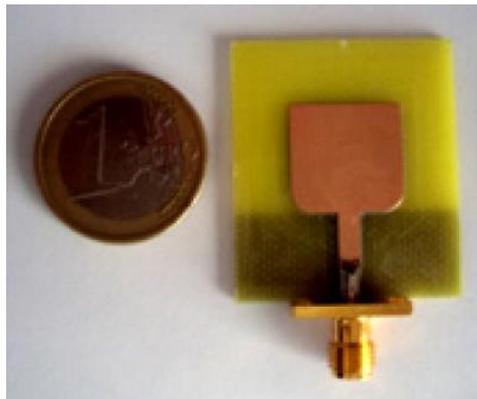


Figure 13 Monopole planaire rectangulaire (Hayouni, 2012)

### 2.5.3 Antennes microruban omnidirectionnel

Ces antennes prennent la forme d'un plan d'une structure rayonnante, et d'un plan de masse sur l'autre face du substrat. Ce type d'antenne possède des avantages tels qu'un coût faible de fabrication, un volume et poids faibles, cavité non nécessaire, polarisation linéaire et circulaire réalisable. Les limitations de ce type d'antennes sont tout d'abord un gain réduit, une bande passante étroite, des pertes ohmiques, des rayonnements parasites et un rayonnement arrière, parmi ces antennes on trouve le dipôle microruban, il se compose d'une petite portion de ruban imprimé, usuellement avec une alimentation centrée, ci-dessous quelques exemples Fig. 14 (Nguyen, 2015; Awl, 2020; Knott, 2013).

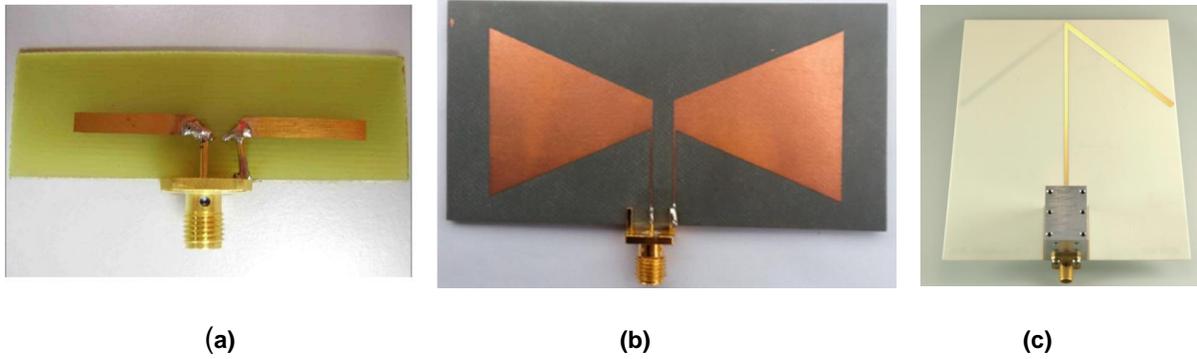


Figure 14 (a) Dipôle imprimé simple (10) (b) Dipôle à bras triangulaires (11) (c) Dipôle à bras fléchis antipodaux (Nguyen, 2015; Awl, 2020; Knott, 2013)

#### 2.5.4 Antennes alimentation par guide d'onde coplanaire (CPW)

Cette technique d'alimentation, du guide d'onde coplanaire (*CPW, coplanar waveguide*) aussi appelée ligne coplanaire, permet d'agrandir la bande d'impédances tout en utilisant qu'une seule face métallique du substrat, sur la figure 15, les rectangles à droite et à gauche de la ligne d'alimentation, font office de plan de masse, et le substrat office de support physique aux différents éléments (Liang, 2004).

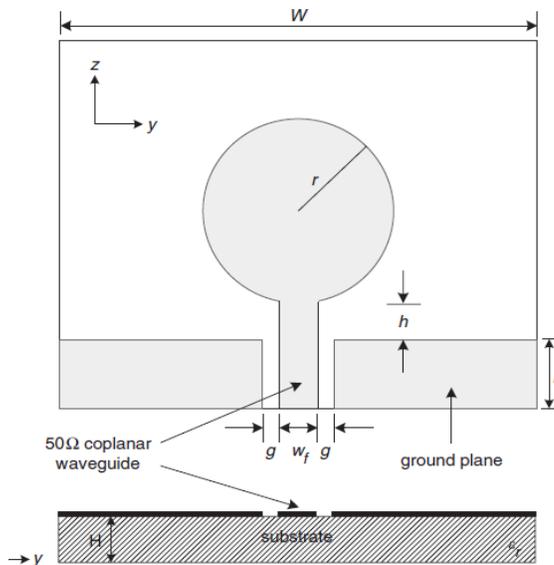


Figure 15 Monopole circulaire alimentée par CPW (Liang, 2004)

La forme de la fente, et la structure de l'alimentation, vont affecter directement, la largeur de bande de l'antenne, ainsi que la stabilité des diagrammes de rayonnement sur cette même bande obtenue. La largeur de la bande d'impédances et la stabilité du diagramme de rayonnement sont donc la résultante des choix de la fente (sa forme), et de la technique d'alimentation.

La fente et l'élément rayonnant doivent avoir la même forme, une fente sous forme de disque et un disque comme élément rayonnant, même chose pour les formes polygone (carré, rectangle, triangle... etc.), bien sûr la fente ayant des dimensions supérieures à l'élément rayonnant, afin de permettre un rayonnement dans l'espace eux deux, l'alimentation doit occuper un tiers, voir la moitié de la fente, la distance entre l'entrée d'alimentation jusqu'à la fente est critique, il est possible de changer la largeur de la ligne d'alimentation progressivement jusqu'à la fente, c'est ce qui est désigné comme une transition ou alors d'utilisé une largeur constante préalablement calculée convenable à l'application voulue. Voir figure 16 ci-dessous (Angelopoulos, 2006).

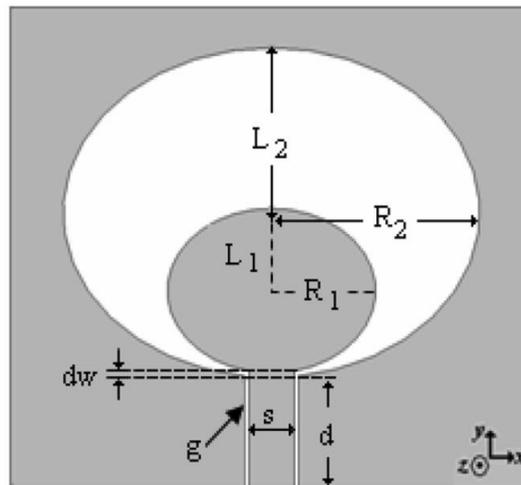


Figure 16 Antenne à fentes alimentée par CPW (Angelopoulos, 2006)

Il est possible d'obtenir une bande ultra-large en usant de géométrie fractale, ces antennes utilisent un plan de masse partiel, l'élément rayonnant aura une structure fractale comme ci-dessous, Fig. 17 (Darimireddy, 2018).

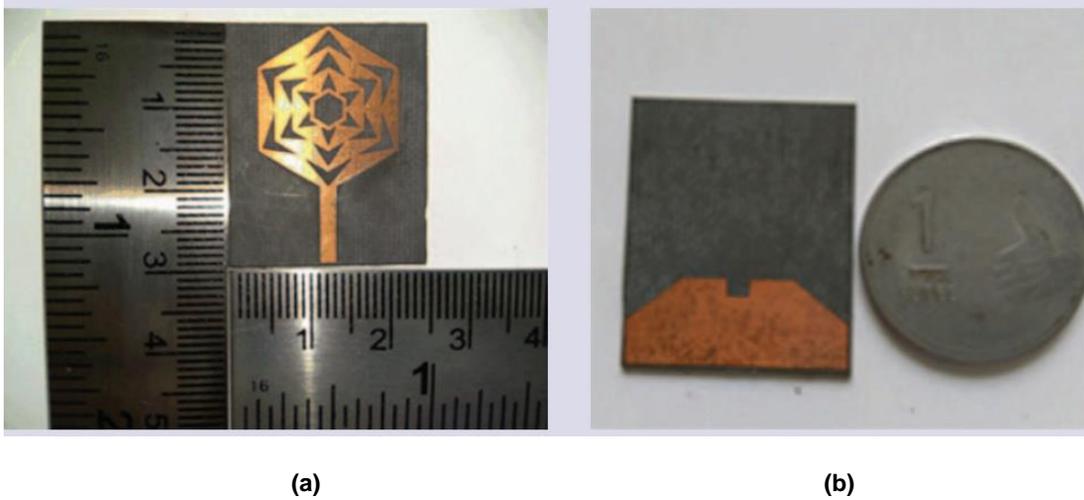


Figure 17 (a) Antenne a structure fractale, vue de face structure fractale (b) Vue de dos avec plan de masse (Darimireddy, 2018)

### 2.5.5 Antenne ULB avec réjection de bande

La bande ultra-large contient les bandes d'usage du Wifi et du WiMax, pour éviter toutes interférences entre ces bandes et ULB, certaines antennes sont conçues afin de rejeter ces bandes. L'antenne figure 18, fonctionne de 3,1–10,6 GHz et rejette les bandes de WiMax : 3,3–3,6 GHz et WLAN : 5–6 GHz (Chu, 2008).

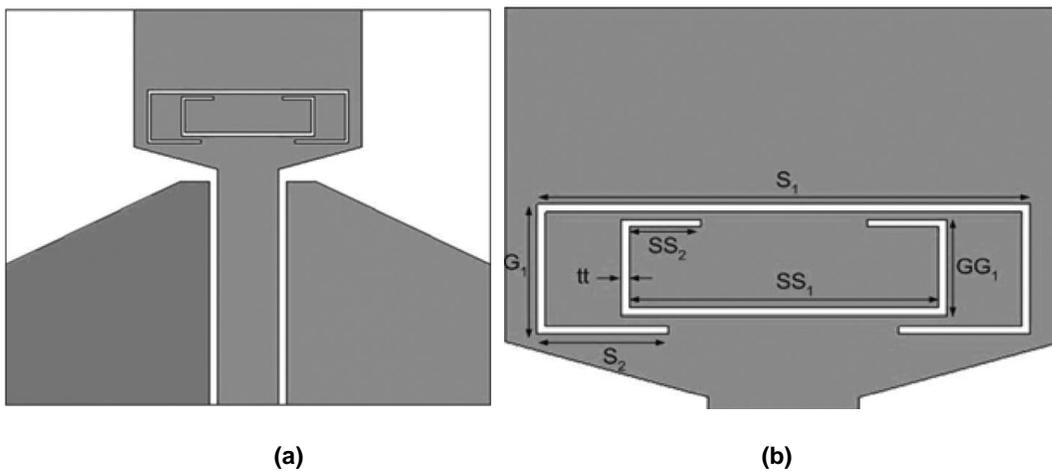


Figure 18 (a) Antenne à doubles bandes de réjection  
 (b) Vue sur les encoches de réjection de bandes (Chu, 2008)

### 2.5.6 Antennes à bande étroite reconfigurable

Ces antennes sont pratiques pour des applications en radio cognitive, où après inspection de la bande ultra-large, dès qu'un canal ou plusieurs libres sont détectés, alors les antennes à bande étroite vont commencer à émettre dans ces canaux libres. À des fins de maximiser les opportunités d'exploitation des canaux libre, l'antenne à bande étroite peut être double ou multi-bandes, mais il est aussi très préférable qu'elle soit reconfigurable, pour être capable de s'adapter au prochain canal libre en changeant de fréquence de fonctionnement (Tawk, 2010; Anveshkumar, 2020).

Bien évidemment l'utilisateur principal des canaux sous licence a une priorité d'usage de ces canaux, à l'utilisateur alternatif qui utilise ces canaux opportunément, car non utilisé jusqu'à lors, il doit alors quitter le canal sous licence et utiliser un autre non occupé pour maintenir la continuité de la communication. Aussi même dans les bandes sans licences, les utilisateurs vont être dirigé vers de nouveaux canaux gratuits pour une meilleure qualité de service. C'est pourquoi l'antenne a bande étroite doit être capable de changer sa fréquence de fonctionnement, pour effectuer un transfert de puissance maximal vers le prochain canal libre déterminé. Les antennes à bande étroites doivent être capables de fonctionner à de multiple fréquence qui correspondra à de possibles canaux libres, ces antennes à bande étroite seront alors efficaces pour des applications de type radio cognitives. Enfin les antennes reconfigurables doivent avoir une commutation rapide, une faible consommation énergétique, et un coût faible tout en occupant une surface réduite (Tawk, 2010; Anveshkumar, 2020).



Figure 19 Antennes correctives reconfigurables de type rotatif (Tawk, 2010)

Par exemple, sur la Fig.19, cette antenne corrective reconfigurable de type rotatif, plusieurs correctifs de différentes formes rayonnant à la ligne d'alimentation et qui couvrent les bandes 2,3 à 2,6 GHz, 2,6 à 3,4 GHz, 4 à 5 GHz et 3 à 4 GHz/5,26 à 7 GHz.

Une autre technique de reconfiguration des antennes à bande étroite est d'utiliser des commutateurs à diodes PIN (*Positive Intrinsic Negative diode*), pour la reconfiguration en fréquence de l'antenne. De multiples commutateurs sont disposés, afin d'obtenir plusieurs fréquences de résonance, en sélectionnant la désactivation ou l'activation des différents commutateurs de l'antenne de la Fig. 20, cette antenne obtient 18 fréquences de résonances entre 5.33 et 9,9 GHz (Kumar, 2016).



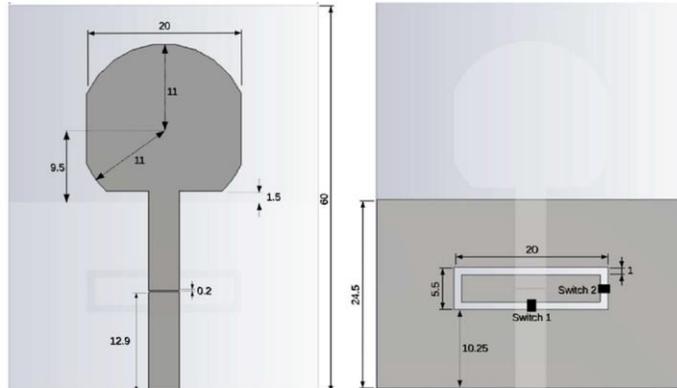
**Figure 20 Antenne reconfigurable à fentes semi-circulaires agiles en fréquence (Kumar, 2016)**

En utilisant des antennes séparées ULB et bande étroite, les coûts et surfaces augmentent, c'est pourquoi des antennes à bande ultra-large et bande étroite reconfigurables à port unique ont été développées (Kumar, 2016).

