

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Généralités sur la technologie Ultra Large Bande	3
I.1.Introduction.....	4
I.2. Historique.....	4
I.3.Définition de l'Ultra Large Bande	5
I.4. Caractéristiques de la technologie Ultra Large Bande.....	5
I.5. Positionnement de la technologie Ultra Large Bande.....	6
I.6. Les applications de l'ULB	7
I.7. Les différents types des antennes ULB.....	10
I.7.1. Antennes indépendantes de la fréquence	10
I.7.2. Antenne omnidirectionnelles (élémentaires)	15
I.8.Les avantages et les inconvénients de l'ULB	20
I.8.1Avantages.....	20
I.8.2Inconvénients	21
I.9.Conclusion	21
I.10 Bibliographie.....	22
Chapitre II : Méthodes de caractérisation des propriétés électriques du corps humain	23
II.1 Introduction.....	24
II.2Notion sur la constante diélectrique complexe ϵ	24
II.3 Modèle de Debye	27
II.4 Modèle de Cole-Cole	28
II.4.1 Modèle fractionnaire de Cole-Cole.....	28
II.4.1.1 Modèle diélectrique fort champ.....	28
II.4.1.2 Contribution quasi-statique.....	28
II.4.1.3 Contribution dynamique	29
II.4.1.4 Relation entre le modèle d'hystérésis dynamique fort champ et le modèle de permittivité complexe de Cole-Cole	30
II.5 Modèle Paramétrique de Gabriel.....	32
II.6 Interface graphique sous Matlab	35
II.6.1 Outil de simulation	35
II.6 Exemples d'applications.....	37
II.6.1 Modèle de Cole-Cole	37

II.6.2 Modèle de Gabriel	42
II.7 Comparaison entre les deux modèles étudiés	46
II.8 Conclusion	47
II.9 Bibliographie.....	48
Chapitre III: Conception & simulations	50
III.1. Introduction.....	51
III.2.Outil de simulation	51
III.3. Sélection de matériau de substrat	51
III.4 .Conception et mise en œuvre de l'antenne.....	52
III.5. Modélisation du corps humain en couches et mise en œuvre d'antennes.....	53
III.6 .Analyse de la performance de l'antenne ULB	55
III.6.1. Analyse du rendement sans l'environnement du corps humain	55
III.6.1.1 Perte de retour (S11).....	55
III.6.1.2 Modèle de rayonnement	56
III.6.1.3 Motif de rayonnement 3D, directivité, gain et efficacité.....	57
III.6.1.4 Rapport d'onde stationnaire (VSWR)	58
III.6.2 Analyse du rendement en présence de l'environnement corporel	59
III.6.2.1 Perte de retour (S11).....	59
III.6.2.2 Gain	61
III.6.2.3 Modèle de rayonnement	62
III.6.2.4 Motif de rayonnement 3D, directivité, gain et efficacité.....	64
III.6.2.5 Rapport d'onde stationnaire (VSWR)	67
III.7. Comparaison des performances de l'antenne réalisée	69
III.8.Conclusion	70
III .9 Bibliographie.....	71
Conclusion générale	72

Liste des figures :

Figure I.1 : Positionnement de l'ULB par rapports aux principaux standards WLAN et WPAN.	7
Figure I.2 : applications de l'ULB en fonction des débits possibles et de la distance.	7
Figure I.3 : Radar ULB utilisé pour contrôler l'évolution des grossesses.	8
Figure I.4 : Applications d'ULB.....	9
Figure I.5 : Applications d'ULB selon multispectral [I.10].	10
Figure I.6 : Antenne spirale logarithmique	11
Figure I.7 : Antenne spirale conique (vue de côté dessus) [I.4].	12
Figure I.8 : Antenne spirale d'Archimède	12
Figure I.9 : Antenne log périodique circulaire.	13
Figure I.11 : Réalisation pratique d'une antenne LPDA [I.1].	14
Figure I.13 : Antenne discône.....	16
Figure I.14 : Antenne papillon.	16
Figure I.15 : Exemple de réalisation pratique d'un monopole circulaire.	17
Figure I.16 : Illustration d'un monopole triangulaire.	17
Figure I.17 : Illustration d'un monopole trapézoïdal.	18
Figure I.18 : illustration d'un monopole papillon.	18
Figure 1.19 : Antenne cornet : -a- antenne cornet classique et -b- cornet ridgé.....	19
Figure I.20 : différents types d'antennes TSA.	20
Figure II.2 : Interface principale.	36
Figure II.3 : Interface secondaire.	36
Figure II.4 : interface de traçage	37
Figure II.5.a : Calcul de la permittivité avec une fréquence égale à 8 GHz.....	38
Figure II.5.b : Calcul de la conductivité avec une fréquence égale à 12 GHz.....	38
Figure II.5.c : Traçage de la permittivité et de la conductivité.	38
Figure II.6.a : Calcul de la permittivité avec une fréquence égale à 10 GHz.....	40
Figure II.6.b : Calcul de la conductivité avec une fréquence égale à 14 GHz.....	40
Figure II.6.c : Traçage de la permittivité et de la conductivité.	40
Figure II.7.a : Calcul de la permittivité avec une fréquence égale à 12 GHz.....	41
Figure II.7.b : Calcul de la conductivité avec une fréquence égale à 8 GHz.....	41
Figure II.7.c : Traçage de la permittivité et de la conductivité.	41
Figure II.8.a : Calcul de la permittivité avec une fréquence égale à 14 GHz.....	43
Figure II.8.b : Calcul de la conductivité avec une fréquence égale à 10 GHz.....	43
Figure II.8.c : Traçage de la permittivité et de la conductivité.	43
Figure II.9.a : Calcul de la permittivité avec une fréquence égale à 8 GHz.....	44
Figure II.9.b : Calcul de la conductivité avec une fréquence égale à 14 GHz.....	44
Figure II.9.c : Traçage de la permittivité et de la conductivité.	44
Figure II.10.a : Calcul de la permittivité avec une fréquence égale à 12 GHz.....	46
Figure II.10.b : Calcul de la conductivité avec une fréquence égale à 8 GHz.....	46
Figure II.10.c : Traçage de la permittivité et de la conductivité.	46
Figure III. 1. a : Vue avant et Figure III. 1. b vue arrière de l'antenne circulaire UWB.....	52
Figure. III.2.a : Modèle de corps humain en couches et Figure. III.2.b Antenne UWB mise en œuvre sur modèle de corps humain.....	54
Figure III.3 : S11 simulé de l'antenne UWB conçue à l'extérieur de l'environnement du corps.	56
Figure III. 4 : Evolution de S11 de l'antenne UWB conçu pour l'analyse des performances.....	56

Figure III. 5 : Modèle de rayonnement du plan E de l'antenne UWB conçue à l'extérieur de l'environnement du corps.	57
Figure (III.6) Modèle de rayonnement 3D de l'antenne UWB conçue à l'extérieur de l'environnement du corps.....	57
Figure III.7 : VSWR simulée de l'antenne UWB conçue à l'extérieur de l'environnement du corps. ...	58
Figure III. 8 : S11 simulé d'antenne UWB conçue à sur environnement du corps à (a) 8GHz, (b) 10 GHz, (c) 12 GHz et (d) 14 GHz.	60
Figure III.9 : La variation du gain en fonction de la fréquence.	61
Figure III.10 : diagramme de rayonnement du plan E de l'antenne UWB conçue sur le corps (a) 8 GHz, (b) 10 GHz, (c) 12 GHz et (d) 14 GHz.	63
Figure III.11 : Diagramme de rayonnement du plan E de l'antenne UWB conçue sur l'environnement du corps à (a) 8 GHz, (b) 10 GHz, (c) 12 GHz et (d) 14 GHz en 3D	66
Figure III.12 : VSWR simulé d'antenne UWB conçue à sur environnement du corps à (a) 8 GHz, (b) 10 GHz, (c) 12 GHz et (d) 14 GHz.	68

Liste de tableaux :

Tableau II.1 Les paramètres d'équation (II.36).	32
Tableau II.2 : Résultat de calcul de la permittivité et de la conductivité avec les trois modèles étudiés.	47
Tableau III. 1 : Mesures des antennes UWB pour la conception de l'objectif.	53
Tableau III.2 Propriétés du matériau du corps humain en couches.	55
Tableau III.3 : Caractéristiques de rayonnement de l'antenne UWB conçue.	58
Tableau III. 4 : S-paramètre d'antenne conçue sur l'environnement du corps à fréquences différentes.	61
Tableau III. 5 : Gain d'antenne sur l'environnement du corps à fréquences différentes.	61
Tableau III.6 : modèle de rayonnement de l'antenne conçue sur l'environnement du corps a différentes fréquences	64
Tableau III.7 : VSWR d'antenne conçue à sur environnement du corps à fréquences différentes.	69
Tableau III.8 : Performance d'antenne au de temps en temps environnement du corps.	69

Introduction générale

Introduction générale

Le domaine des télécommunications évolue de plus en plus, et cela requière un débit toujours grandissant mais qui reste freiné par un spectre de fréquence de plus en plus occupé. Récemment, la technologie Ultra Large Bande a attiré une grande attention aussi bien dans les domaines académiques qu'industriels.

En effet, l'ULB permet d'atteindre des débits de plusieurs centaines de mégabits par seconde, tout en conservant une complexité et des couts limités.

Sa nature impulsionnelle et sa largeur de bande lui confèrent en outre une bonne résistance aux brouillages et aux trajets multiples, ce qui la rend très adaptée à une utilisation en intérieur.