### **2.5.7 Antennes ULB et bande étroite reconfigurable**

Ces antennes à port unique fonctionnent sur la bande ultra-large et une bande étroite reconfigurable. Pour ce faire le mécanisme de commutation reconfigurable doit être rapide, précis

et compact, afin de basculer d'un mode ultra-large bande à bande étroite et inversement. Ces antennes à bande étroite peuvent également fonctionner dans plusieurs modes (Al-Husseini, 2012).



**Figure 21 Antennes ULB et bande étroite reconfigurable (Al-Husseini, 2012)**

La figure 21, présente une antenne fonctionnant en mode large bande de 2,5 à 9 GHz, et de 5,7 GHz et 7 GHz en bande étroite, suivant la commutation des diodes incorporées sur la structure de masse déféctueuse. L'antenne de la figure 22, utilisent des commutateurs GaAs FET, elle présente une bande ultra-large de 2 a plus de 10,6 GHz couvrant toute la bande ultra-large et des bandes étroites de résonances de 2,35, 4,1, 3,1 et 5,35 GHz suivant les combinaisons de commutation utilisée (Al-Husseini, 2012).

Ce type d'antennes apporte un avantage important de réduction des coûts et d'espace. Leurs inconvénients, sont les retards de commutation en cas de changement rapide des canaux libres, aussi l'antenne ULB doit fonctionner en permanence afin détecter des canaux libres, c'est pourquoi des antennes a bande ultra-large et a bande étroite reconfigurable avec 2 ports ont été développés (Aboufoul, 2012).



**Figure 22 Antenne ULB et bandes étroites basées sur des commutateurs GaAs FET (Aboufoul, 2012)**

### 2.5.8 Systèmes d'antennes ULB et bande étroite à deux ports intégrés

Ce système d'antennes se compose d'une antenne ULB qui joue le rôle de support principal, auquel s'ajoute une antenne à bande étroite sur le même substrat que l'antenne ULB, ces deux ayant chacune leur propre port d'alimentation. Il n'est pas nécessaire que l'antenne bande étroite, soit reconfigurable. Sur la Fig. 23, l'antenne ULB alimentée par CPW couvre la bande ultra-large de 2,6 à 11 GHz, l'antenne à bande étroite est alimentée en vis-à-vis de l'antenne ULB à un endroit où le courant de surface est minimal, elle génère une bande passante de 4,9 à 6,2 GHz (Augustin, 2012).

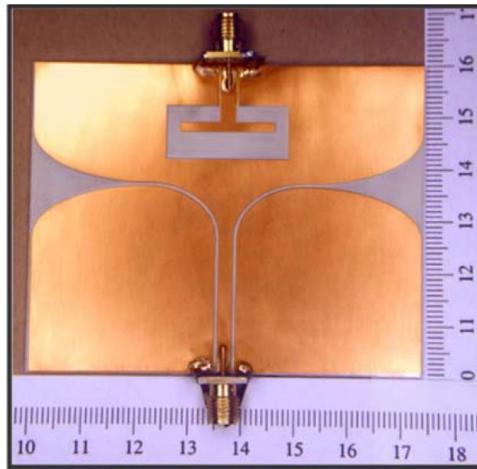


Figure 23 Antenne intégrée à bande ultra large Bande étroite dans une configuration uniplanaire (Augustin, 2012)

La Fig. 24 présente une autre antenne utilisant les mêmes principes de fonctionnement que la précédente, elle couvre la bande ultra-large de 2 à 12 GHz et de 5,7 à 5,9 GHz en bande étroite.

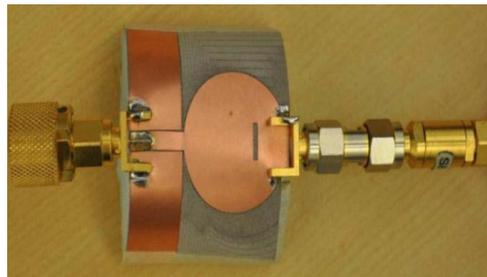


Figure 24 Antenne intégrée à bande ultra large Bande étroite dans une configuration uniplanaire (Sahnoun, 2015)

Pour pallier les inconvénients des antennes reconfigurable, et effectuée de multiples communications de manière simultanée. Un dernier système d'antennes est développé, qui est multisports, supérieur à deux ports, composé d'une antenne ULB et de plusieurs antennes à bande étroite intégrées au substrat (Anveshkumar, 2020).

## 2.6 Systèmes d'antennes à ports multiples à bande ultra-large et à bande étroite bande intégrée

Ces systèmes d'antennes se composent d'une antenne ultra-large bande, avec de multiples antennes à bandes étroites intégrées au même substrat que l'antenne ULB, chacune de ces antennes ayant son propre port d'alimentation, et fonctionnant a des fréquences différentes, pour effectuer une communication multiple et simultanée, tout évitant les inconvénients des reconfigurations de ces antennes. Pour profiter pleinement des canaux libres détectés par l'antenne à bande ultra-large, les antennes à bande étroite fonctionnant sur les bandes détectées libres seront alors activées, les antennes à bandes étroites ne correspondant pas aux canaux libres resterons inactives, ceci va améliorer l'efficacité d'utilisation des bandes de fréquences pour l'utilisation dans radio cognitive, il est aussi possible d'augmenter cette efficacité par l'utilisation mécanisme reconfigurable sur ces antennes a bande étroite (Anveshkumar, 2020).

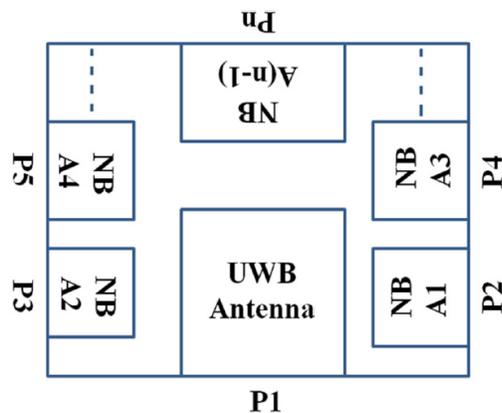


Figure 25 Modèle de conception d'un système intégré au substrat (NB) bande étroite (ULB) ultra-large bande (Anveshkumar, 2020)

Le modèle de conception ci-dessus Fig. 25, l'antenne ULB constitue le support principal et les antennes à bande étroite, sont adjacentes à celle-ci, construites sur le même substrat, il

est important de fabriquer ces antennes dans des zones où le courant de surface soit réduit et où les effets de couplage sont minimes aussi. Comme indiqué sur Fig. 25, il est possible d'installer jusqu'à  $(N-1)$  antennes à bande étroite, et donc les faire fonctionner simultanément, la première antenne étant ultra-large bande (ULB), en permanence active pour détecter les canaux libres. Le nombre d'antennes à bande étroite dépendra de la surface disponible, et du nombre de communications simultanées désirées, ainsi que de l'isolation de l'effet de couplage, et enfin le coût de fabrication [1]. Plus le nombre d'antennes à bande étroite augmente, plus les dimensions du système augmenteront également. Il faudra faire des compromis sur les bandes à couvrir et les capacités du système, car certes les bandes étroites rendent plus efficace l'utilisation des canaux libres, mais plus le nombre d'antennes augmente, plus l'isolation sera difficile à atteindre, plus le système sera moins compact, et plus complexe à fabriquer (Nella, 2018; Anveshkumar, 2020).

Un exemple de ce type de système, sur la Fig. 26, avec une bande ULB de 3,1 à 10,6 GHz, et des bandes étroites, la première de 8,7 à 9,92 GHz, la deuxième 9,82 à 10,74 GHz, et la troisième qui est une double bande étroite de 3,06 à 4,23 GHz et de 6,33 à 8,83 GHz, et enfin la quatrième de 4 à 6,37 GHz (Nella, 2018; Anveshkumar, 2020).



Figure 26 Systèmes d'antenne ULB et bande étroite intégrée à cinq ports (Nella, 2018)

## 2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue, les différents types d'antennes à large bande avec leurs principes de fonctionnement. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons passé en revue les différents types d'antennes combinant une antenne ULB, et une ou plusieurs antennes à bande étroite, utilisées dans les systèmes de radio cognitive. Ces dernières antennes serviront de point de départ pour la conception de l'antenne proposée dans ce mémoire.

## **3 ANTENNE LARGE BANDE MICRO-ONDES ET ANTENNE INTÉGRÉE MILLIMÉTRIQUE**

---

### **3.1 Introduction**

Afin d'accomplir notre objectif, qui est la conception et fabrication d'une antenne millimétrique intégrée au même substrat que celui d'une antenne ultra large. Nous choisissons à partir du chapitre précédent, l'antenne de la figure 23, de (Augustin, 2012), nous semble être une candidate privilégiée pour intégrer une antenne millimétrique au substrat d'une antenne large bande. La partie supérieure de l'antenne large bande qui étant très large servira de masse pour cette antenne intégrée et créera une bonne isolation entre les antennes. Les prototypes proposés ont été étudiés à l'aide de l'outil de simulation CST Studio Suite®

#### **3.1.1 Conception d'une antenne ULB avec alimentation CPW**

Le principe de conception de l'antenne ULB telle que (Augustin, 2012), se base sur le fonctionnement des antennes planaires de petite taille, avec des fentes sur les côtés droit et gauche fonctionnant chacune comme une antenne Vivaldi comme en (Augustin, 2012; Kim, 2004), ou LTSA en forme de V ajustable, alimentée par un guide d'ondes coplanaire (CPW), ces deux fentes vont avoir une émission large bande et vont fonctionner ensemble comme un dipôle électrique.

Sur la Fig. 27 en plus de fonctionner à la bande ULB est de 2,8 à 10,6 GHz, cette antenne possède une fente étroite additionnelle dans la partie supérieure qui génère une émission bande étroite à 5,25 GHz.

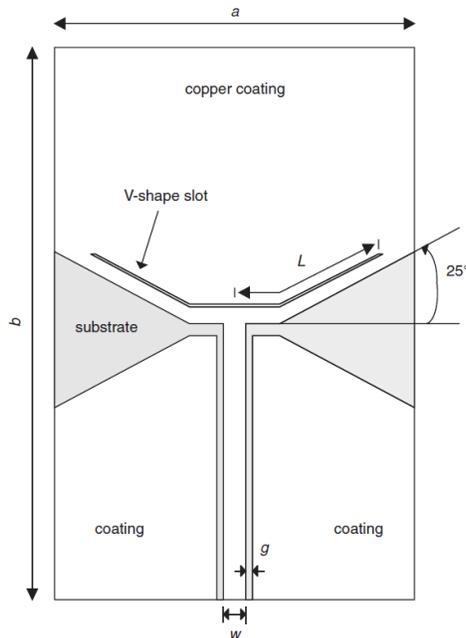


Figure 27 Antenne ULB-CPW en forme V (Kim, 2004)

## 3.2 Configuration du prototype

### 3.2.1 Architecture de l'antenne ULB

L'architecture de l'antenne ULB prend la forme de deux pseudo antennes Vivaldi dos-à-dos, l'alimentation joue un rôle crucial, car l'énergie transmise doit être égale et distribuée simultanément aux deux antennes pseudo antenne Vivaldi. Pour ce faire, notre alimentation est composée d'un guide d'onde coplanaire (CPW), va subir une transition à partir de la distance LGB (qui représente la longueur du CPW), jusqu'à LGT (qui représente la longueur de transition de CPW a CPS), pour s'évaser et prendre la forme de quart d'ellipse de composantes WG1 et LGT, et divisé ce guide d'onde en deux alimentations de ligne coplanaire (CPS), Fig. 28 (b), miroir l'une de l'autre. À partir des points P<sub>A</sub> et P<sub>B</sub>, les deux lignes coplanaires vont s'élargir progressivement sous la forme d'un quart d'ellipse de composante LGT et WG2, pour former ces pseudo antenne Vivaldi à droite et à gauche, Fig. 28 (a) et (c), une variation du champ électrique se crée le long de la fente effilée, le champ électrique se déplaçant d'un bord à l'autre de

l'effilement de la fente, voir partie encadrée en rouge Fig. 29, produisant des propagations électromagnétiques dont l'amplitude maximale est suivant l'axe X.

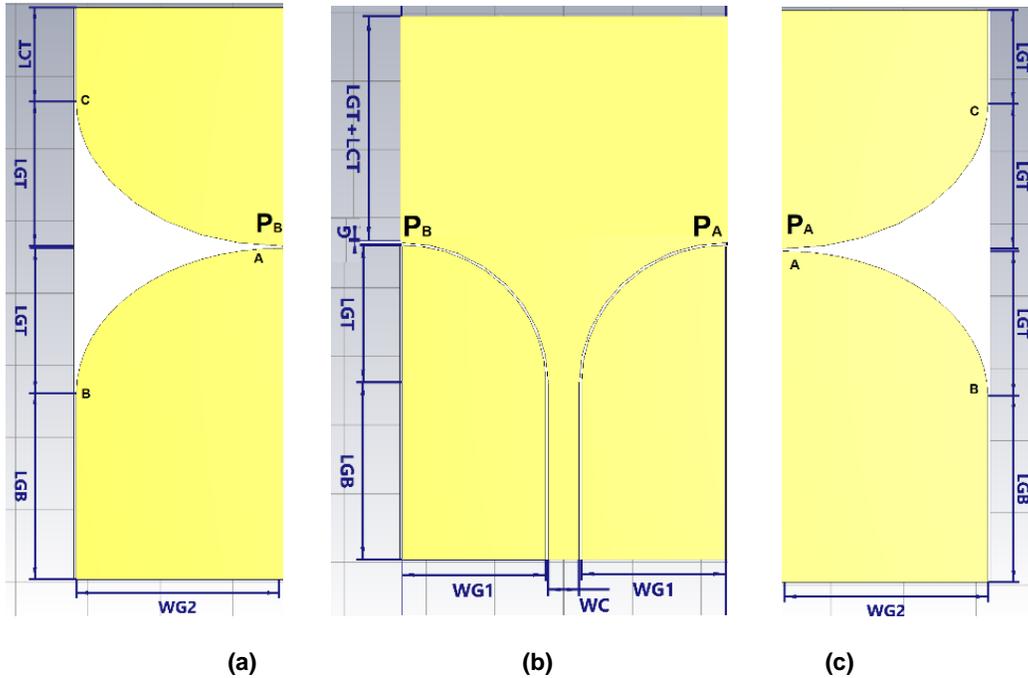


Figure 28 (a) Fentes effilées à gauche (b) Alimentation en transition de CPW à CPS (c) Fente effilée à droite

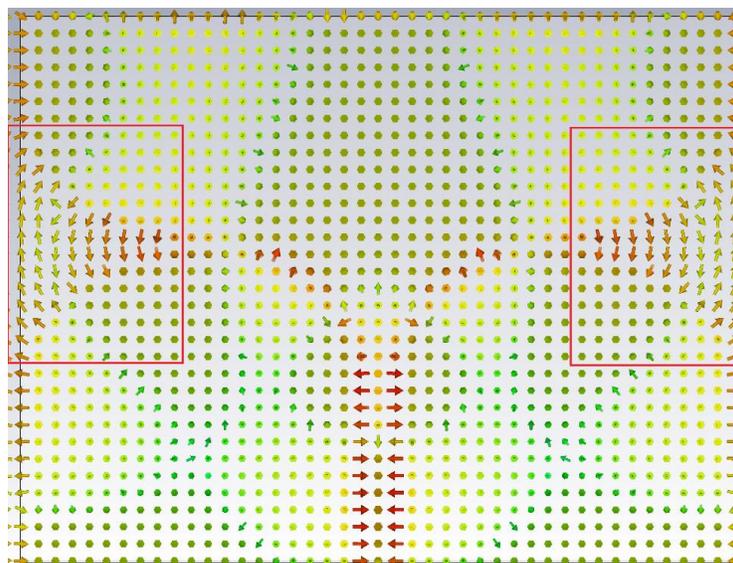


Figure 29 Propagation du champ électrique à 5.5 GHz, zone encadrée en rouge

Par la suite, nous avons inspecté les zones où le courant de surface est minimal, afin d'implanter notre antenne millimétrique, cette zone favorable est encadrée en vert ci-dessous, Fig. 30.

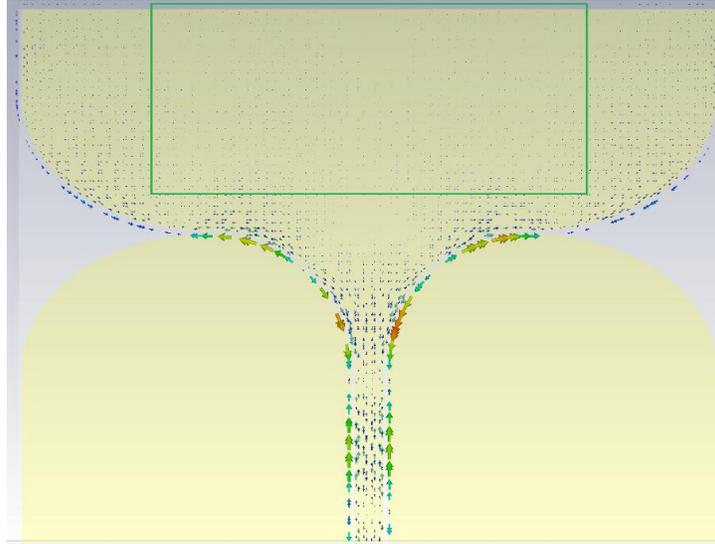


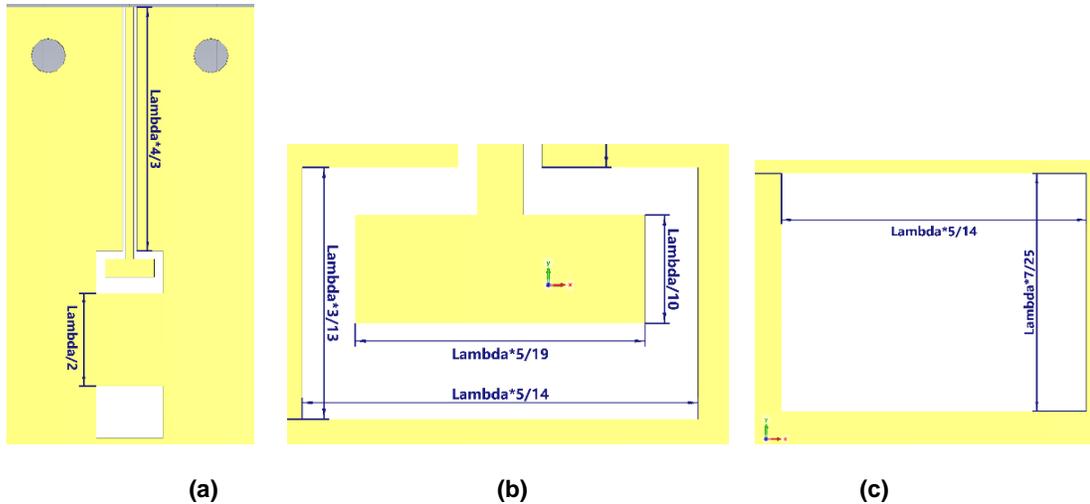
Figure 30 Zone au courant de surface minimale

### 3.2.1 Étude et Architecture de l'antenne millimétrique

D'après les calculs et simulations avec un substrat de constante diélectrique  $\epsilon_r = 6,15$ , on obtient un bon fonctionnement de l'antenne millimétrique pour un substrat d'épaisseur inférieure à 0.3 mm, mais cette épaisseur très fine va impacter l'étude de conception de l'antenne ULB, ainsi conserver les performances de l'antenne ULB, il faut agrandir ses dimensions par rapport à celle d'origine (Augustin, 2012). Cette antenne doit avoir un rayonnement omnidirectionnel, et un gain maximal suivant l'axe Z, et doit être alimentée par un guide d'onde coplanaire comme pour l'antenne ULB, on choisit alors la conception d'une antenne dipôle à fentes qui répond à ces exigences.

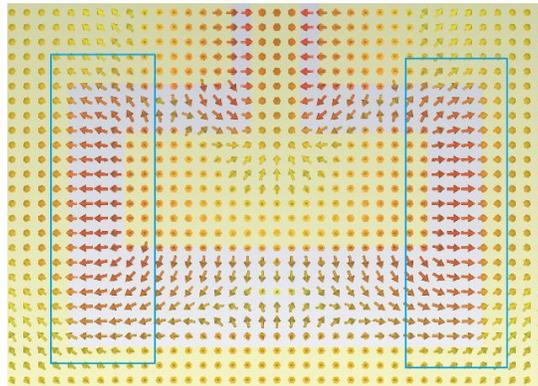
L'alimentation CPW et les dimensions de cette antenne millimétrique sont en fonction de sa longueur d'onde à 28 GHz,  $\lambda = 10.70687\text{mm}$ , Fig. 31 (a-b). La distance de l'alimentation CPW optimum est atteinte à  $\lambda^*4/3$ , cette distance est optimale pour transmettre le maximum de puissance à l'antenne à fentes, car si cette distance est trop courte, le rayonnement sera dirigé le port d'alimentation de l'antenne millimétrique, ce qui n'est pas désiré. Aussi pour ajuster le

rayonnement maximal de cette antenne suivant l'axe Z, on ajoute une fente de réflexion, Fig. 31(c) près de l'antenne, à une distance de  $\lambda/2$ , les dimensions de cette fente sont aussi en fonction de  $\lambda$ .



**Figure 31** Antenne millimétrique en fonction de  $\lambda$  (a) Distances alimentation et antenne/fente (b) Dimensions de l'antenne (c) Dimension de la fente de réflexion

On constate que toutes ces dimensions sont de l'ordre de  $1/2, 1/3, 1/4$  et  $1/10$  par rapport à  $\lambda$ .



**Figure 32** Propagation du champ électrique à 28GHz, zone encadrée en bleu

Sur la Fig. 32, la variation du champ électrique dans les deux zones encadrées en bleu va produire une propagation électromagnétique d'un dipôle. En combinant l'architecture de l'antenne ULB et de l'antenne millimétrique, nous proposons un premier prototype.

### 3.3 Premier prototype antenne ULB et antenne millimétrique

Le prototype est conçu et fabriqué à partir d'un substrat Rogers RO 3006 de permittivité diélectrique de  $\epsilon_r = 6,15$ , une tangente de pertes de 0,0020, avec une épaisseur de  $h_s = 0,25$  mm, le substrat est composé de deux couches, une couche supérieure qui est métallique où sont gravé les antennes, et la seconde du substrat diélectrique qui servira de support.

La conception se base sur (Augustin, 2012), les antennes large bande (partie LF) et millimétrique (partie HF), auront toutes les deux des alimentations coplanaires CPW d'impédance caractéristique de 50 ohms, obtenus en dimensionnant les paramètres  $WG1$ ,  $WC$ ,  $LGB$  et  $G$ , voir Fig. 28 détails 1, pour l'antenne large bande, et  $WC1$ ,  $G1$ , pour l'antenne millimétrique, voir partie HF, Fig. 33.

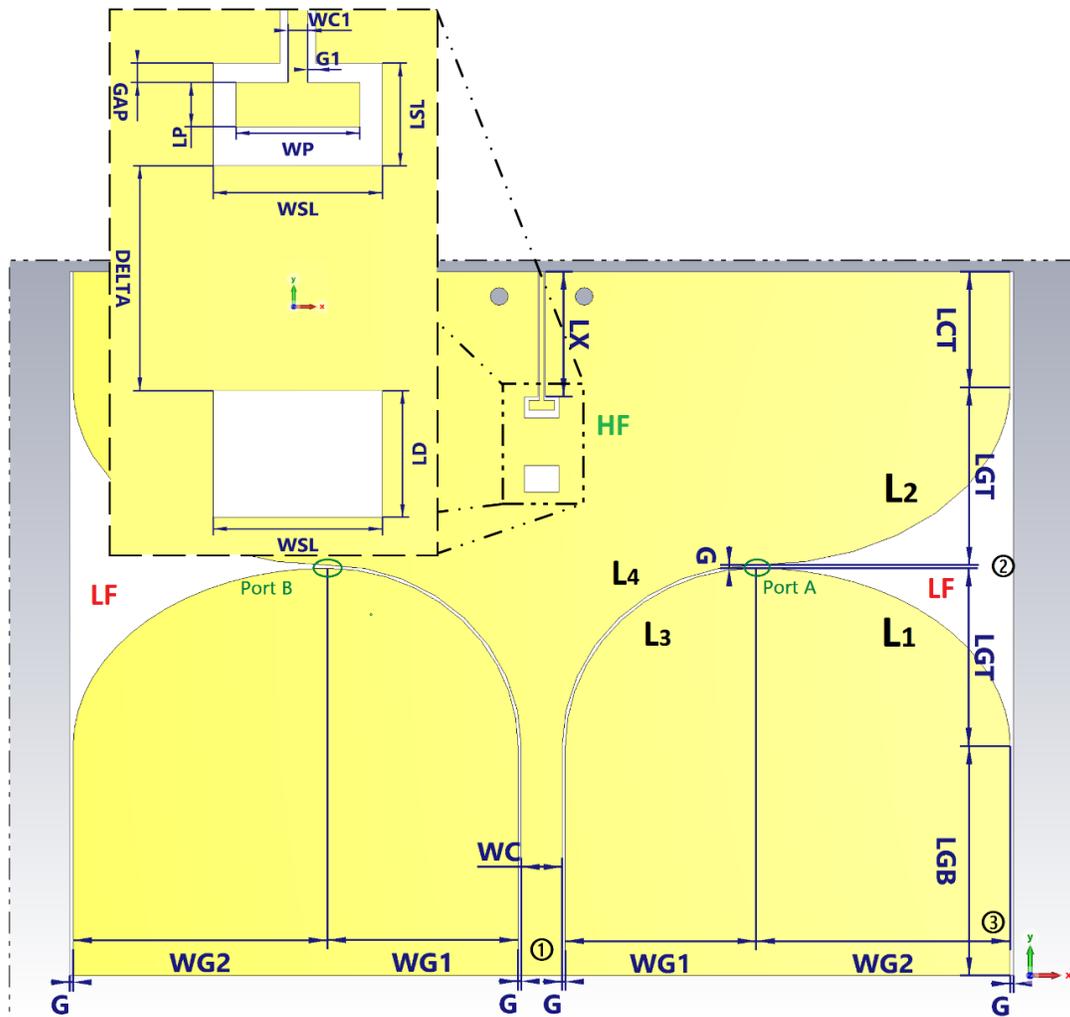


Figure 33 Antenne proposée

**Tableau 2      Dimensions de l'antenne large bande**

<b>WG1</b>	21 mm	<b>WC</b>	4,5 mm	<b>LCT</b>	13 mm	<b>G</b>	0,360 mm
<b>WG2</b>	28 mm	<b>LGB</b>	25.8 mm	<b>LGT</b>	20 mm		

Par rapport à l'antenne Fig. 27 (Kim, 2004), une transition courbe elliptique du CPW a été proposée sur Fig. 23 (Augustin, 2012), cette transition dépendante des paramètres WG1 et LGT. Une antenne de fente conique composée de deux ellipses identiques face à face, de longueur égale respective L1 et L2, qui représentent le quart de la circonférence de l'ellipse, avec une largeur d'ellipse WG2 et une hauteur de LGT, Fig. 33 détail 2, à partir de l'équation :

**Équation 22**

$$L1 = L2 = \frac{\pi}{2} \sqrt{((LGT)^2 + (WG2)^2)}/2$$

L'antenne large bande uniplanaire se compose en réalité de deux antennes à fentes coniques identiques dos-à-dos, connectés respectivement au port A et B par une transition CPW à CPS (*coplanar strip*), à ligne coplanaire, voir Fig. 33 détail 2. L'antenne millimétrique intégrée au même substrat que l'antenne large bande est inspirée de (Augustin, 2012), c'est une antenne à fentes avec une alimentation CPW. Ses paramètres sont WC1, G1, LX, pour l'alimentation CPW, LSL, WSL, WP, LP et gap pour la fente, et LD, WSL et Delta la distance entre l'antenne à fente et la fente résonante.