Egalement sa faible densité spectrale de puissance lui permet de cohabiter en introduisant peu d'interférences aux systèmes environnants. Une des issues clés dans les systèmes ULB est de concevoir des antennes appropriées capables de fonctionner dans la bande de fréquence désirée. Plusieurs types d'antennes monopoles omnidirectionnels ont été développés pour les communications à courte distance. Cependant, dans les domaines médical et militaire, et pour les applications de détection, les antennes directionnelles ont beaucoup plus d'avantages.

L'amélioration de la communication et de la technologie électronique a permis le développement de dispositifs d'antennes compacts et intelligents qui peuvent être positionnés sur le corps humain ou implantés à l'intérieur.

Ce mémoire se concentre principalement pour évaluer les performances de l'antenne conçue sur le corps humain. Ce phénomène est réalisé par la création de trois couches importantes du corps humain qui comprend la peau, les graisses et les muscles. Le but de ce mémoire de master est d'étudier et de concevoir des antennes dans un environnement du corps humain dans le domaine des Ultra Large Bandes (3.1-10.6 GHz).

Le premier chapitre présente la technologie ULB, ses principales caractéristiques et applications ainsi que les avantages et inconvénients de cette technologie. Aussi, les différentes types d'antennes ULB sont énoncés et expliqués.

Le deuxième chapitre de ce mémoire est consacré à l'étude des différentes modèles de calcul de la permittivité diélectrique et de la conductivité électrique à l'aide de l'outil Matlab.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude des antennes dans le cas sans ou avec l'environnement du corps humain à l'aide de l'outil de simulation CST Microwave studio, tout en comparant les performances des antennes sur le corps humain. et nous allons terminer par une conclusion générale.

Chapitre I : Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

Chapitre I : Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

I.1.Introduction

Face à la demande croissante pour les applications multimédia sans fils, le monde des télécommunications doit répondre aujourd'hui à un réel besoin pour les systèmes radio à très haut débit. Parmi les récentes innovations dans ce domaine, la communauté scientifique s'intéresse particulièrement à l'ultra large bande, qui consiste à utiliser des bandes de fréquence de l'ordre de 500MHz à plusieurs GHz. Cet important étalement fréquentiel confère à la technologie ULB des caractéristiques uniques.

Dans ce chapitre, nous présentons la technologie Ultra Large Bande. Ainsi que ses caractéristiques qui en font une technologie innovante et particulière, et les nombreux domaines d'applications pouvant tirer profit de ces performances. Nous passerons ensuite par la présentation des différents types d'antennes ULB. Enfin, nous citons les avantages et les inconvénients de cette technologie.

I.2. Historique

Durant ces trois décennies, pour faire face à l'encombrement des bandes de fréquences utilisées pour la transmission d'information, on a essentiellement cherché à réduire la largeur de bande nécessaire pour transmettre ces informations avec un taux d'erreur acceptable. Ce n'est que récemment-une dizaine d'années- que le concept d'ultra large bande a retrouvé un intérêt principalement suscité par le développement des transmissions à courte distance.

La grande majorité des techniques de transmission actuelles utilisent des modulations avec porteuses (Bluetooth, wifi..).

Si le terme ultra large bande est relativement récent, le concept lui-même est par contre bien plus ancien:

Dès la fin du 19^{ème} siècle, Heinrich Hertz avait eu l'idée d'utiliser des décharges électriques pour produire des ondes électromagnétiques, c'était la base de la technique ultra large bande.

Dans les années 60, Ross et Bennett étudient pour la première fois la propagation d'ondes électromagnétique d'un point de vue temporel plutôt que fréquentiel. Dans leur application apparaît des applications liées à cette nouvelle technique à savoir: les communications et les radars.

Dans les années 1970-1994, la majorité des travaux vise à améliorer certains sous-systèmes de cette nouvelle technique. A cette époque, on lui donne plusieurs noms : technologie « sans porteuse », ou en « bande de base » ou encore « technologie impulsionnelle ». C'est en 1989 que le terme Ultra Large Bande apparaît dans une publication du ministère de la défense aux Etats-Unis. Les travaux concernant cette technologie se sont effectués, pour la plupart, dans le cadre de programmes confidentiels américains (militaires).

Chapitre I : Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

En 1994, la confidentialité des travaux liés à l'Ultra Large Bande est levée : la recherche se développe de façon importante aussi bien dans l'industrie que dans les universités.

En 2002, la FCC (Federal communication commission) l'organisme de régulation des communications américains, réglemente l'Ultra Large Bande : elle en donne une définition précise, et définit les niveaux de puissance maximale autorisés (-41dB/MHz pour la bande haute) [I.1].

I.3.Définition de l'Ultra Large Bande

L'Ultra Large Bande ou UWB, est un terme générique utilisé pour représenter une technique d'accès radio qui a été étudiée sous différentes appellations. On peut citer les termes : radio à grande largeur de bande relative, radio à fonction orthogonale [I.3] En définissant la largeur de bande relative selon deux critères :

$$B_{rel} = 2 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}} \quad (I.1)$$

1. Selon FCC (Federal Communications Commission) l'antenne a une valeur supérieure à 0.2.
2. Selon DARPA (Defense Advanced research Projects Agency 1990), l'antenne a une valeur supérieure à 0.25.

Avec :

- f_{max} : la fréquence de coupure supérieure à -3dB.
- f_{min} : la fréquence de coupure inférieure à -3dB.

De plus, la FCC définit l'antenne UWB comme toute antenne ayant une bande passante supérieure à 500MHz. La fréquence la plus élevée et la fréquence la plus basse de la bande passante sont définies selon la FCC par les fréquences auxquelles la puissance rayonnée est de -10 dB de sa valeur maximal [I.2].

I.4. Caractéristiques de la technologie Ultra Large Bande

La technologie ULB a plusieurs caractéristiques qui la distinguent des systèmes à bande étroite conventionnels :

Une large de bande instantanée, typiquement de l'ordre 500MHz à plusieurs GHz ,ce qui rend l'ULB plus adaptée à l'augmentation de débit que les systèmes existants présentant

Chapitre I : Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

des contraintes sur leur largeurs de bande. En effet, la capacité d'un canal de transmission peut être calculé selon le théorème de Shannon par :

$$C = B.\log_2\left(1 + \frac{S}{N_0.B}\right) \quad (I.2)$$

Où C représente la capacité maximale du canal (bit/s), B la largeur de bande du canal (Hz), S la puissance de signal (w), N la densité spectrale de puissance de bruit. Il est clair d'après l'équation (I.2) que la capacité maximale du canal de transmission croît linéairement avec la largeur de bande. Par ailleurs, cette capacité C est une indication sur le débit maximal théorique. Pour un canal donné, comme on sait d'après la théorie de l'information, il est possible de transmettre des données à un taux d'erreur binaire reste inférieur à un certain seuil fixé, à condition que le débit de transmission de données reste inférieur à la capacité maximale du canal de transmission.

La grande largeur de bande offre à l'ULB une résolution temporelle supérieure à celle des systèmes conventionnels, pour des applications radar et de localisation précise. Cette résolution est typiquement de l'ordre de la nanoseconde (ULB en mode impulsionnel).

Une courte durée d'impulsion permet une grande robustesse face aux évanouissements rapides dus aux trajets multiples dans un environnement dense. Cette courte durée permet l'exploitation d'un nombre supérieur de trajets.

Une faible densité spectrale de puissance qui permet la coexistence de l'ULB et des services existants. En effets, la large bande de fréquences des signaux ULB recouvre des fréquences déjà allouées à d'autres systèmes radio. Les autorités de régulation ont alors imposé cette propriété aux signaux ULB afin de permettre de la coexistence de l'ULB avec les services existants sans les perturber.

Comme conséquence a cette faible densité spectrale de puissance, les signaux ultra large bande sont plus difficiles à détecter et les communications sont mieux sécurisées. D'autre part, cette propriété limite la portée des communications ULB à quelques dizaines de mètres. Les applications visées par l'ULB sont donc des applications à courtes portées et à haut débit comme les réseaux *Ad Hoc* par exemple.

Une simple implémentation étant donné que l'ULB permet la transmission directe d'impulsions en directe en bande de base sans porteuse [I.4].

I.5. Positionnement de la technologie Ultra Large Bande

La figure (I.1) présente le positionnement de l'ULB par rapport aux principaux standards des réseaux WLAN et WPAN en termes de portée et de débit. Au vu de ces différents standards, la technologie ULB semble bien positionnée, offrant une alternative à la

Chapitre I : Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

fois haut débit, bas coût et de faible consommation, particulièrement adaptée aux radiocommunications à courte portée (WLAN, WPAN/WBAN).

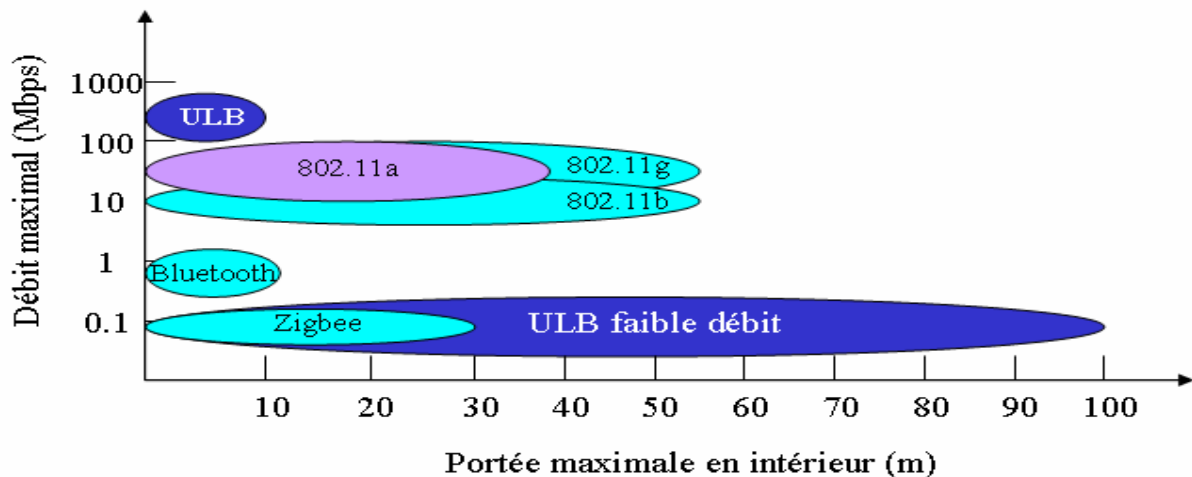


Figure I.1: Positionnement de l'ULB par rapports aux principaux standards WLAN et WPAN.