**Tableau 3      Dimensions de l'antenne à fentes, bande étroite**

<b>WC1</b>	0,45 mm	<b>LX</b>	14,04 mm	<b>WP</b>	2,81 mm	<b>WSL</b>	3,84 mm	<b>LD</b>	3 mm
<b>G1</b>	0,18 mm	<b>GAP</b>	0,46 mm	<b>LP</b>	1,05 mm	<b>LSL</b>	2,44 mm	<b>Delta</b>	5,34 mm

### 3.3.1 Mesures et analyses

Les mesures ont été relevées par moi-même et avec l'aide d'un technicien de laboratoire au sein de l'INRS, ces mesures ont été prises en deux étapes, suivant la bande de fréquence de calibration de l'analyseur de réseau vectoriel (KEYSIGHT HP 8722ES), en premiers lieux après calibration sur la bande allant de 2 à 12 GHz, pour mesurer les coefficients de réflexion de l'antenne ULB,  $S_{11}$ , Fig. 36, et mesuré l'isolation, avec les paramètres  $S_{12}$  et  $S_{21}$ , Fig. 47, en alimentant les deux ports, cette dernière opération a été plutôt compliquée a réalisé, car il faut s'assurer que les câbles d'alimentation ne tordent pas le prototype ou le brise au niveau des connecteurs, tout en maintenant le prototype d'une manière plane à cause de la nature souple du substrat, d'une épaisseur de 0.25mm . Le deuxième temps de ces mesures, consiste réaliser la même opération après calibration sur la bande de fréquence allant de 26 GHz à 30 GHz, afin de relever les coefficients de réflexion de l'antenne millimétrique,  $S_{22}$ , Fig. 44, et les paramètres  $S_{12}$  et  $S_{21}$ , Fig. 48. Pour s'assurer toujours de la bonne isolation entre l'antenne ULB et l'antenne millimétrique sur cette seconde bande de fréquences.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne large bande et millimétrique sont mesurés en alimentant chaque port indépendamment. Pour l'antenne ULB, les mesures des diagrammes vont de 2 GHz à 12 GHz avec un pas d'avancement de 500 MHz, ces mesures sont prises en deux temps suivant le plan E et le plan H, Fig. 38 à 41. Pour l'antenne millimétrique, les mesures des diagrammes vont de 26 GHz à 30 GHz avec un pas d'avancement de 250 MHz, ces mesures sont prises en deux temps suivant le plan E et plan H, Fig. 45. Aussi les mesures des gains sont obtenues à l'aide de deux antennes standard, la première allant de 1 GHz à 18 GHz, pour le calcul des gains de l'antenne ULB, suivant la fréquence, voir Fig. 42. La seconde de 18 GHz à 40 GHz, pour le calcul des gains de l'antenne millimétrique. Les résultats sont présentés en deux parties, antenne large bande et antenne millimétrique.

Les diagrammes de rayonnements sont représentés, Fig. 38 à 41, et Fig. 45, au plan E et au plan H, ces diagrammes sont normalisés et représente les copolarisations et polarisations croisées obtenues lors des simulations et mesures relevées.



Figure 34 Prototype fabriqué

### 3.3.2 Mesures de l'antenne ultra-large bande

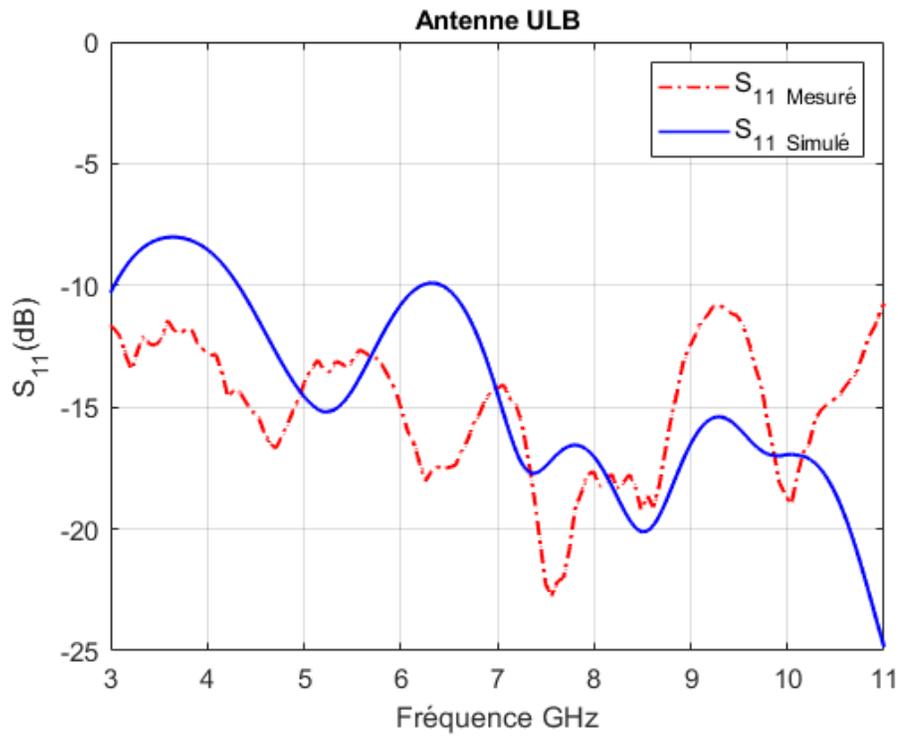


Figure 35 Coefficients de réflexion  $S_{11}$  pour l'antenne large bande

Les coefficients de réflexions  $S_{11}$ , de l'antenne large bande, ont été mesurés et sont inférieurs à -10 dB sur toute la bande entre 3 et 11 GHz, on constate qu'à partir de 3 GHz, jusqu'à 6 GHz l'antenne fonctionne au 1<sup>er</sup> mode, par la suite les modes successifs vont commencer à s'accumuler au fur et à mesure que l'on monte en fréquences. L'antenne a une bande opérationnelle de 3,1 GHz à 10,6 GHz, ce qui la définit comme antenne ultra-large bande, suivant la réglementation FCC.

### 3.3.1 Distribution du courant de surface

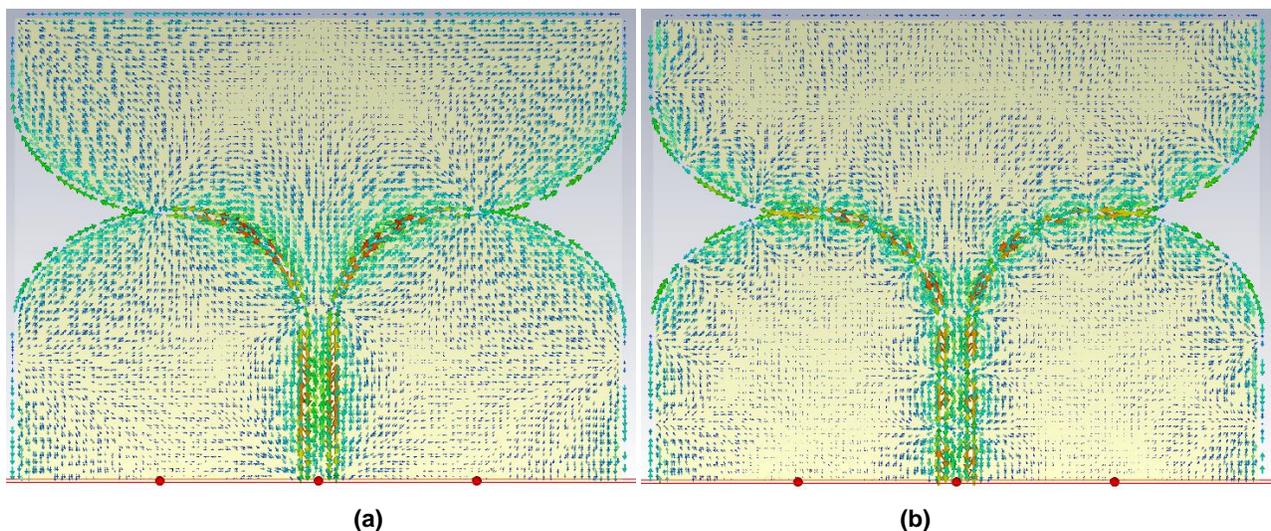


Figure 36 Distributions du courant de surface (a) 3,5 (b) 10,5 GHz

La distribution du courant de surface en rouge nous indique les zones où l'énergie circule, à 3,5 GHz nous remarquons 4 bandes rouges de distribution, Fig. 37(a), ce qui indique la circulation du mode fondamental ou 1<sup>er</sup> mode, le long du CPW et de la transition en CPS, le nombre de ces bandes augmentera progressivement jusqu'à 12 à la fréquence 10,5 GHz, Fig. 37(b), ce qui indique le fonctionnement dans des modes supérieurs au fur et à mesure de l'augmentation de la fréquence d'utilisation. On constatera aussi la très faible distribution de courant de surface dans la partie supérieure de l'antenne où se situe l'antenne millimétrique, et indique une bonne isolation entre les deux antennes.

### 3.3.2 Diagrammes de rayonnement de l'antenne ULB à 3.5, 5.5, 8 et 10.5 GHz

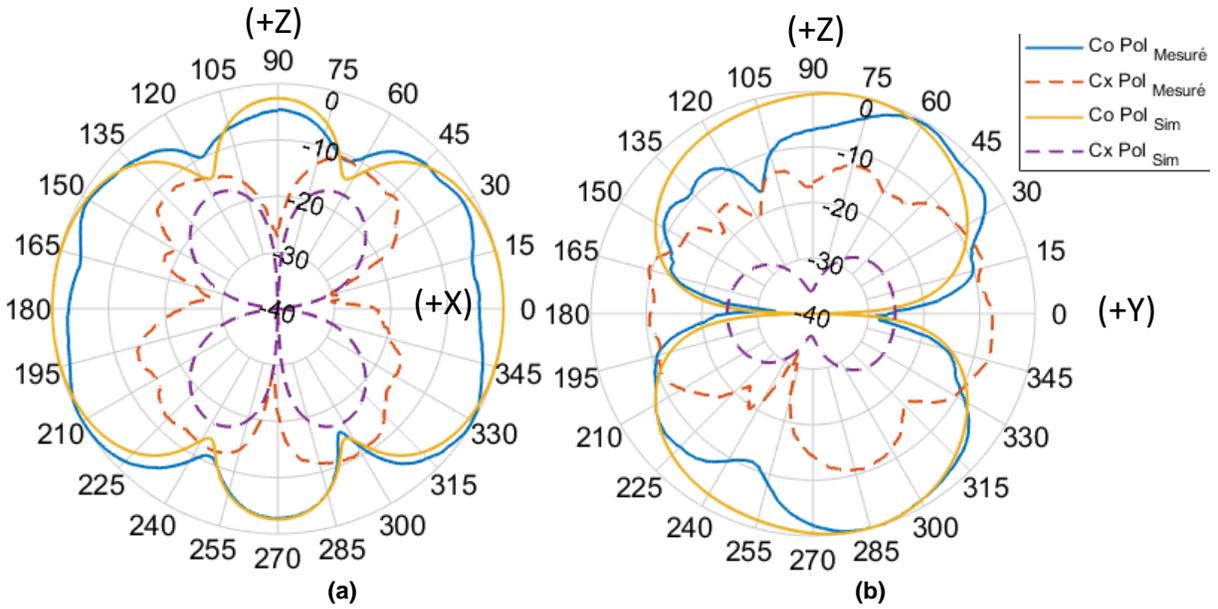


Figure 37 Diagrammes de rayonnement à 3,5 GHz (a) Plan H (plan ZX) et (b) Plan E. (plan ZY)

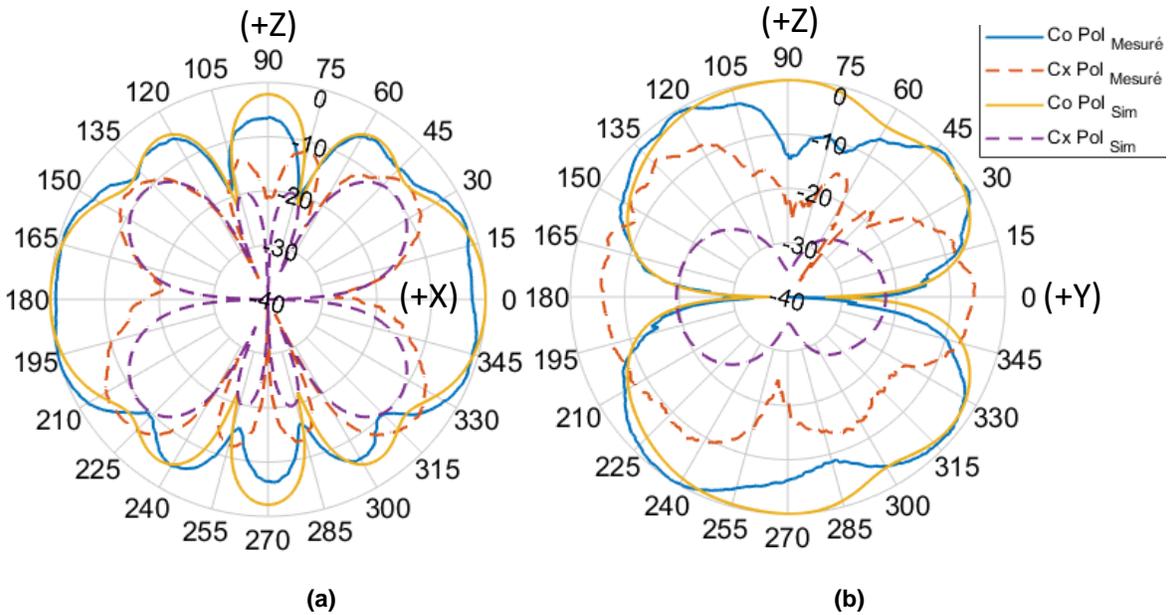


Figure 38 Diagrammes de rayonnement à 5,5 GHz (a) Plan H (plan ZX) et (b) Plan E. (plan ZY)