I.6. Les applications de l'ULB

Il existe trois catégories d'applications principales pour les systèmes ULB ; la détection, la géolocalisation, et les communications sans fil. Les deux premières ne demandent pas un gros débit d'information, mais nécessitent une bonne précision sur les grandes distances et une robustesse aux trajets multiples, tandis que les communications sans fils peuvent tirer profit des très hauts débits à courte portée offerts par l'ULB figure(I.1). Les possibilités d'utilisation commerciales sont donc multiples figure (I.2). Ce paragraphe se propose d'en dresser une liste non exhaustive.

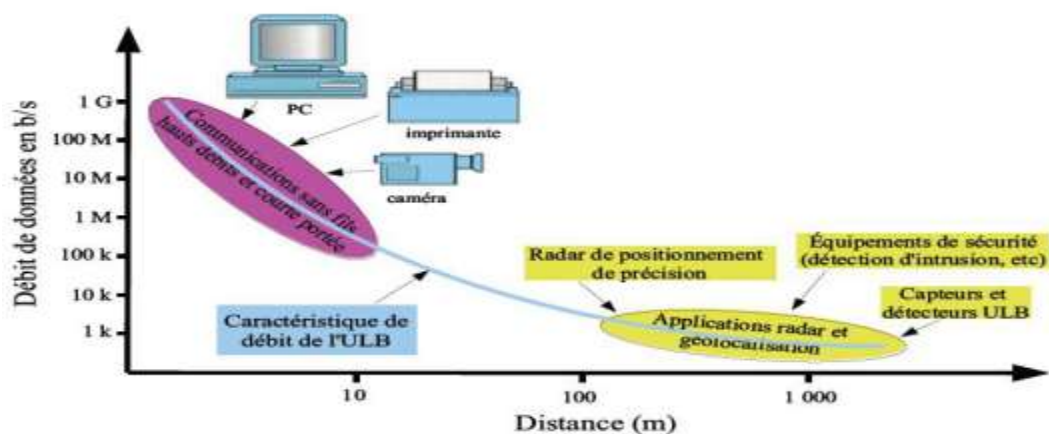


Figure I.2 : applications de l'ULB en fonction des débits possibles et de la distance.

Chapitre I : Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

Dans le domaine du radar tout d'abord, cette technologie est déjà largement éprouvée, notamment pour le radar à pénétration de sol (*Ground Penetrating Radar, GPR*). En effet, pour cette application, le fait de transmettre une impulsion très rapide et de très faible durée est intéressant car la résolution des systèmes radar est directement proportionnelle à la largeur de bande de l'impulsion.

Cette augmentation de résolution permet, en croissant les résultats de plusieurs mesures, d'obtenir des informations, non seulement sur la taille et la localisation des objets enfouis mais également sur leur nature (détermination de leur permittivité diélectrique). C'est pourquoi l'ULB peut être utilisée pour des applications telles que le contrôle non destructif en génie civil (détection de canalisation), le déminage mais peut aussi être envisagée en imagerie médicale pour la détection de tumeurs [I.9] et pour contrôler l'évolution des grossesses [I.1] Figure(I.3).

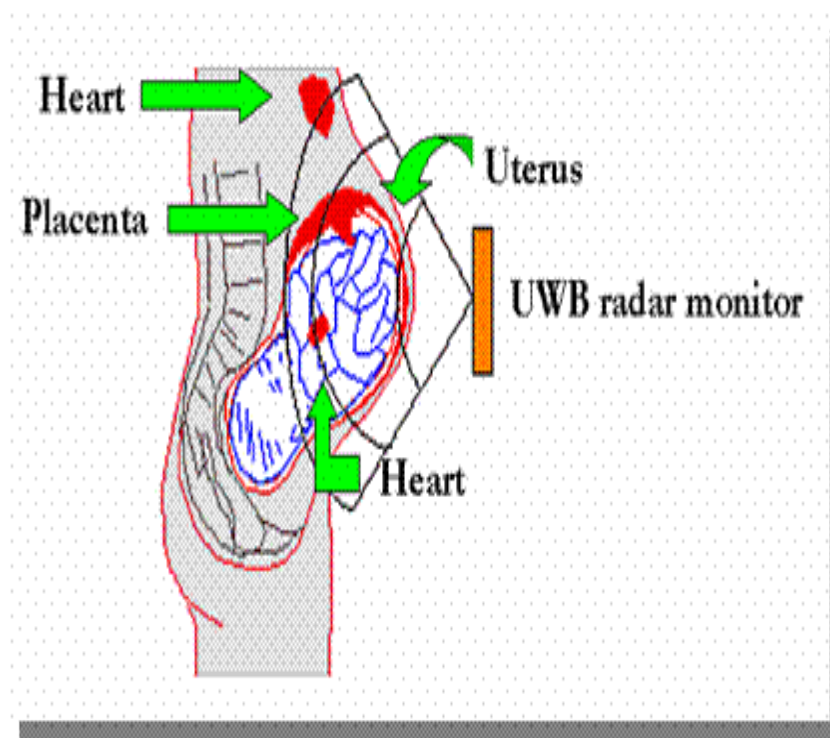


Figure I.3 : Radar ULB utilisé pour contrôler l'évolution des grossesses.

Le principe de radar ULB également être employé pour la détection de personne « imagerie à travers les murs », utile à la police ou aux secours pour retrouver des personnes cachées derrière des murs, ou emprisonnées dans des débris, des immeubles en flammes ou des avalanches. Une dernière forme d'application radar est son utilisation pour éviter les collisions dans les domaines automobiles mais aussi d'aviation commerciales et civiles (altimètre de précision).

Chapitre I : Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

Un autre domaine pouvant tirer profit de la technologie ULB est la géolocalisation de précision. Il est en effet essentiel dans de nombreuses applications militaires et commerciales de connaître l'emplacement d'objets de petites dimensions, et ce parfois sur de grandes distances. Ainsi, AetherWire&location, Inc., par exemple, a produit un localiseur capable de fournir une précision en cm sur des distances de l'ordre du km, et qui peut opérer en milieux denses tels qu'à proximité de buildings, en milieux urbains, ou en forêt. Cette fois encore, ces dispositifs de dépistage peuvent servir à la localisation de personnes en situations périlleuses en les équipant du dispositif adéquat. D'un point de vue commercial, ces « étiquettes ULB » ont aussi un intérêt (pistage de biens, identification radio fréquence (RFID), automobile, sécurité, inventaire de détail).

Cependant, le domaine ayant récemment connu le plus grand essor en technologie ULB reste celui des communications sans fil depuis la libération par la FCC aux États-Unis le 14 Février 2002 d'une bande de fréquence de 3.1 à 10.6 GHz. Ainsi, l'ULB peut être utilisée dans de nombreuses applications et promet de très hauts débits d'information à courtes portées peu altérés par les trajets multiples. Les possibilités sont diverses telles que la connexion entre les différents composants multimédia, dans les systèmes embarqués en automobile, voire en aviation ou en robotique.

Ses hautes capacités de débit en font également une excellente concurrente pour les réseaux personnels sans fil (Wireless Personal Area Network, WPAN), voire locaux (WLAN), ainsi que pour les équipements de téléphone sans fil et le home cinéma figure (I.4).

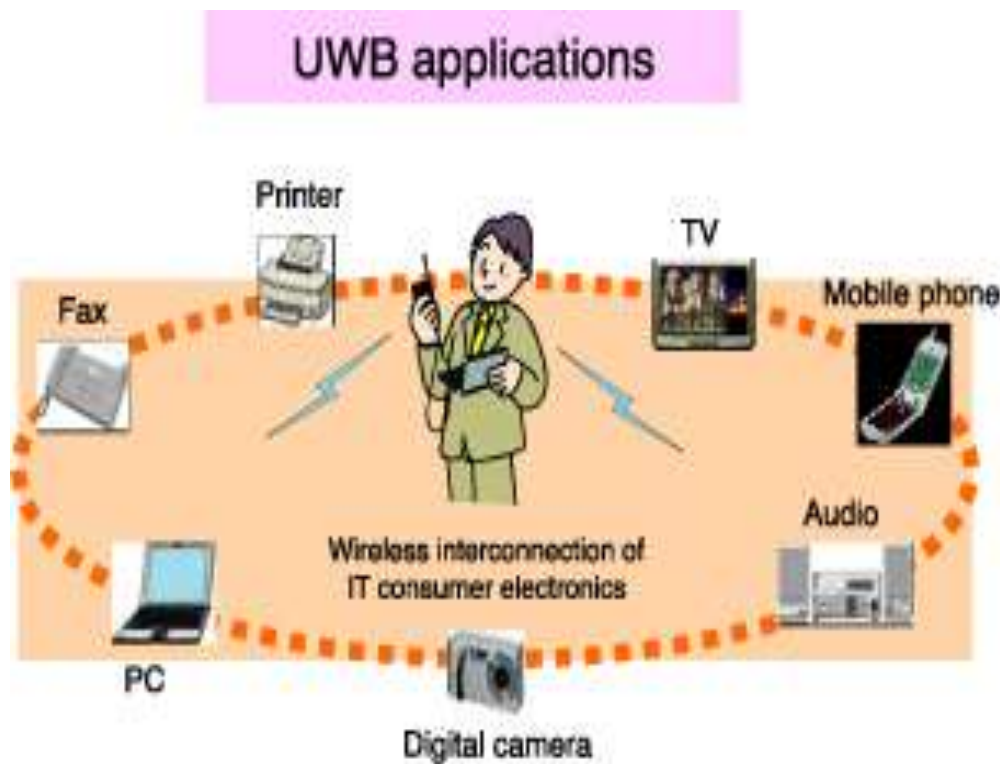


Figure I.4 : Applications d'ULB.

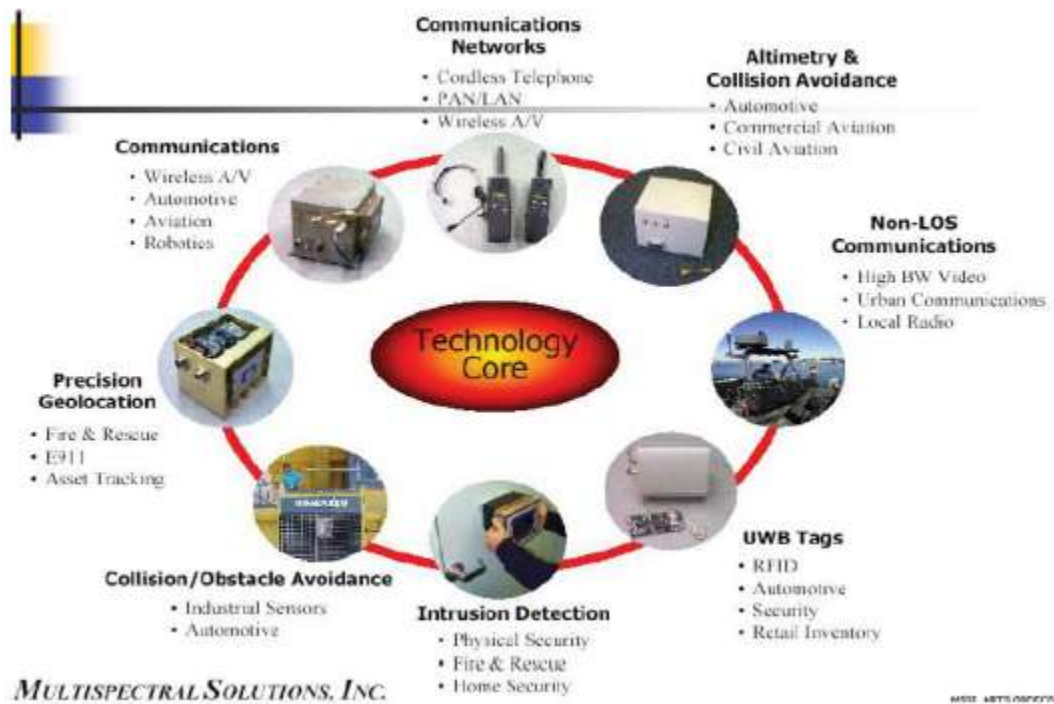


Figure I. 5 : Applications d'ULB selon multispectral [I.10].

I.7. Les différents types des antennes ULB

I.7.1. Antennes indépendantes de la fréquence

Théoriquement, les antennes indépendantes de la fréquence sont des antennes dont le diagramme de rayonnement, l'impédance d'entrée et la polarisation restent virtuellement inchangées sur une bande passante quasiment infinie. Leur fonctionnement est basé sur le principe de dimensionnement d'une antenne en fonction de la fréquence de travail. En effet, si l'on multiplie toutes les dimensions de l'antenne par un facteur X, les performances de l'antenne restent inchangées, seule la fréquence de travail augmente du même du facteur X [I.5].

L'expression générale de leur forme géométrique peu se mettre sous la forme suivante :

$$r = e^{a(\varphi+\varphi_0)} F(\theta) \quad (I.3)$$

Où φ, θ sont des coordonnées sphériques a et φ_0 sont deux constantes et F est une fonction ne dépend que de θ .

I.7.1.1 Les antennes spirales

Ces antennes ont été décrites par Dyson en 1959. Il existe trois types de spirales : spirale équiangulaire (spirale logarithmique), spirale conique et la spirale de type Archimède.

❖ Antennes spirales logarithmiques

L'antenne spirale ou logarithmique fait partie des antennes indépendantes de la fréquence, puisqu'elle peut être définie uniquement par ses angles. Son équation en coordonnée polaire (ρ, θ) peut s'écrire sous la forme :

$$\rho = ke^{a\theta} \quad (I.4)$$

Où k et a deux constantes.



Figure I.6 : Antenne spirale logarithmique.

Théoriquement, l'antenne spirale logarithmique possède une bande passante infinie. Mais réellement, elle couvre une bande passante de quelques octaves car ses dimensions géométriques sont finies. La fréquence haute d'adaptation est limitée par l'espace entre les deux conducteurs (espace relativement faible par rapport à la longueur d'onde).

Par ailleurs, plus la fréquence est basse, plus les parties de la spirale qui vont participer au rayonnement sont éloignées de l'alimentation et donc du centre de l'antenne, et inversement, plus la fréquence est élevée, plus les parties participant au rayonnement sont rapprochées du centre de l'antenne. Ce comportement, caractéristique des antennes indépendantes de la fréquence montre que le centre de phase varie en fonction de la fréquence et que par conséquent cette antenne est dispersive [I.5].

❖ Antenne spirale conique

Cette antenne est la version à trois dimensions de l'antenne spirale logarithmique. Le principe de fonctionnement équiangulaire est donc le même, et l'antenne est dimensionnée identiquement sur une très large bande de fréquence. Donc c'est une forme dérivée de la précédente. En effet, il suffit, pour la réaliser, d'imprimer les spirales sur un cône en matériau diélectrique servant de support pour le dessin [I.1].

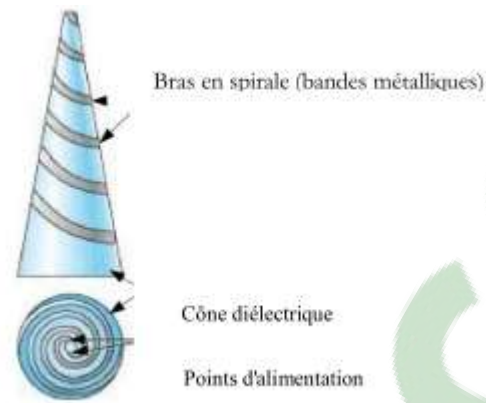


Figure I. 7 : Antenne spirale conique (vue de côté dessus) [I.4].

Contrairement à l'antenne précédente qui avait un rayonnement bidirectionnel, cette antenne a un rayonnement unidirectionnel, le maximum du champ étant orienté selon l'axe du cône.

❖ L'antenne à spirale d'Archimède

L'antenne à spirale d'Archimède se présente sous forme de deux spirales imbriquées autour d'un même centre d'expansion, imprimées sur un substrat plan servant de support à la structure [I.4]. Le brin de la spirale est décrit par l'équation suivante :

$$\rho = \rho_0 + \alpha\theta \quad (I.5)$$

Où ρ_0 est le rayon vecteur à l'origine et α une constante décrivant l'expansion de la spirale.



Figure I. 8 : Antenne spirale d'Archimède.

I.7.1.2. Les antennes log-périodique

Les antennes log-périodique ont été conçues pour la première fois par Duhamel et Isabell en 1959 de l'université de l'Illinois. Elles s'appuient sur le principe d'une antenne dimensionnée pour toutes les fréquences mais de façon périodique et non répétitive comme c'est le cas des antennes que l'on a vues précédemment. Ainsi, si une structure rayonnante est transformée en une autre structure identique par la multiplication de ses dimensions par τ , toutes les deux présentent les mêmes performances (adaptation et le diagramme rayonnement) l'une à la fréquence f et l'autre à la fréquence f / τ . En répétant cette transformation N fois

Chapitre I : Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

les performances sont les mêmes aux fréquences $f_0 \times \tau^N$ où la fréquence de référence et ont une période de répétition de $\log(\tau)$ en fonction de $\log(f)$, d'où leur appellation. Leur principe est donc bien analogue aux antennes dites indépendantes de la fréquence, à la différence qu'elles ne sont pas entièrement définissable uniquement par des angles et ne répondent donc pas exactement à leur définition. En général, seule l'enveloppe des structures log-périodiques est définissable par un angle constant, mais les formes à l'intérieur de cet espace peuvent varier (dipôles, trapèzes, arcs de cercles, etc...) [I.1].

❖ Antenne log périodique de forme circulaire

L'antenne log périodique de forme circulaire est définie par plusieurs paramètres, tel qu'on peut voir dans la figure suivante :

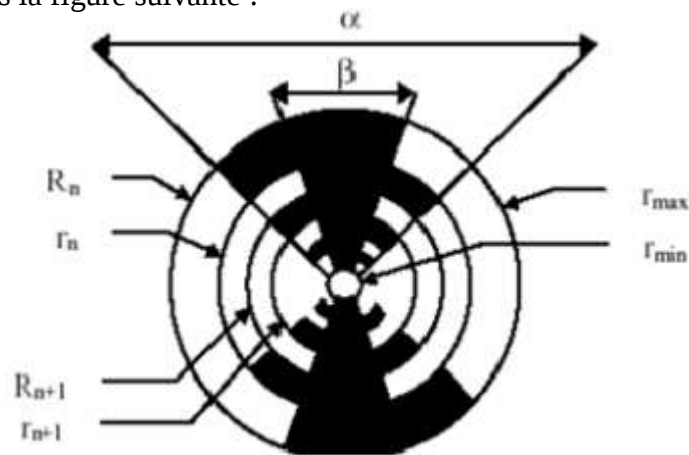


Figure I. 9 : Antenne log périodique circulaire.