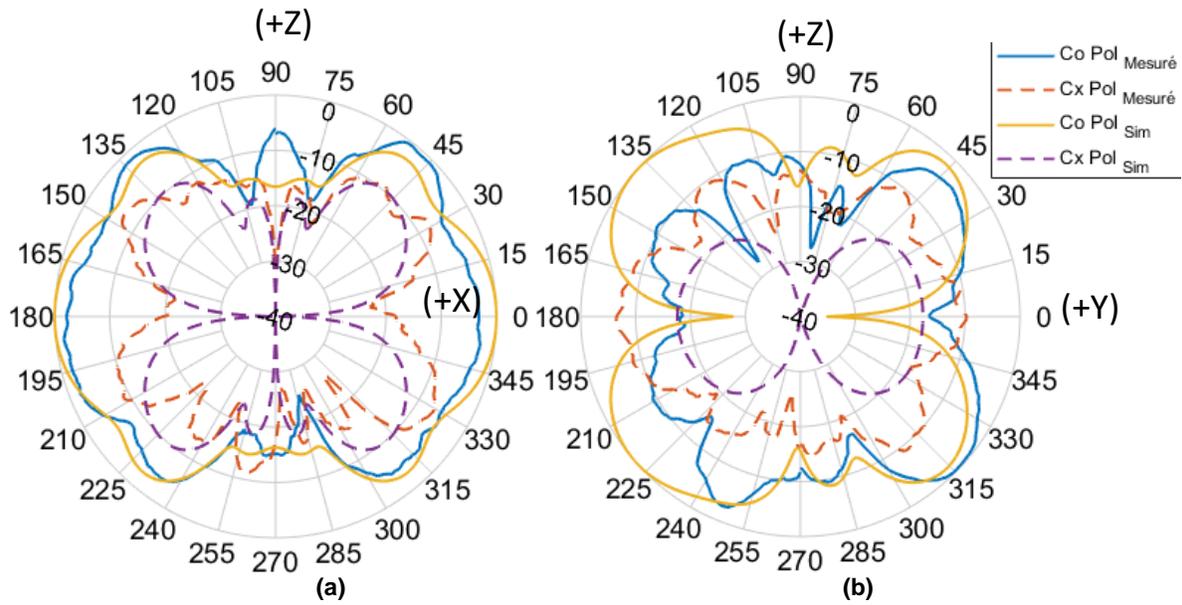


Figure 39 Diagrammes de rayonnement à 8 GHz (a) Plan H (plan ZX) et (b) Plan E. (plan ZY)

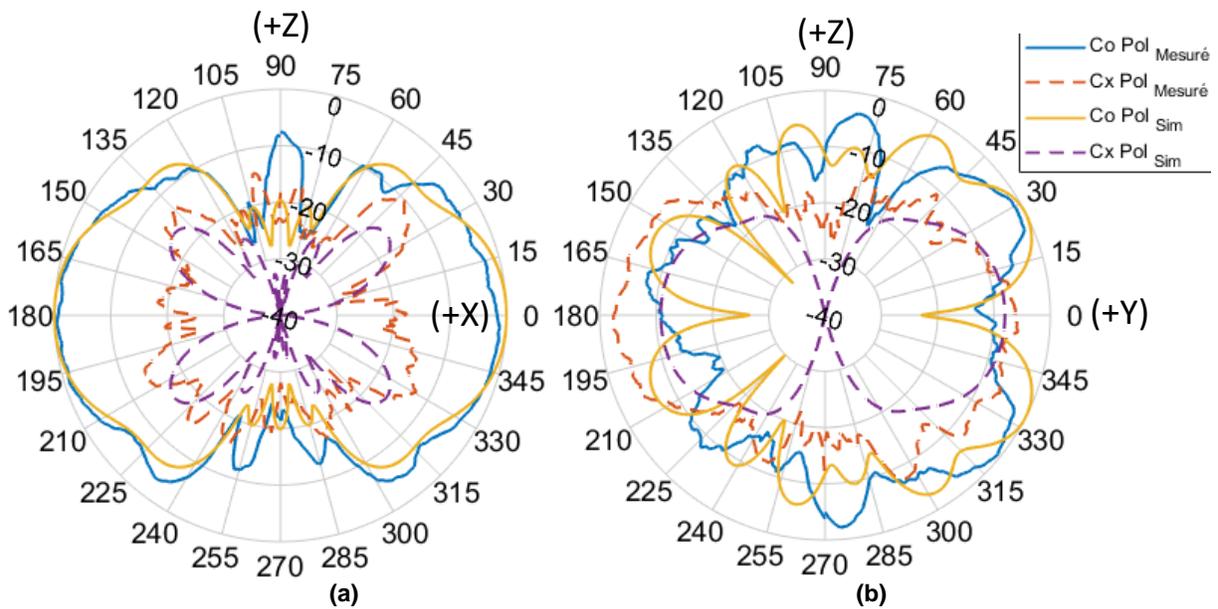


Figure 40 Diagrammes de rayonnement à 10,5 GHz (a) Plan H (plan ZX) et (b) Plan E. (plan ZY)

### 3.3.3 Analyse des diagrammes de rayonnements

Au plan H, les diagrammes de copolarisation mesurés sont pratiquement conformes à ceux simulés, les diagrammes de polarisation croisée mesurés sont à peine plus élevés que ceux simulés, 3 à 4 dB de plus, voire Fig. 38(a), Fig. 39(a), Fig. 40(a) et Fig. 41(a).

Au plan E, les diagrammes de copolarisation mesurée à 3.5 et 5.5 GHz sont conforme à ceux simulés, même si un creux apparaît à ces deux fréquences à l'angle  $113^\circ$  et  $248^\circ$  Fig. 38(b) et  $75^\circ$  et  $285^\circ$  Fig. 39(b), dues à un manque d'uniformité du rayonnement, aussi la polarisation croisée est plus élevée que celle simulée, jusqu'à 13 dB de plus, mais reste en moyenne inférieur à -10 dB, voir Fig. 38(b), Fig. 39(b).

Toujours au plan E, sur la Fig. 40(b), la copolarisation mesurée et inférieure à celle simulée entre  $90^\circ$  et  $270^\circ$ , est au même niveau que la polarisation croisée mesurée, la copolarisation est conforme à celle simulée de  $0^\circ$  à  $90^\circ$  et de  $0^\circ$  à  $-90^\circ$  ( $270^\circ$ ), avec une polarisation croisée moins élevée, les mesures prises à cette fréquence sont assez particulières, car on constate aussi un pique en gain par rapport à toute la bande ULB à cette fréquence de 8 GHz. Cette particularité peut être due à une erreur d'alignement, ou aussi due au substrat souple qui va prendre une forme concave ou convexe pour diverger un peu des résultats de simulations.

Enfin encore au plan E, la Fig. 41(b), la copolarisation mesurée est très proche de celle simulée, au même niveau d'énergie, même si les lobes ne correspondent pas exactement telle que simulé, on remarque que la polarisation croisée est plus importante que la copolarisation dans l'angle  $135^\circ$  à  $210^\circ$ , mais le reste du diagramme est conforme aux simulations.

Sur le plan H, le gain maximal est atteint suivant l'axe X, les diagrammes prennent la forme de deux cercles côte à côte caractéristique d'un dipôle, qui permet un rayonnement omnidirectionnel.

### 3.3.4 Gain en fréquence de l'antenne à large bande

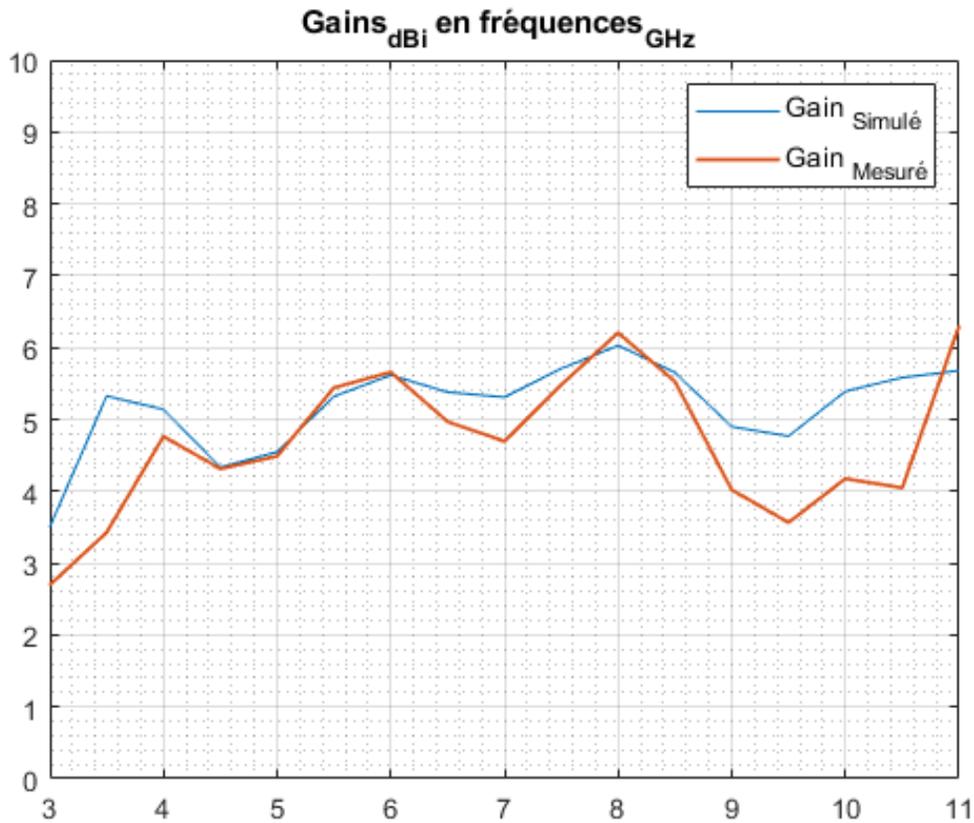


Figure 41 Gains en fonction de la fréquence

Le gain mesuré est en forme de dent de scie, ascendant et décroissant suivant certaines fréquences, mais est globalement au-dessus de 4 dBi tout au long de la bande ultra large avec un pic atteint à 6.6 dBi à 8 GHz. Ces successions de pics sont en fait des successions de résonances de l'antenne ULB avec l'augmentation progressive des modes de fonctionnement.

L'écart entre les résultats obtenus et simulés est dû principalement, aux pertes et à l'épaisseur du substrat de l'antenne (0,25 mm). Car même avec des supports servant à maintenir durant les mesures, l'antenne va prendre une forme concave ou convexe, affectant certains résultats. Malgré cela, nous concluons que cette antenne ultra-large bande offre des performances et un gain suffisant pour applications communication intérieure.

### 3.3.5 Antenne millimétrique

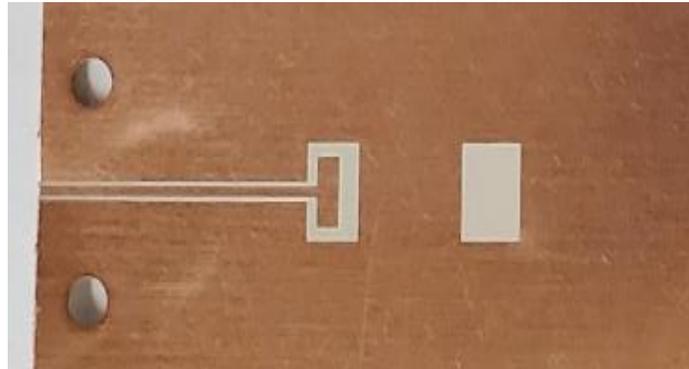


Figure 42 Antenne à fentes 28 GHz

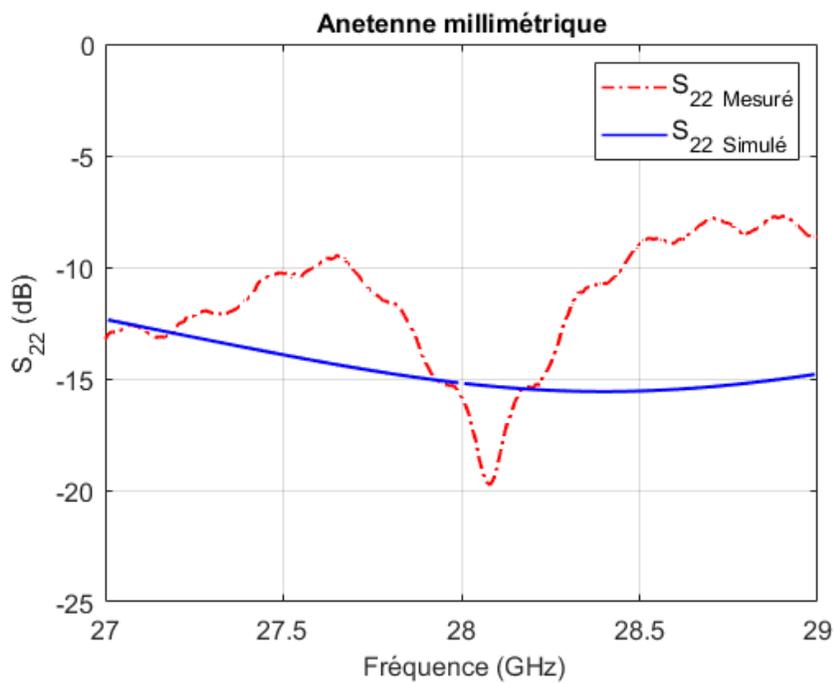


Figure 43 Coefficients de réflexion  $S_{22}$

D'après les mesures obtenues nous remarquons une bande passante inférieure à -10 dB à partir de 27,7 GHz et 28,44 GHz, et donc une bande passante étroite de 750 MHz, avec un pique résonance à 28,08 GHz à -19,78 dB.