Cette antenne circulaire est déterminée par les relations suivantes :

- ❖ $r = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{r_{n+1}}{r_n}$ qui définit la périodicité des caractéristiques de l'antenne
- ❖ $x = \frac{r_n}{R_n}$ qui définit la largeur des dents.
- ❖ α et β définissent la longueur des dents.
- ❖ $r_{\min}$ et $r_{\max}$ limitent les extrémités de la structure.

Cette antenne peut avoir une bande passante de plusieurs octaves. La fréquence basse d'adaptation est fixée par la dimension de la plus longue des dents ($\lambda / 4$ à cette fréquence) et la fréquence haute d'adaptation est reliée à la dent de plus petite dimension. La conséquence immédiate de ceci est que l'antenne est dispersive, comme pour les autres antennes indépendantes de la fréquence.

Le diagramme de rayonnement est bidirectionnel. Il est symétrique par rapport au plan de l'antenne avec des maxima suivant la normale à ce plan et des minima dans ce plan. L'ouverture dépend fortement du rapport de périodicité. Le gain vaut typiquement 4 dB. La polarisation est linéaire avec des ouvertures identiques dans le plan E et H [I.6].

❖ Antenne log périodique de forme trapézoïdale

L'antenne log-périodique trapézoïdale n'est autre qu'une antenne log-périodique circulaire dont tous les bords (extrémités de l'antenne, forme des dents) présentent un profil plat plutôt qu'incurvé.

Il s'agit donc d'une géométrie plus facile à fabriquer, notamment pour la version filaire, dont les performances sont identiques à la version circulaire que ce soit en terme de bande passante (plusieurs octaves), de dimensionnement, ou de rayonnement toujours bidirectionnel en polarisation linéaire et dont la directivité est en fonction du rapport de périodicité de la structure. Enfin, son alimentation est symétrique et son caractère est toujours dispersif.



Figure I.10 : Antenne spirale à forme trapézoïdale.

❖ L'antenne dipôle log-périodique LPDA (Log Periodic Dipole Array)

L'antenne dipôle log-périodique correspond à une antenne log-périodique trapézoïdale dont l'angle β tendait vers 0, ce qui réduit alors les triangles alimentant les dipôles parallèles en simples lignes [I.4].

De même façon que pour les autres antennes log-périodiques, le rapport de périodicité est le rapport entre deux longueurs de dipôles successifs. Les dipôles sont connectés alternativement par une ligne de transmission centrale symétrique qui peut être croisée pour éviter le rayonnement arrière [I.1].



Figure I.11 : Réalisation pratique d'une antenne LPDA [I.1].

Chapitre I : Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

I.7.2. Antenne omnidirectionnelles (élémentaires)

On distingue deux grandes catégories dans les antennes élémentaires, les antennes volumiques qui ont des géométries tridimensionnelles (3D), et leurs dérivées bidimensionnelles (2D) ; dans ce second type on trouve souvent dans la littérature des formes imprimées sur un diélectrique où le plan de masse est parallèle à l'élément rayonnant, et des formes non-imprimées qui possèdent un plan de masse perpendiculaires [I.4].

I.7.2.1 Antennes volumiques

❖ Antenne biconique

Les antennes biconiques ont été imaginées en 1943 par Schelkunoff. Le concept de l'antenne biconique est basé sur le fait qu'un dipôle construit à l'aide d'un fil épais offre une bande passante plus grande que s'il est construit avec un fil fin. Ce concept peut être étendu pour obtenir une bande passante encore plus importante en utilisant des conducteurs évasés [I.6]. On forme ainsi la structure biconique montrée sur la figure (I. 12).

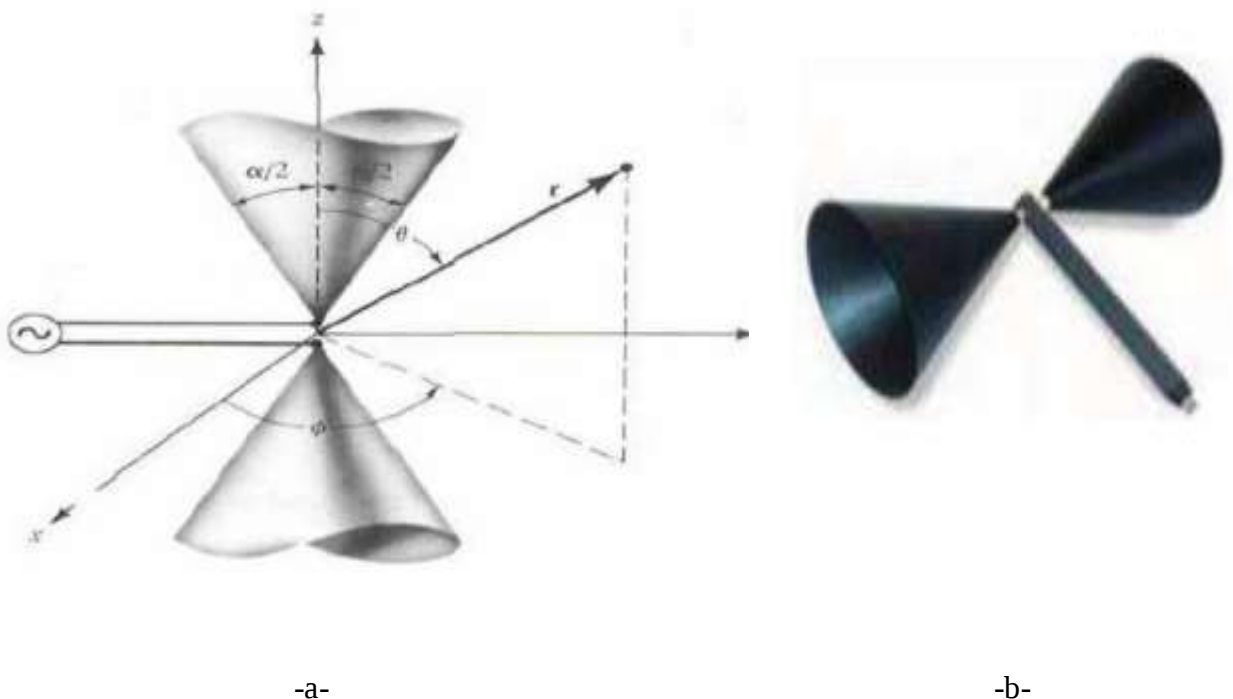


Figure I. 12 : Antennes biconique. -a- à dimension infini et -b-à dimension fini.

L'antenne biconique finie peut être considérée comme un guide d'onde se terminant par une charge. Elle possède une bande passante de plus 100 %, un diagramme de rayonnement omnidirectionnel perpendiculaire à l'axe des cônes et la polarisation est linéaire [I.1].

❖ Antenne discône

Une des dérivées de l'antenne biconique infinie est l'antenne discône. Cette antenne est formée d'un cône et d'un plan de masse qui peut être circulaire ou rectangulaire remplaçant le second cône de l'antenne biconique, ce qui fait que la structure totale de l'antenne est constituée d'un disque et d'un cône (d'où son appellation) [I.1].



Figure I. 13 : Antenne discône.

❖ Antenne papillon

De par ses bonnes caractéristiques en termes de bande passante, mais également de rayonnement, l'antenne biconique représente une bonne base pour concevoir de nouvelles antennes ULB. Le but principale de ces antennes est de conserver ses caractéristiques idéales, tout en étant plus légères, et on présentant une géométrie plus simple, moins couteuse à réaliser et surtout moins encombrante. Ainsi l'antenne papillon est une version planaire de l'antenne biconique finie, qui peut être imprimée sur substrat. Il s'agit donc d'une structure symétrique [I.5].



Figure I. 14 : Antenne papillon.

❖ Antenne monopole plan

De nombreuses études ont été menées sur différents formes de plans de masse infinis, les structures triangulaires et rondes présentent généralement de bonne bases d'antennes à caractère large bande, leur optimisation à des formes de monopôles très variées [I.5]. Dans ces types d'antennes, les éléments rayonnants sont montés perpendiculairement au plan de masse [I.1].

❖ Monopole circulaire/ elliptique

C'est la première antenne large bande de type monopoles plans qui a été conçue et réalisée en 1992 par Honda.

Le monopole circulaire plan est de forme circulaire avec un plan de masse de dimensions supérieures à une longueur d'onde maximale pour éviter les réflexions qui proviennent du plan de masse. L'élément peut être de forme elliptique, cependant un fort rapport d'ellipticité dégrade la bande passante de l'antenne [I.7].

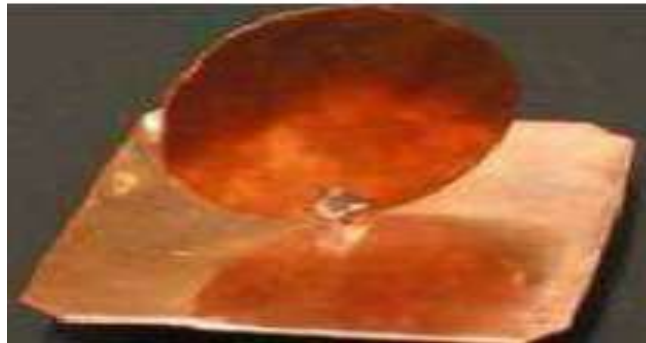


Figure I. 15 : Exemple de réalisation pratique d'un monopole circulaire.

❖ Le monopole triangulaire

Le monopole triangulaire est la version planaire de l'antenne conique, est constitué d'un triangle plat rayonnant monté sur un plan de masse. Le triangle inversé présente aussi des performances intéressantes en bande passante [I.5].

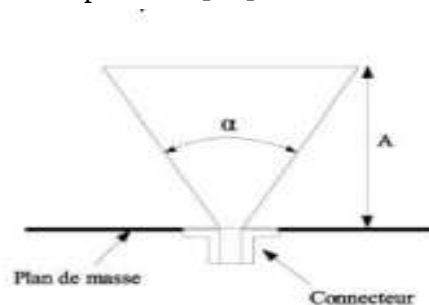


Figure I.16 : Illustration d'un monopole triangulaire.

Chapitre I : Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

❖ Le monopole trapézoïdal

Le monopole trapézoïdal est proposé comme étant une variation d'un monopole carré dont on fait varier les largeurs L_1 et L_2 de l'élément rayonnant. En effet, le monopole carré présente un caractère large bande assez limité (de l'ordre d'une octave) soit une bande passante de 66% seulement [I.1].

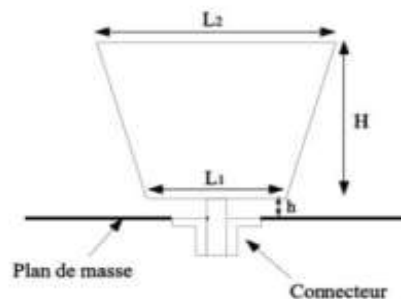


Figure I. 17 : Illustration d'un monopole trapézoïdal.

❖ Le monopole papillon

Le monopole papillon est également une variation autour du monopole carré afin d'augmenter la bande passante. L'élément rayonnant est pincé à mi-hauteur dessinant la forme du papillon.

L'écartement entre le monopole et le plan de masse est important. En effet, l'écartement est grand plus que la bande passante est large [I.5].

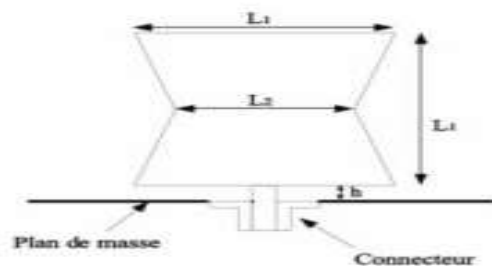


Figure I. 18 : Illustration d'un monopole papillon.

I.7.3 Antenne directive

Les antennes ULB directives peuvent être décrites comme des systèmes de transition entre un guide d'onde et l'espace libre.

L'antenne ULB directive est souvent utilisée dans des applications particulières ; par exemple dans le cas d'une station de base en communication avec des stations fixes. Certaines

Chapitre I : Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

antennes ULB directives sont aussi couramment utilisées dans le cadre de mesure d'antennes en chambre anéchoïde.

Contrairement aux antennes étudiées précédemment, il est très difficile de miniaturiser ce type d'antenne [I.1].

❖ Cornet

Les cornets constituent une première catégorie d'antennes ultra large bande directives. Ces antennes sont constituées de guides d'onde rectangulaires ou circulaires (intrinsèquement large bande) et d'une transition (adaptateur d'impédance). La bande passante est relativement large (50-180%) [I.7].

Ainsi, les antennes cornets se découpent en deux grandes familles : les cornets à parois lisses et les cornets rainurés [I.1].

Des variantes d'antennes cornets très large bande sont utilisées dans les systèmes RADAR [I.1].



Figure 1.19 : Antenne cornet : -a- antenne cornet classique et -b- cornet ridgé.

❖ Antenne à transition progressive (Vivaldi)

Les antennes à fente à transition progressive (TSA Tapered Slot Antenna) constituent une autre catégorie importante d'antenne ULB directives. Ce sont des antennes à deux dimensions présentant une transition à partir d'une ligne ou d'un guide d'onde imprimé. Elles ont été imaginées en 1974 par Lewis et Gibson. Elles sont généralement constituées par une ligne de fente s'élargissant suivant un profil donné jusqu'à la discontinuité finale. Le profil de ces ouvertures peut prendre différentes formes : profil linéaire (antenne LTSA), profil constant (antenne WCSA), profil linéaire par morceau (BLTSA) ou encore profil exponentiel (antenne Vivaldi) [I.7].

Les différents profils des antennes TSA sont décrits dans la figure (I. 20) :

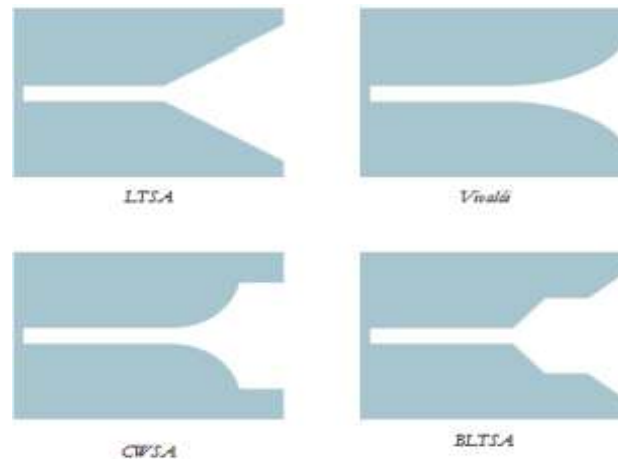


Figure I. 20 : différents types d'antennes TSA.

I.8. Les avantages et les inconvénients de l'ULB

I.8.1 Avantages

Elle présente les avantages suivants [I.8]:

1. Les systèmes ULB peuvent fonctionner sur des bandes déjà occupées par d'autres systèmes et sans nécessiter de licence. L'ULB répond donc au besoin de plus en plus élevé de largeur de bande alors que le spectre est très encombré.
2. Les systèmes ULB permettent des taux de transmission de données élevés. En effet la grande largeur de bande disponible permet de taux de transmission beaucoup plus élevés que les autres systèmes sans fil disponibles actuellement.
3. Les signaux ULB interfèrent peu ou pas avec d'autres signaux à bande plus étroite, car leur puissance est très faible sur une partie du spectre. De plus, leur faible puissance confère aux systèmes ULB une faible probabilité de détection et d'interception. L'utilisation des signaux ULB permet plus de sécurité.
4. Les systèmes ULB sont assez peu complexes, en partie parce qu'ils ne nécessitent pas l'utilisation d'un étage intermédiaire à l'entrée du récepteur. Ces systèmes peuvent également être intégrés en une seule puce, quelques pièces seulement extérieures étant à cette puce, entraînant un faible coût de fabrication.
5. Les systèmes ULB sont résistants aux évanouissements. En effet les signaux souffrent peu des effets des combinaisons incohérentes des chemins multiples, car la durée de l'impulsion est trop courte pour qu'une annulation du chemin principal car les chemins secondaires se produise. Il est même possible de tirer l'avantage des chemins multiples à l'aide d'un récepteur RAKE.
6. Les signaux ULB permettent une grande précision dans la mesure des distances, car la résolution est inversement proportionnelle à la durée de l'impulsion.

Chapitre I : Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

I.8.2 Inconvénients

Elle présente également quelques inconvénients [I.9] :

1. Une faible couverture la très large bande et la faible puissance du signal UWB limitent le type d'applications possibles qui utilisent cette technologie.
2. Le haut débit induit l'utilité du traitement d'un signal très dense à la réception, avec une rapidité raisonnable, ce qui est difficile à réaliser.

I.9. Conclusion

L'intérêt des systèmes large bande se confirme jour après jour. La multiplication des standards des futurs terminaux de télécommunication, l'exploitation des signaux hyperfréquence dans le domaine médical, le développement de détecteurs de mines anti personnelles nécessitent l'usage d'antennes large bande.

De nombreuses antennes utilisent une large gamme de fréquence, parmi celles-ci les antennes indépendantes de la fréquence. Elles répondent à deux concepts l'un se traduit par des antennes définies par des angles, et l'autre se définit par des antennes à éléments multiples dont longueur et l'intervalle entre les éléments s'accroissent de façon régulière en progression géométrique. Un intérêt particulier est consacré dans le chapitre 3 à concevoir une antenne ULB en technologie imprimée.

Chapitre I : Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

I.10 Bibliographie

- [I.1] TALEB et MAHRI, conception d'antennes papillons (bowtie) pour applications Ultra Large Bande, mémoire de master en télécommunication, université Abou BakrBelkaid, 2011-2012.
- [I.2] Rabia Yahya, l'étude et la réalisation des antennes Ultra Large Bande à double polarisation, mémoire de Maitre ès sciences en télécommunication-3404, université du Québec INRS-ÉMT, 2011.
- [I.3] Pascal PAGANI, caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande, pour obtenir le titre de docteur en Electronique, Institut national des sciences appliquées de RENNES, novembre 2005.
- [I.4] ZIANI KERARTI Djalal, étude et conception d'antenne Ultra Large Bande, Magister en télécommunication, université Abou BakrBelkaid, 2011.
- [I.5] KORTI et PASCAL, étude et conception d'une antenne Vivaldi Ultra Large Bande, Master en télécommunication, université Abou BakrBelkaid, 2011-2012.
- [I.6] KEBBAB Radhwane, conception d'antenne ultra large bande en technologie imprimée, Magister, université Abou BakrBelkaid, 2010.
- [I.7] BABOUR Laurence, étude et conception d'antenne ultra large bande miniaturisée en impulsif, Thèse de Doctorat de l'institut polytechnique de Grenoble, 2009.
- [I.8] Michel THÉRIAULT, étude de performances d'un système DS-CDMA avec le récepteur rake dans le contexte UWB, Mémoire de maitre ès Science (M. Sc.), Université LAVAL Québec, Octobre 2005.
- [I.9] Mohamed AYYASH, étude d'un système d'acquisition rapide de signaux UWB à Très Large Bande en milieu minier souterrain, mémoire présenté comme exigence partielle de la maîtrise en INGÉNERIE, Université de Québec, Mai 2013.