### 3.3.6 Diagrammes de rayonnement de l'antenne millimétrique à 28 GHz

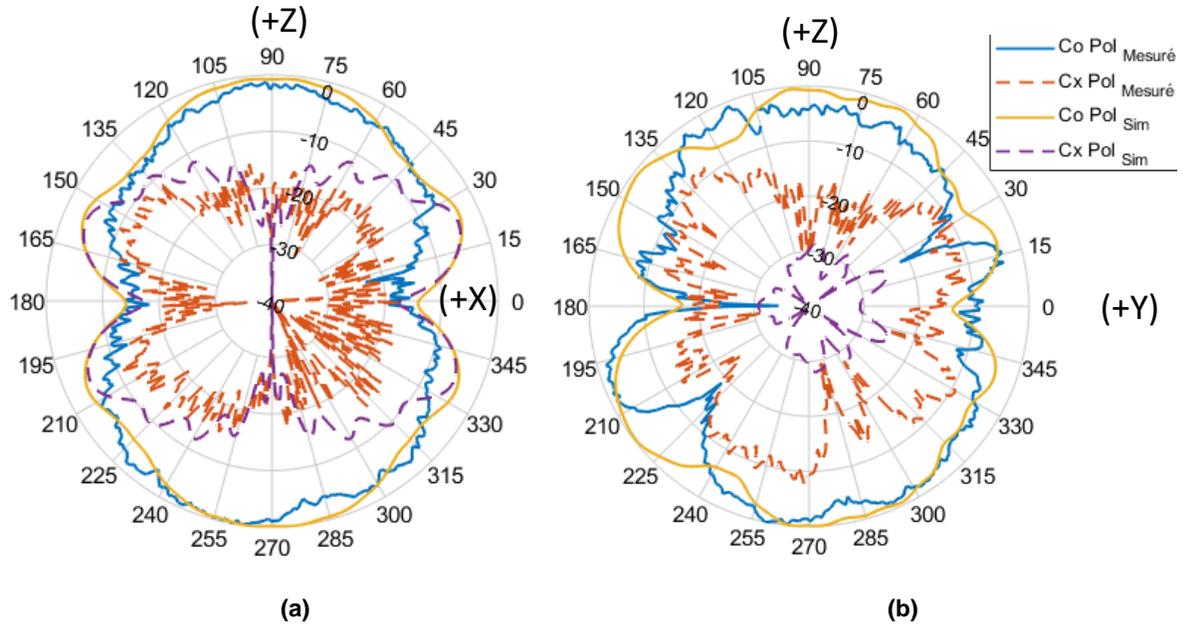


Figure 44 Diagrammes de rayonnement à 28 GHz (a) Plan H (plan ZX) et (b) Plan E. (plan ZY)

Sur le plan H, on remarque le diagramme mesuré de la copolarisation est semblable à celui simulé, avec perte de gain minime, la polarisation croisée mesurée est inférieure à celle simulée. Sur le plan E, on remarque le diagramme mesuré de la copolarisation est aussi semblable à celui simulé, mais on constate deux creux à l'angle  $30^\circ$  et  $235^\circ$ , aussi une baisse de l'amplitude entre l'angle  $135^\circ$  et  $165^\circ$ , ce qui peut être dû à une erreur d'alignement, ou aussi dû au substrat qui va prendre une forme concave ou convexe, ce qui diverge un peu des résultats de simulations, la polarisation croisée mesurée est-elle plus grande à celle simulée.

Depuis ces diagrammes, on remarque que le rayonnement est omnidirectionnel avec un rayonnement maximal est suivant l'axe Z. aussi la fente adjacente, Fig. 45, dimensionnée en conséquence à partir de la distance de Delta et de dimensions LD et WSL, a pour fonction de réagir comme un réflecteur pour orienter le rayonnement suivant l'axe Z, et rôle d'isolateur de l'antenne large bande. Le gain mesuré est de 4,62 dBi, un peu moindre par rapport au gain simulé de 5,23 dBi, cela est dû aux différentes pertes ohmiques et d'insertions.

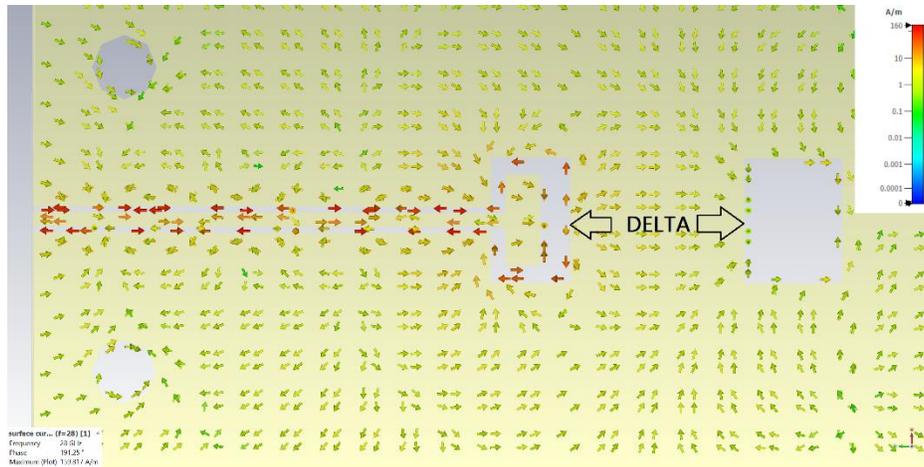


Figure 45 Courant de surface de l'antenne millimétrique

Ci-dessus, on constate la distribution du courant de surface à 28 GHz pour l'antenne millimétrique et de la fente adjacente à une distance « Delta » qui est égale  $\lambda/2$ . Cette fente va orienter le rayonnement suivant l'axe Z, et couper le courant de surface de l'antenne ULB pour améliorer l'isolation.

### 3.3.7 Isolation des antennes large bande et antenne millimétrique

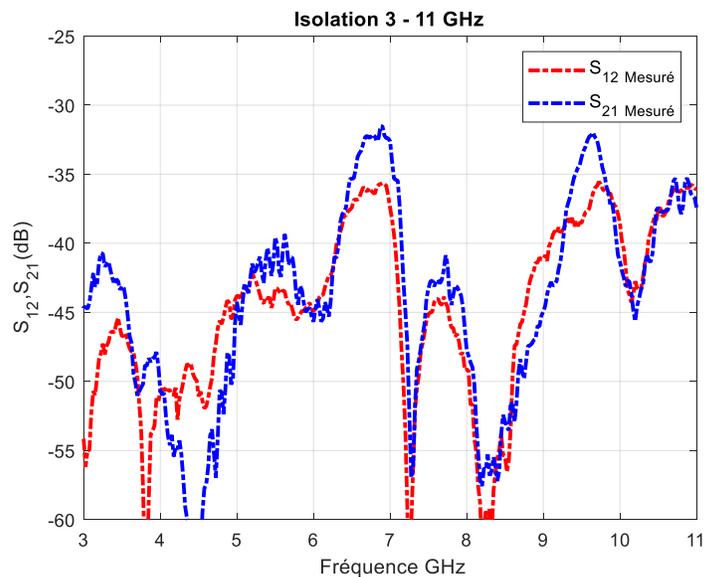
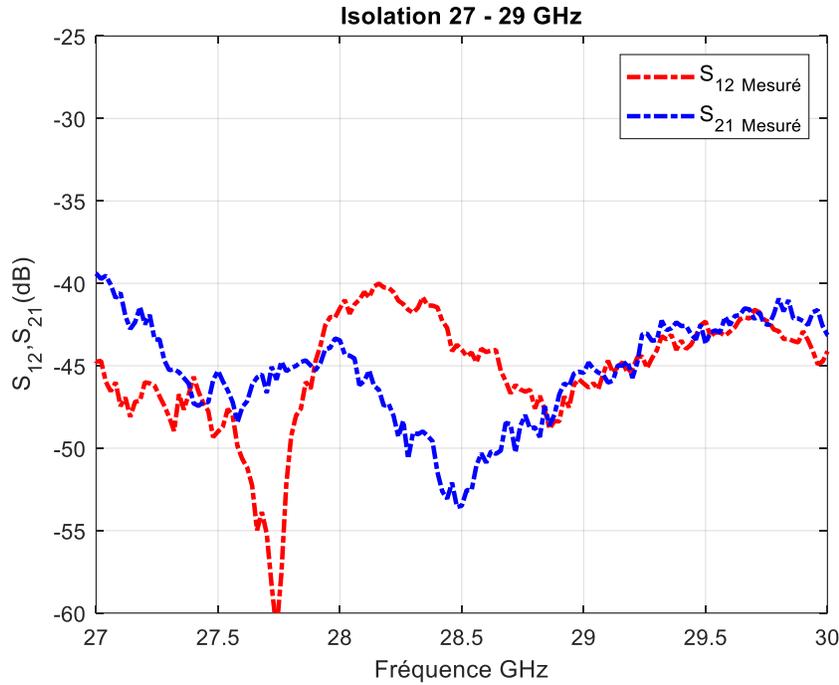


Figure 46 Coefficients  $S_{12}$  et  $S_{21}$  de 3 à 11 GHz



**Figure 47 Coefficients  $S_{12}$  et  $S_{21}$  de 27 à 30 GHz**

Nous constatons que l'isolation entre les deux antennes est excellente, l'emplacement de l'antenne millimétrique à 28 GHz est idéal, car il y a une faible circulation de courant lors du fonctionnement de l'antenne large bande. Pour l'antenne millimétrique, la fente additionnelle qui permet d'orienter le faisceau selon l'axe Z, procure une isolation supplémentaire en coupant le courant de surface de l'antenne large bande, ce qui permet un fonctionnement simultané des deux antennes.

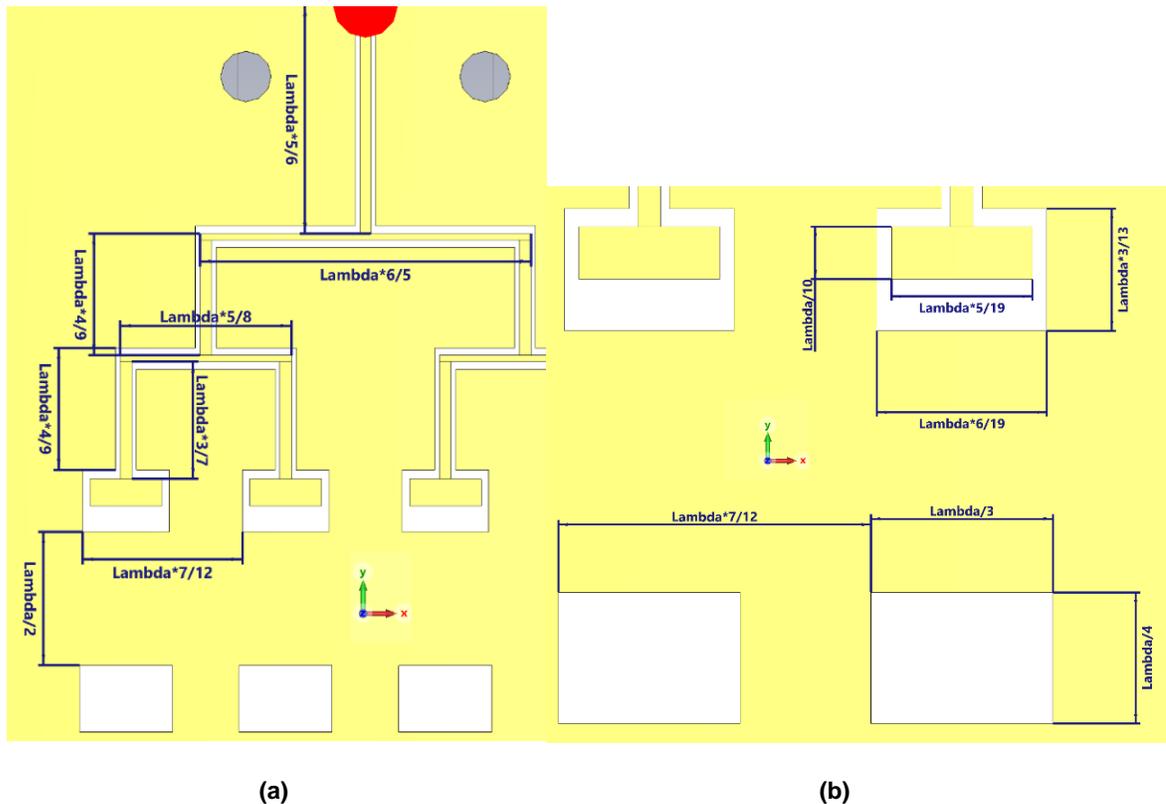
Le premier prototype produit des résultats encourageants, on propose alors un second prototype qui conserve l'architecture de l'antenne large bande, et qui maximise l'utilisation de la surface disponible pour y implanter un réseau d'antennes millimétrique, afin d'obtenir un gain plus important.

### 3.4 Second prototype antenne ULB et réseau d'antennes millimétrique

Précédemment nous avons pu concevoir, fabriquer et mesurer une antenne large bande, ainsi qu'une antenne millimétrique, fonctionnant à 28 GHz avec un gain de 4,62 dBi. Afin d'augmenter ce gain, nous proposons d'intégrer un réseau de 4 antennes à 28 GHz, tout en conservant une bonne isolation entre le réseau d'antennes millimétrique et l'antenne large bande.

#### 3.4.1 Architecture du réseau d'antennes

Comme pour l'antenne millimétrique précédente, le réseau d'alimentation de 4 antennes à fentes est fonction de  $\lambda$ , de l'ordre de  $1/2, 1/3, 1/4, 1/10$  de  $\lambda$ , s'ajoute aussi d'autres dimensions de l'ordre de  $2/3, 3/4$  et  $4/3$  de  $\lambda$ .



### 3.4.2 Réseau d'antennes proposé

Ce réseau est composé de 4 antennes, on se base sur l'antenne millimétrique développée précédemment, le facteur de réseau produit alors une augmentation du gain de 6 dB, et on atteint un gain de 10,85 dBi dans les simulations.