Chapitre II : Méthodes de caractérisation des propriétés électriques du corps humain

II.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude des propriétés électriques du corps humain. Nous présentons en détail les formules que nous avons appliquées pour calculer la conductivité et la permittivité sur trois parties de corps humain (peau, muscle et graisse), on utilisant trois modèles de calcul : le modèle de Debye, le modèle de Cole-Cole et le modèle paramétrique de Gabriel. Le calcul a été effectué à l'aide d'une interface graphique sous Matlab, selon différentes fréquences dans la bande ULB.

II.2 Notion sur la constante diélectrique complexe ε

La détermination de la répartition de la densité de courant induit ou le taux d'absorption spécifique (SAR) dans un organisme exposé à un champ électromagnétique, par résolution numérique des équations qui régissent les mécanismes de couplage. Elle exige que l'on connaisse les propriétés diélectriques de l'ensemble des tissus concernés, qui consistent à la valeur de la constante diélectrique complexe ε à la fréquence de travail.

La définition du constant diélectrique relatif complexe peut être dérivée de l'équation Ampère-Maxwell:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.1})$$

Où $\vec{J}$ est la densité de courant de charges libres et $\vec{D}$ la densité de flux électrique. Nous verrons que, dans certaines hypothèses, mais suffisamment restrictive générale, l'équation ci-dessus peut être mise sous la forme:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = j\omega\varepsilon_0\hat{\varepsilon}\vec{E} \quad (\text{II.2})$$

Où ω est la pulsation angulaire et ε_0 le constant diélectrique absolue de l'espace libre.

La "Hypothèses restrictives" qui a fait signe de tête est constituée par les conditions suivantes:

- Le matériau avec lequel il a à faire est d'être un diélectrique (si nécessaire) avec des pertes, la condition vérifiée par tous les tissus biologiques;
- Ne doit pas être présents courants électriques impressionné;
- Il doit être le régime harmonique sinusoïdal.

Dans cette situation, les charges libres de densité de courant $\vec{J}$ peuvent être exprimées en fonction du champ électrique $\vec{E}$ par la conductivité (électrique) σ_f .

$$\vec{J} = \sigma_f \vec{E} \quad (\text{II.3})$$

Chapitre II : Méthodes de caractérisations du corps humain

Comme on le sait, la densité de flux électrique $\vec{D}$ est liée au champ électrique $\vec{E}$ et au support de polarisation électrique $\vec{P}$:

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad (\text{II.4})$$

Avec ces positions, l'équation (II.1) devient :

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \sigma_f \vec{E} + j\omega(\varepsilon_0 \vec{E} + \vec{P}) \quad (\text{II.5})$$

Et approprié de traiter séparément les cas suivants:

- Le matériel est sans perte;
- Le matériau à des pertes qu'ohmiques;
- Le matériau fuit exclusivement de diélectrique;
- Le matériau a des pertes ohmiques comme diélectrique.

➤ Des matériaux diélectriques sans perte

Dans ce cas, la conductivité est nulle ($\sigma_f = 0$), alors que la polarisation est proportionnelle au champ électrique et en phase avec elle:

$$\begin{aligned} \vec{P} &= \varepsilon_0 \chi \vec{E} \\ \varepsilon_0 \vec{E} + \vec{P} &= \varepsilon_0 (1 + \chi) \vec{E} = \varepsilon_0 \varepsilon \vec{E} \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

Où χ est la susceptibilité électrique et $\varepsilon = 1 + \chi$ la constante diélectrique relative du matériau considéré. Comme on le voit, l'équation (II.5) prend la forme (II.2) en plaçant simplement:

$$\hat{\varepsilon} = \varepsilon (= \varepsilon - j_0) \quad (\text{II.7})$$

➤ Des matériaux avec des pertes ohmiques

La conductivité σ_f permet de prendre en compte les pertes ohmiques, qui est aussi connue peut être retracée à l'interaction entre le champ électrique et les charges électriques libres présent dans la matière; la polarisation est toujours proportionnelle à et en phase avec le champ électrique puis encore bien (II.6). Il est aisé de vérifier que le (II.5) prend dans ce cas la forme (II.2) mise en place:

$$\hat{\varepsilon} = \varepsilon - j \frac{\sigma_f}{\omega \varepsilon_0} \quad (\text{II.8})$$

➤ Des matériaux diélectriques

Les pertes diélectriques sont liées à l'interaction entre le champ électrique et les dipôles électriques présents dans le matériau. En présence d'une perte diélectrique, la polarisation échoue pour rester en phase avec le champ électrique à la fréquence de fonctionnement; le type de conductivité

Chapitre II : Méthodes de caractérisations du corps humain

Ohmique est rien ($\sigma_f = 0$), alors que si ψ est le retard de phase de $\vec{P}$ par rapport à $\vec{E}$, nous pouvons écrire:

$$\begin{aligned}\vec{P} &= \varepsilon_0 \chi e^{-j\psi} \vec{E} = \varepsilon_0 \chi (\cos \psi - j \sin \psi) \vec{E} \\ \varepsilon_0 \vec{E} + \vec{P} &= \varepsilon_0 [1 + \chi (\cos \psi - j \sin \psi)] \vec{E} = \varepsilon_0 (\varepsilon - j \varepsilon^*) \vec{E}\end{aligned}\quad (II.9)$$

Où il est placé:

$$\begin{aligned}\varepsilon &= 1 + \chi \cos \psi \\ \varepsilon^* &= \chi \sin \psi\end{aligned}\quad (II.10)$$

Encore une fois, nous pouvons apporter l'équation (II.5) (II.2) en plaçant:

$$\hat{\varepsilon} = \varepsilon - j \varepsilon^* \quad (II.11)$$

➤ Matériau diélectrique Lossy est à la fois ohmique

Dans le cas le plus général, la combinaison (II.5) (II.9), nous obtenons:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \sigma_f \vec{E} + j \omega \varepsilon_0 (\varepsilon - j \varepsilon^*) \vec{E} \quad (II.12)$$

Qui peut être mis sous la forme (II.2) si l'on définit:

$$\hat{\varepsilon} = \varepsilon - j \left(\varepsilon^* + \frac{\sigma_f}{\omega \varepsilon_0} \right) \quad (II.13)$$

Il convient de noter que, du point de vue phénoménologique et donc expérimentale, il est en effet pas possible de distinguer la perte diélectrique que ceux ohmique. Qu'est-ce que vous observez, dans le matériau où il existe un champ électrique $\vec{E}$, est un courant électrique avec un composant en phase et de quadrature par rapport au même domaine; le premier de ceux-ci les composants sont associés à des pertes d'énergie qui conduisent, entre autres choses, au chauffage du matériau. En fin de compte, on peut réécrire l'équation (II.2) de la manière suivante:

$$\begin{aligned}\vec{\nabla} \times \vec{H} &= \vec{J}_{tot} \\ \vec{J}_{tot} &= j \omega \varepsilon_0 \hat{\varepsilon} \vec{E}\end{aligned}\quad (II.14)$$

En fonction du comportement physique du matériau, ou la commodité dictée par les équations avec lesquelles elle a à faire, nous pouvons décider si elle doit mettre en évidence le caractère diélectrique des pertes par écrit:

$$\begin{aligned}\vec{J}_{tot} &= j\omega\epsilon_0(\epsilon' - j\epsilon'')\vec{E} \\ \epsilon' &= \text{Re}(\hat{\epsilon}) \quad \epsilon'' = -\text{Im}(\hat{\epsilon})\end{aligned}\tag{II.15}$$

Ou se donner une interprétation ohmique:

$$\begin{aligned}\vec{J}_{tot} &= (\sigma + j\omega\epsilon_0\epsilon')\vec{E} \\ \epsilon' &= \text{Re}(\hat{\epsilon}) \quad \sigma = -\omega\epsilon_0 \text{Im}(\hat{\epsilon})\end{aligned}\tag{II.16}$$

Bien sûr, parmi les variables $\sigma, \epsilon', \epsilon''$ utilisés ici et $\sigma_f, \epsilon, \epsilon^*$ d'abord introduit ils ont des rapports évidents ci-après:

$$\begin{aligned}\sigma &= \sigma_f + \omega\epsilon_0\epsilon^* \\ \epsilon' &= \epsilon \\ \epsilon'' &= \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0} = \epsilon^* + \frac{\sigma_f}{\omega\epsilon_0}\end{aligned}\tag{II.17}$$

Pour notre part, nous allons utiliser ci-dessous l'expression suivante, qui descend immédiatement à partir des équations (II.16) et (II.17) précédente:

$$\hat{\epsilon} = \epsilon - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}\tag{II.18}$$

II.3 Modèle de Debye

De nombreuses approches [II.4]-[II.5] ont été adoptées pour expliquer la dépendance caractéristique en fréquence des matériaux ferroélectriques. Le comportement de la céramique, par exemple, lorsque la fréquence augmente également appelée relaxation diélectrique donne des informations importantes sur la constitution de l'échantillon ainsi que sur les relations physiques à l'origine de la polarisation. Cette caractéristique est en générale mesurée à l'aide d'un analyseur de spectre (impédance-mètre). L'analyseur permet de mesurer l'évolution de la capacité parallèle équivalente ainsi que l'angle de pertes $\tan \delta$ en fonction de la fréquence. La relaxation diélectrique est en générale définie comme un retard élémentaire de la polarisation diélectrique P d'un matériau. Cette relaxation est habituellement décrite dans l'équation donnant l'évolution de la permittivité en fonction de la fréquence, ce qui pour les systèmes idéaux est donné par l'équation de Debye:

$$\epsilon(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\Delta\epsilon}{1 + i\omega\tau}\tag{II.19}$$

ϵ_∞ Correspond à la permittivité à très grande fréquence, $\Delta\epsilon = \epsilon_s - \epsilon_\infty$ avec ϵ_s la permittivité dite quasi-statique obtenue à très faible fréquence. τ Est le temps de relaxation caractéristique du matériau testé.