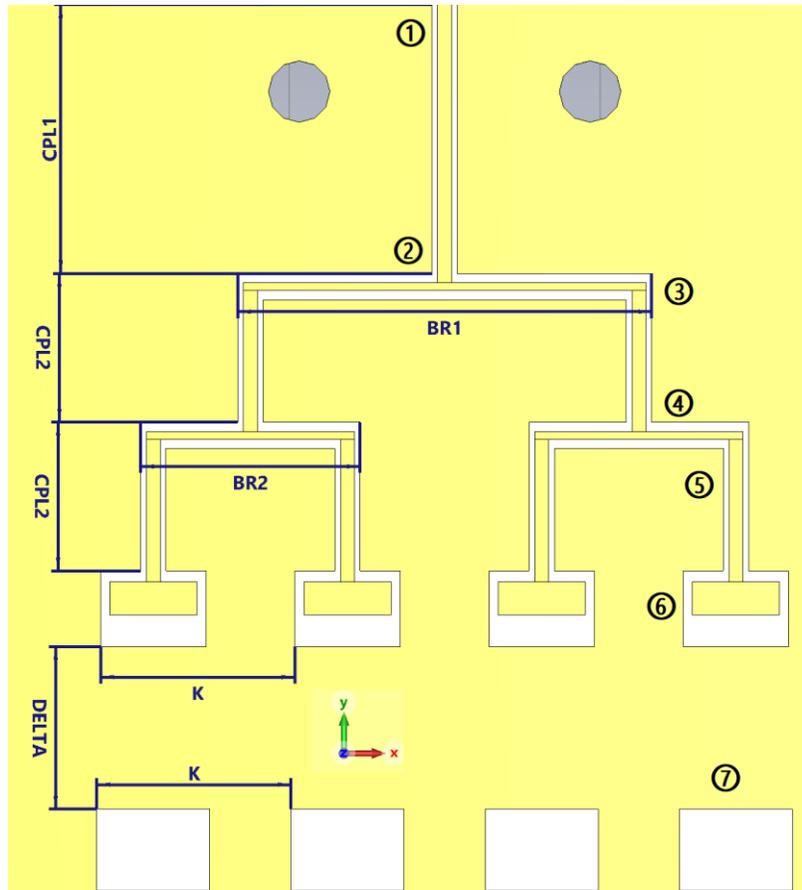


Figure 49 Réseaux d'antennes à 28 GHz

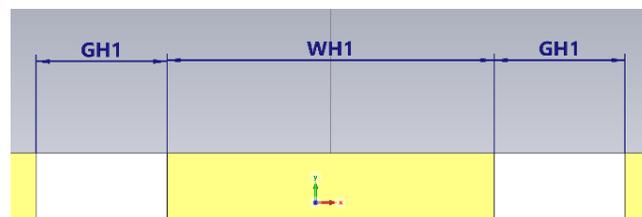


Figure 50 Fig. 49 ① & ② Alimentation CPW

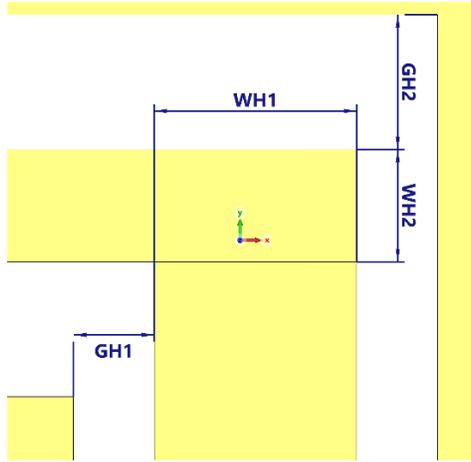


Figure 51 Fig. 49 de ② à ⑥ Embranchement réseau d'alimentation

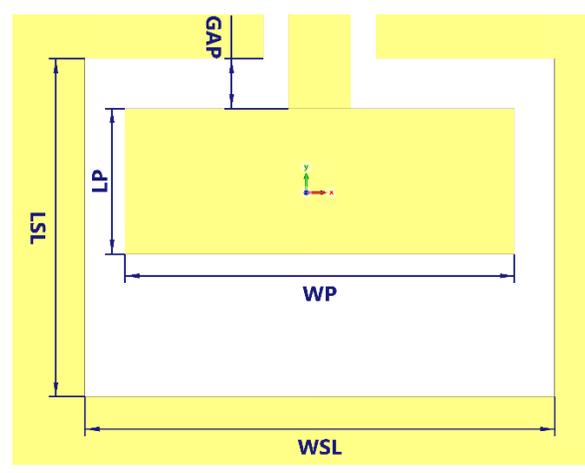


Figure 52 Fig. 49 ⑥ Antennes millimétriques

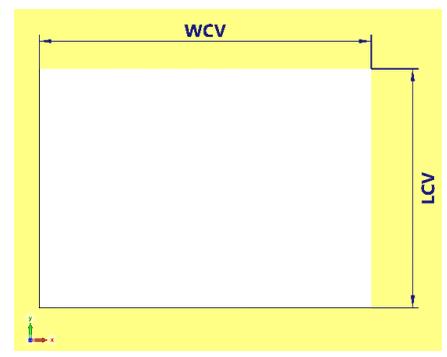


Figure 52 Fig. 49 ⑦ Cavités de réflexion

**Tableau 4 dimensions du réseau d'antennes**

WH1	0,45 mm	CPL1	8,64 mm	BR1	13 293 mm
WH2	0,25 mm	CPL2	4,78 mm	BR2	7 052 mm
GH1	0,18 mm	WSL	3 387 mm	WP	2,81 mm
GH2	0,30 mm	LSL	2 437 mm	LP	1,05 mm
WCV	3 632 mm	LCV	2 614 mm	GAP	0,36 mm
K	6 242 mm	DELTA	5,23 mm		

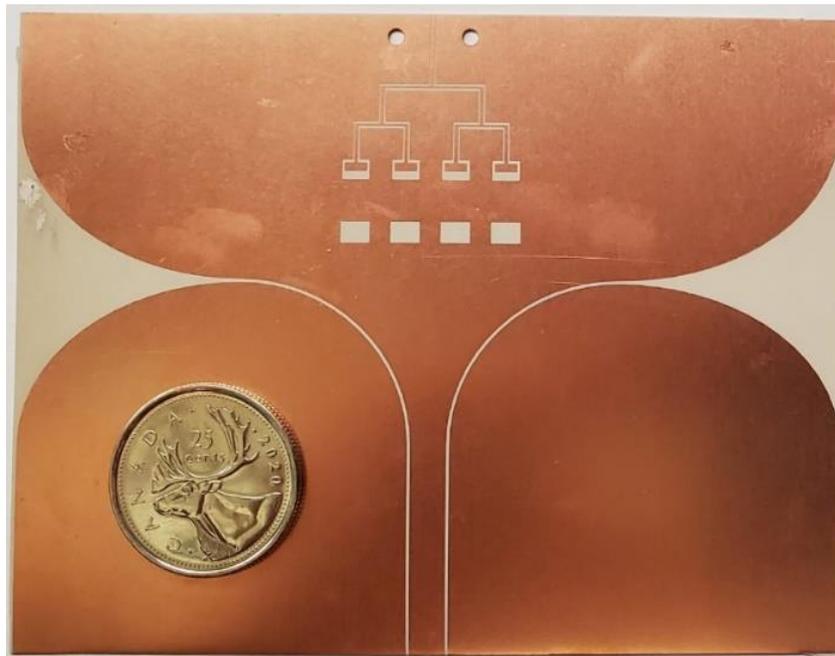
Avec :

Delta : la distance entre la fente résonante et la fente de réflexion;

K : la distance adéquate pour un couplage efficace des 4 éléments rayonnants.

### 3.4.3 Mesures et analyses

Ces mesures ont été prises en deux étapes, suivant la bande de fréquence de calibration de l'analyseur de réseau vectoriel (KEYSIGHT HP 8722ES), pour ce second prototype on réalise le même processus de mesure décrit dans (3.3.1).



**Figure 53 Ssecond prototype fabriqué**

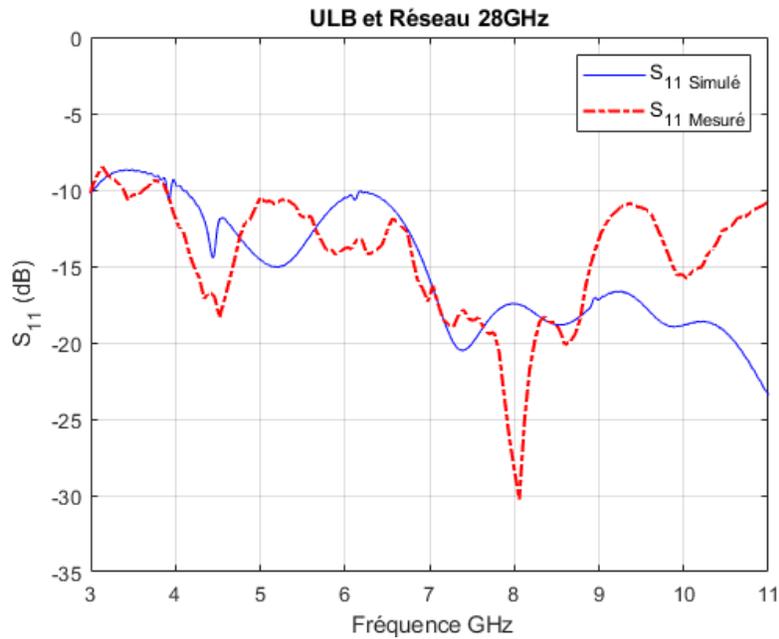


Figure 54 Coefficients de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne ULB avec réseau 28 GHz

On remarque que, les coefficients de réflexion pour ce second prototype sont semblables à ceux mesurés Fig. 36.

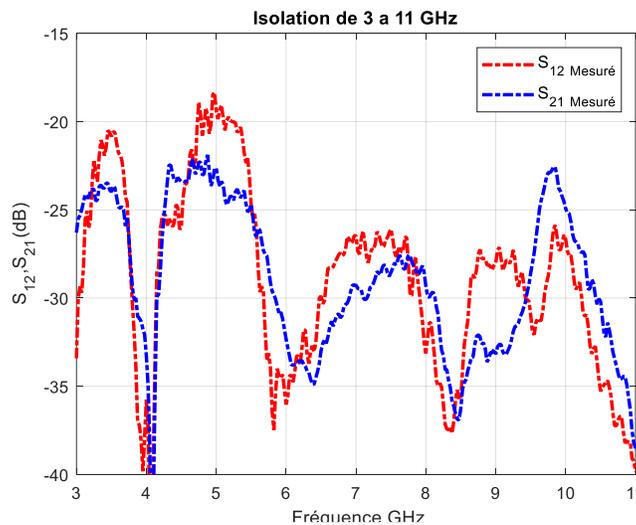
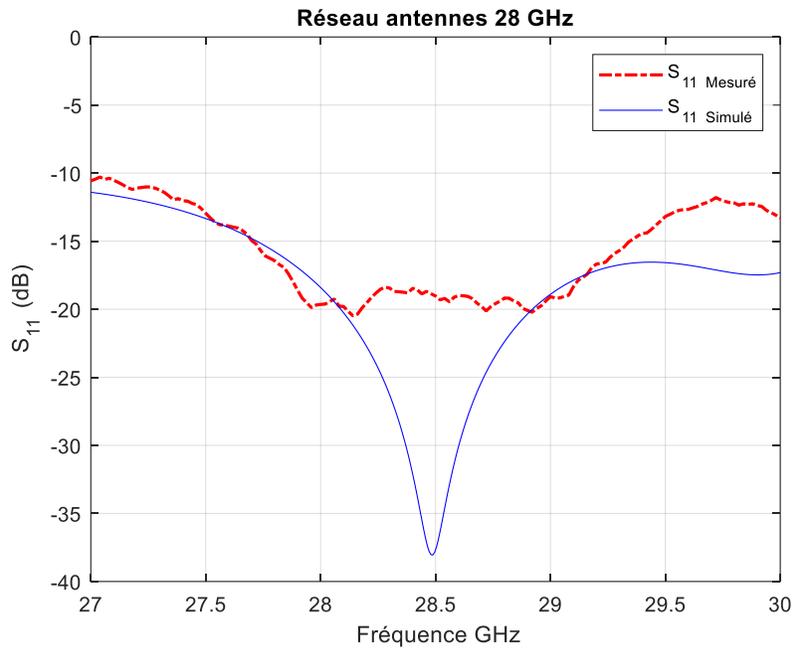
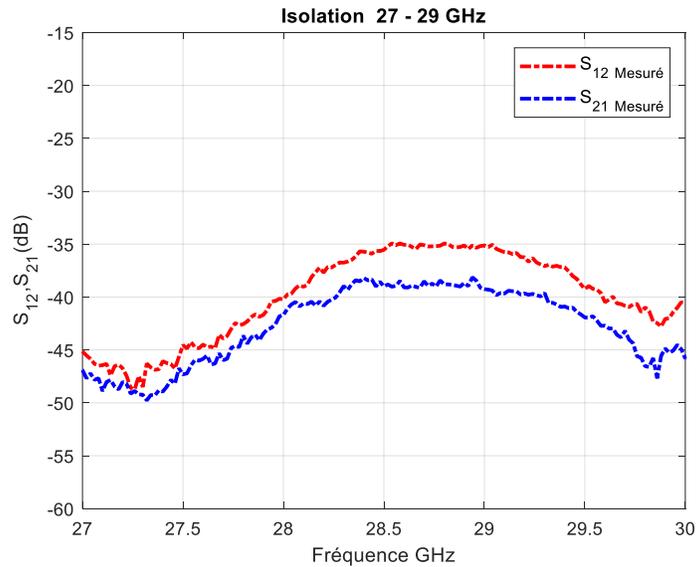


Figure 55 Isolation  $S_{12}$  et  $S_{21}$  de 3 à 11 GHz

L'isolation reste élevée, et l'influence du réseau sur l'antenne large bande reste négligeable, les diagrammes de rayonnement large bande de 3 à 11 GHz seront les mêmes que ceux du premier prototype.



**Figure 56 Coefficients de réflexion  $S_{11}$  du réseau d'antennes 28 GHz**



**Figure 57 Isolation  $S_{12}$  et  $S_{21}$  de 27 à 30 GHz**

Le réseau d'antennes, opère autour de 28 GHz, produit une bande de fonctionnements supérieurs à celle de l'antenne unique. On constate aussi que l'isolation, entre le réseau d'antennes et l'antenne large bande est satisfaisante entre 27 et 30 GHz, l'antenne large bande n'affectera pas le réseau d'antennes millimétrique.

### 3.4.1 Diagrammes de rayonnement à 28 GHz

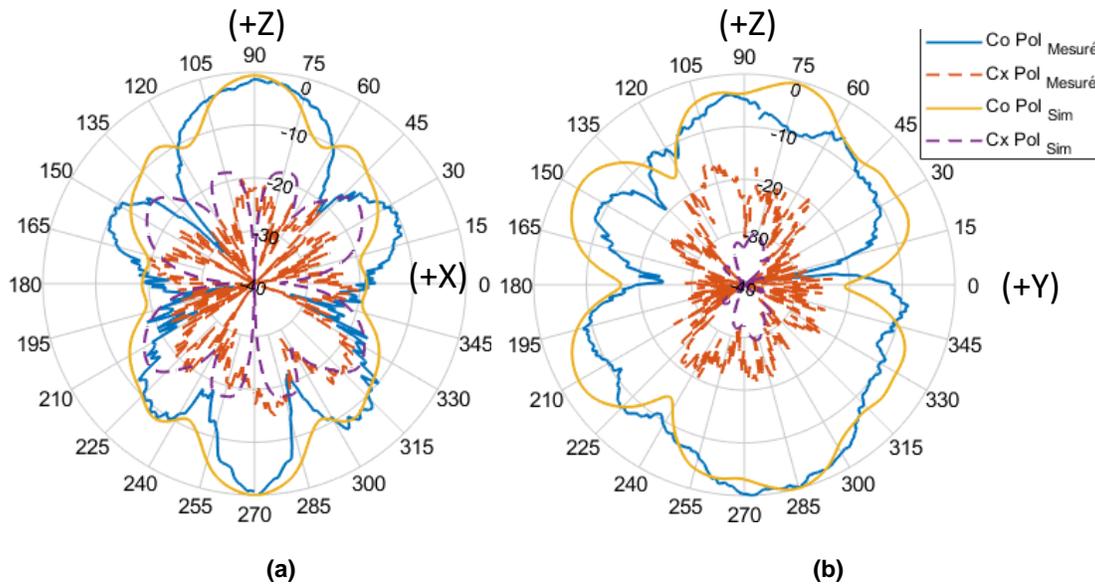


Figure 59 Diagrammes de rayonnement à 28 GHz (a) Plan H (plan ZX) et (b) Plan E. (plan ZY)

Sur les diagrammes de rayonnement, qui correspondent à la copolarisation et la polarisation croisée, en valeurs normalisées, sont représenté sur la figure ci-dessus, même si quelques creux apparaissent comme au plan E à l'angle 135°, qui peut être dû à un problème d'alignement, ces diagrammes mesurés correspondent bien à ceux qui ont été simulés. Aussi on constate, un faisceau très directif suivant l'axe Z, les lobes adjacents varient entre -8 dB et -10 dB, aussi gain obtenu est de 10,10 dBi, ce second prototype accomplis donc notre objectif d'augmentation du gain.

### 3.4.2 Courant de surface

Sur la Fig. 60, on constate que la distribution de l'énergie sur les deux premières antennes à partir de la gauche, tout le long du réseau d'alimentation, ainsi que l'influence des fentes non alimentées tout en bas, qui feront office de réflecteur et d'isolateurs avec l'antenne large bande, afin de diriger le faisceau suivant l'axe Z.



Figure 60 Courants de surface dans le réseau d'antennes à 28 GHz

### 3.5 Travaux futur et complémentaire pour l'antenne ULB

Des travaux complémentaires sont nécessaires pour s'assurer de la conservation de l'intégrité des impulsions émises et reçues sur toute la bande ULB, ces travaux consistent aux mesures de signaux reçus et émis dans cette bande, en envoyant de trains d'impulsions de formes sinus cardinal, entre deux antennes du type prototype 1 ou 2, d'abord des mesures en disposant les antennes face-à-face ensuite des mesures en disposant les antennes côte à côte, car ces antennes ont un rayonnement omnidirectionnel, afin de déterminer les délais du groupe des impulsions et la déformation du signal, pour ainsi pouvoir valider ces prototypes et étendre leurs applications.

### 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons conçu et fabriqué une antenne ultra-large bande, cette antenne rayonne comme un dipôle, un rayonnement omnidirectionnel. Cette antenne peut fonctionner à partir de 3 à 11 GHz, couvrant ainsi la bande ultra large (3,1 à 10,6 GHz), avec un gain acceptable variant suivant la fréquence utilisée entre 4 et 6 dB. Nous avons intégré une antenne millimétrique sur même substrat que l'antenne large bande, qui opère à 28 GHz et

possède un rayonnement selon l'axe Z, son gain mesuré est de 4,62 dBi. Par la suite, nous avons proposé un prototype, composé d'un réseau d'antennes millimétrique, afin d'obtenir un gain plus important. Nous avons proposé une solution, qui se compose de 4 antennes à fentes, utilisant les dimensions de l'antenne millimétrique précédente. Le gain mesuré est de 10,10 dBi, et le gain simulé de 10,85 dBi. Les résultats obtenus sont satisfaisants en termes de pertes d'insertions et ohmiques. Ce système d'antennes large bande et réseau millimétrique peut fonctionner simultanément, car une bonne isolation a été mesurée entre ces antennes. Aussi le comportement très directif du réseau d'antennes est plus destiné aux applications où on donnera la priorité à la directivité.

## 4 CONCLUSION

---

De nos jours, les antennes large bande sont très utilisées, car elles ont des propriétés attractives et ont diverses applications au sein des systèmes de communication sans fil. Ce type d'antenne connaît un essor depuis que la FCC lui a alloué une bande d'usage au grand public allant de 3,1 GHz à 10,6 GHz, la bande ultra large (ULB). Depuis lors, les applications sur cette bande de fréquence ont connu un intérêt et un développement important; parmi ces applications prometteuses, on note les systèmes de radio cognitifs, car ces antennes large bande sont particulièrement adéquates pour ce type de système. Ces systèmes ont pour but de désengorger les spectres de fréquence, en redistribuant à chaque utilisateur une fréquence propre suivant les canaux libres disponibles, changent aussi sa fréquence en cas d'encombrement du canal vers un autre libre. Ces systèmes ont comme fonction une optimisation temporelle des spectres de fréquence pour profiter des bandes de fréquences non utilisées. Il est donc important pour ces systèmes, de disposer d'une antenne de réception, de préférence ultra large bande, pour la détection des canaux libres.

Les bandes de fréquence millimétrique, quant à elles apparaissent comme une solution pour les technologies avenir, afin de satisfaire la demande de débit de données de plus en plus croissante. Afin de répondre à ces deux ambitions, celle d'allier une gestion intelligente du spectre existant et une technologie répondant aux exigences avenir, nous avons proposé dans ce mémoire un système d'antenne combinant ces deux solutions.

Ainsi dans le premier chapitre, une revue générale des antennes large bande a été présentée, à partir de leurs paramètres caractéristiques et de leurs historiques, et des différentes techniques de fabrication d'antennes large bande, ensuite celles utilisées en radio cognitive, enfin celles qui combinent une antenne large bande avec plusieurs autres antennes à bande étroite, intégrée au même substrat.

De ce premier chapitre, il en résultera notre choix du type de conception, qui semble le plus adéquat pour atteindre nos objectifs. Nous avons ainsi choisi sur une structure planaire, avec une alimentation CPW, pour chacune de nos antennes, large bande et millimétrique. Le 1er prototype est composé d'une antenne large bande et d'une antenne millimétrique unique, elles

sont construites sur un seul substrat. La méthode de conception et de fabrication du prototype a été discutée en détail dans le deuxième chapitre, ainsi que les résultats des mesures qui ont été comparés aux résultats des simulations. Pour les coefficients de réflexions, les diagrammes de rayonnements à différentes fréquences au plan H et au plan E, et le niveau d'isolation entre l'antenne large bande et millimétrique ont été présentés et discutés.

Les mesures obtenues valident le concept proposé, car avec un niveau d'isolation de -30 dB sur la bande ULB et la bande millimétrique, il démontre une bonne adaptation. Les diagrammes de rayonnement de l'antenne ULB et de l'antenne millimétrique sont similaires à ceux d'un dipôle, avec un rayonnement maximal suivant l'axe X pour l'antenne ULB, et avec un rayonnement maximal selon l'axe Z, pour l'antenne millimétrique. Ainsi, on conclut que le rayonnement de ces antennes ULB et millimétrique est omnidirectionnel. La bonne isolation entre ces antennes, permet de les faire fonctionner simultanément sans craindre l'altération des propriétés de chacune d'elles. Par la suite, la faible distribution du courant de surface a été exploitée pour intégrer un réseau d'antennes millimétrique afin d'augmenter son gain.

Le second prototype, composé d'une antenne ULB et d'un réseau de 4 antennes millimétriques, en utilisant les dimensions de l'antenne millimétrique précédente. La méthode de conception et de fabrication du second prototype a été discutée en détail dans le troisième chapitre, ainsi que les résultats des mesures qui ont été comparés aux résultats des simulations. Pour les coefficients de réflexions, les diagrammes de rayonnements à différentes fréquences au plan H et au plan E, et le niveau d'isolation entre l'antenne large bande et millimétrique ont été présentés et discutés.

Les mesures obtenues, valide le prototype avec réseau d'antennes, car avec un niveau d'isolation de -25 dB sur la bande ULB et la bande millimétrique, il démontre une bonne adaptation. Les diagrammes de rayonnement de l'antenne ULB sont similaires à ceux obtenus avec le premier concept, quant aux diagrammes de rayonnement du réseau d'antennes millimétrique, ils seront beaucoup plus directifs réalisant une augmentation de 6 dB, pour atteindre 10,10 dBi.

Ces résultats, dans leurs globalités sont satisfaisants, avec des pertes d'insertions et ohmiques minimales, et une bonne isolation qui permet de faire fonctionner ces antennes simultanément pour les deux prototypes, aussi le comportement directif du réseau d'antennes est plus destiné aux applications où on donnera la priorité à la directivité.

D'après les diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne (ULB), celle-ci pourrait être utilisée pour la détection et la recherche de spectre pour les systèmes de radio cognitifs, quant à l'antenne millimétrique elle pourrait avoir des applications pour la 5G.

## 5 BIBLIOGRAPHIE

---

Aboufoul, T., et al. (2012). "Reconfiguring UWB monopole antenna for cognitive radio applications using GaAs FET switches." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* (11): 392–394.

Ahmed, O. M. H. (2011). *Ultra-wideband Antennas and Components for Wireless Communication Systems*. Electrical and Computer Engineering, Concordia University: 200p.

Al-Husseini, M., et al. (2012). "A reconfigurable antenna based on an ultrawideband to narrowband transformation." In *PIERS proceedings 2012* (4): 550–553.

Angelopoulos, E. S., et al. (2006). "Circular and Elliptical CPW-Fed Slot and Microstrip-Fed Antennas for Ultrawideband Applications." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 5: 294-297.

Anveshkumar, N., et al. (2020). Cognitive radio paradigm and recent trends of antenna systems in the UWB 3.1–10.6 GHz. *Wireless Networks* 26(5): 3257-3274.

Augustin, G. and T. A. Denidni (2012). "An integrated ultra-wideband/narrow band antenna in uniplanar configuration for cognitive radio systems." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 60(11): 5479–5484.

Awl, H. N., et al. (2020). "Bandwidth Improvement in Bow-Tie Microstrip Antennas: The Effect of Substrate Type and Design Dimensions." *Applied Sciences* 10(2): 504.

Chu, Q. and Y. Yang (2008). "A Compact Ultrawideband Antenna With 3.4/5.5 GHz Dual Band-Notched Characteristics." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 56(12): 3637-3644.

Cihangir, A. and L. Alatan (2010). Reconfiguration in the Radiation pattern of tapered slot antennas. 2010 Conference Proceedings ICECom, 20th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications (4): 1-4.

Darimireddy, N. K., et al. (2018). "A Miniaturized Hexagonal-Triangular Fractal Antenna for Wide-Band Applications [Antenna Applications Corner]." *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 60(2): 104-110.

Duroc, Y., et al. (2007). "A Time/Frequency Model of Ultrawideband Antennas." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 55(8): 2342-2350.

Federal Communications Commission (FCC) (2002). Spectrum Policy Task Force Report. ET Docket No. 02-135, November.

Galvan-Tejada, G.M., Peyrot-Solis, M.A., & Jardón Aguilar, H. (2015). *Ultra Wideband Antennas: Design, Methodologies, and Performance* (1st ed.). CRC Press: 295p.

Gibson, P. J. (1979). The Vivaldi Aerial. 1979 9th European Microwave Conference (5): 101-105.

Hamad, E. K. I. and A. H. Radwan (2013). Compact UWB antenna for wireless personal area networks. 2013 Saudi International Electronics, Communications and Photonics Conference: 4p.

Hayouni, M., et al. (2012). "Design and Analysis of a Compact Printed UWB Antenna Using Non-Uniform Matching and Half-Wavelength Circular Slot." International Journal of Electromagnetics and Applications 2: 145-150.

Jianxin, L., et al. (2005). "Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems." IEEE Transactions on Antennas and Propagation 53(11): 3500-3504.

Kim, Y. and D. H. Kwon (2004). "CPW-FED planar ultra wideband antenna having a frequency band notch function." Electronics Letters 40: 403-405.

Knott, P. (2013). "Design of a Printed Dipole Antenna Array for a Passive Radar System." International Journal of Antennas and Propagation 2013 (6): 6.

Kumar, R. and R. Vijay (2016). "A Frequency Agile Semicircular Slot Antenna For Cognitive Radio System." International Journal of Microwave Science and Technology 2016 (11): 11.

Liang, J., et al. (2004). "Printed circular disc monopole antenna for UWB applications." Electronics Letters 40: 1246-1247.

Nella, A. and A. S. Gandhi (2018). "A five-port integrated UWB and narrowband antenna system design for CR applications." IEEE Transactions on Antennas and Propagation 66 (4): 1669–1676.

Nguyen, D. C., et al. (2015). Simulation, design and fabrication of 4-element and 32-element rectenna array applying in the wireless power transmission. 2015 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC) (6): 522-527.

Nikookar, H., et al. (2009). Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communications. Dordrecht, Springer Netherlands: Imprint: Springer. 188p.

Sahnoun, N., et al. (2015). "Integrated flexible UWB/NB antenna conformed on a cylindrical surface." Progress in Electromagnetics Research Letters (55): 121–128.

Schantz, H. G. (2004). "A brief history of UWB antennas." IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine 19(4): 22-26.

Tawk, Y., et al. (2010). A frequency reconfigurable rotatable microstrip antenna design. 2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (4): 1-4p.

Wiesbeck, W., et al. (2009). "Basic Properties and Design Principles of UWB Antennas." Proceedings of the IEEE 97(2): 372-385.

Yahya, R. (2011). L'étude et la réalisation des antennes ultra large bande à double polarisation. Centre Énergie Matériaux Télécommunications, INRS. Maitrise : 95p.

Zhang, C., et al. (2017). High performance linearly tapered slot antenna(ltsa) using parasitic patch. 2017 Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP) (3): 522-527.