II.4 Modèle de Cole-Cole

Dans le cas des céramiques piézoélectriques classiques, et pour une meilleure précision et une utilisation sur une bande de fréquence plus large, l'équation de Debye (dépendance fréquentielle de la permittivité) est étendue au modèle dit de Cole-Cole

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega) = \varepsilon_{\infty} + \frac{\Delta\varepsilon}{1 + (i\omega\tau)^{\alpha}} \quad (\text{II.20})$$

$\varepsilon'(\omega)$ Et $\varepsilon''(\omega)$ sont respectivement la partie réelle et imaginaire de la permittivité.

α est relié à la distribution des temps de relaxation comprise entre 0 et 1. Le modèle de Cole-Cole présente une dépendance fractionnaire de la permittivité en fonction de la fréquence.

II.4.1 Modèle fractionnaire de Cole-Cole

Le modèle fractionnaire de Cole-Cole est bien adapté pour la modélisation large bande de la dépendance en fréquence de la permittivité. Ce modèle a été inspiré de l'opérateur fractionnaire utilisé dans un modèle d'hystérésis diélectrique fort champ [II.6]-[II.7].

II.4.1.1 Modèle diélectrique fort champ

Dans cette partie est présenté en détail le modèle champ fort utilisé pour cette étude. Ce modèle a déjà été utilisé avec succès à de nombreuses occasions [II.6]-[II.7]. Le modèle est composé de deux contributions. Une contribution quasi-statique reliée au comportement basses fréquences ($f \ll 1\text{Hz}$) et une contribution dynamique constituée d'un terme fractionnaire traduisant la dépendance en fréquence.

II.4.1.2 Contribution quasi-statique

La contribution quasi-statique est observable lorsque l'on trace l'évolution de la polarisation P en fonction du champ électrique E à très basses fréquences ($f \ll 1\text{Hz}$). Pour de tels niveaux de fréquences, nous admettons que les mouvements des parois de Bloch séparant les domaines ferroélectriques sont équivalents à des frottements secs mécaniques. En simulation un cycle d'hystérésis majeur $P(E)$ est obtenu avec une bonne approximation par translation d'une courbe anhysterétique. Le signe de cette translation est égal au signe de la dérivée temporelle de la polarisation et son amplitude est égale aux champs coercitifs E_c .

$$P(t) = f \left(E(t) - E_c \cdot \text{sign} \left(\frac{dP(t)}{dt} \right) \right) \quad (\text{II.21})$$

$f(E)$ (Réciproquement $f^{-1}(P)$) traduit le comportement d'un diélectrique non linéaire (saturation) sans hystérésis. Pour obtenir cette fonction, une courbe anhysterétique a été reconstitué à partir d'un cycle majeur expérimental ($E > 2\text{kV}$). Pour une polarisation donnée, le champ électrique de la courbe anhysterétique est obtenu en utilisant la moyenne des

Chapitre II : Méthodes de caractérisations du corps humain

champs électriques obtenus pour la partie croissante (E_1) et décroissante du cycle majeur (E_2).

$$E_{anh} = \frac{E_1 + E_2}{2} \quad (II.22)$$

Les paramètres γ , σ de la fonction f sont obtenus via l'ajustement entre la fonction et la courbe expérimentale anhysterétique obtenue précédemment.

$$f(E(t)) = \sigma \cdot \tan^{-1} \left(\frac{E(t)}{\gamma} \right) \quad (II.23)$$

L'équation (II.21) donne une description relativement correcte du cycle d'hystérésis majeur observé en régime permanent sous champ électrique de forte amplitude ($E \square E_c$). Par contre, lors de la première polarisation P reste nul jusqu'à ce que le champ électrique devienne égal au champ coercitif ce qui bien évidemment ne correspond pas à la réalité physique mesurée. Ceci illustre une mauvaise prise en compte des régimes transitoires par l'équation (II.19). Pour modéliser correctement, obtenir des cycles plus réalistes, incluant les cycles mineurs, l'utilisation d'une distribution d'éléments de base (spectre) est nécessaire, chaque élément est caractérisé par sa propre équation (II.19), son propre champ coercitif et son propre poids dans la reconstitution finale de la polarisation.

$$P_i(t) = f \left(E(t) - E_{c_i} \cdot \text{sign} \left(\frac{dP_i(t)}{dt} \right) \right) \quad (II.24)$$

$$\sum_{i=1}^k \text{Spectrum}(i) \cdot P_i(t) = P(t) \quad (II.25)$$

La fonction $\text{Spectrum}(i)$ représente la distribution de cycles élémentaires. Le protocole permettant d'obtenir cette distribution implique dans un premier temps la détermination de la courbe anhysterétique. Les paramètres γ et σ sont obtenus quand $f^{-1}(P)$ recouvre parfaitement la courbe anhysterétique. La fonction Spectrum est obtenue par déconvolution de la mesure de la courbe de première polarisation par la courbe anhysterétique précédemment obtenue. Grâce à ce processus, il est possible de systématiser l'obtention des paramètres statique d'un matériau. Un grand nombre de mesures ainsi que des informations supplémentaires liées au modèle statique sont disponible dans la littérature [II.8] [II.7].

II.4.1.3 Contribution dynamique

Dans la plupart des modèles de l'hystérésis diélectrique déjà existants, les effets dynamiques dans une céramique piézoélectrique sont en général introduits par adjonction d'un terme produit d'une constante assimilable à une résistance et de la dérivée entière de la polarisation :

$$P(t) = f \left(E(t) - E_c \cdot \text{sign} \left(\frac{dP(t)}{dt} \right) + \rho \cdot \frac{dP(t)}{dt} \right) \quad (II.26)$$

L'expérience montre que cette équation n'est valable que sur un intervalle de fréquence relativement faible. Si les comparaisons mesure/simulation donnent de bons résultats pour les basses fréquences, les différences lorsque la fréquence augmentent deviennent vite très importante.

Le terme de pertes visqueuses $\rho \cdot \frac{dP(t)}{dt}$, de l'équation (II.19) conduit à une surestimation de la polarisation à haute fréquence. Pour résoudre ce problème, nous avons besoin d'un opérateur qui agit différemment sur les comportements bas et hauts fréquences. De tels opérateurs existent, on les appelle les dérivées non-entières ou dérivées fractionnaires. La dérivée fractionnaire généralise le concept de dérivée à un ordre non entier. Cela signifie que l'ordre de la dérivée peut être réel ou complexe. La dérivée fractionnaire d'une fonction $f(t)$ est une convolution entre cette fonction et $t^\alpha H(t) / \Gamma(1-\alpha)$ où $\Gamma(\alpha)$ est la fonction Γ et α est l'ordre de dérivation fractionnaire. D'un point de vue spectral, une des conséquences de la dérivée fractionnaire est que le spectre de fréquence $f(\omega)$ de $f(t)$ sera multiplié par $(j\omega)^\alpha$ au lieu de $j\omega$ pour une dérivée classique. Après addition du terme fractionnaire, l'équation (II.26) du modèle devient :

$$P_i(t) = f \left(E(t) - E_{c_i} \cdot \text{sign} \left(\frac{dP_i(t)}{dt} \right) + \rho \cdot \frac{d^\alpha P_i(t)}{dt^\alpha} \right) \quad (\text{II.26})$$

$$\sum_{i=1}^k \text{Spectrum}(i) P_i(t) = P(t) \quad (\text{II.27})$$

II.4.1.4 Relation entre le modèle d'hystérésis dynamique fort champ et le modèle de permittivité complexe de Cole-Cole

Partons du modèle d'hystérésis dynamique équation (II.26), si l'on considère une excitation de faible amplitude et suffisamment basse pour supposer une relation de linéarité entre la polarisation P et le champ électrique E et si la polarisation est cosinusoidale $P(t) = P_0 \cdot \cos(\omega t)$. La contribution statique de E est donnée par :

$$E_{\text{statique}}(t) = \frac{P_0 \cdot \cos(\omega t)}{\epsilon_{\text{statique}}} \quad (\text{II.28})$$

Lorsque la fréquence augmente la contribution dynamique est obtenue à partir de la relation fractionnaire:

$$E_{\text{dynamique}}(t) = \rho \cdot \frac{d^\alpha P}{dt^\alpha} \quad (\text{II.29})$$

Comme P est de type harmonique, cette contribution possède une solution analytique:

$$E_{\text{dynamique}}(t) = \rho \cdot P_0 \cdot \omega^\alpha \cdot \cos\left(\omega t + \alpha \cdot \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{II.30})$$

Finalement, pour des fréquences supérieures, le champ électrique incluant toutes les contributions est donnée par :

$$E(t) = \rho \cdot P_0 \cdot \omega^\alpha \cdot \cos\left(\omega t + \alpha \cdot \frac{\pi}{2}\right) + \frac{P_0 \cdot \cos(\omega t)}{\epsilon_{\text{statique}}} \quad (\text{II.31})$$

Chapitre II : Méthodes de caractérisations du corps humain

Ce qui permet en complexe après simplification de revenir sur l'équation de Cole-Cole :

$$R\{\underline{E}(t)\} = E(t)$$

$$\underline{E}(t) = P_0 \cdot e^{j\omega t} \cdot \left[\frac{1}{\varepsilon_{statique}} + \rho \cdot \omega^\alpha \cdot e^{j\alpha \frac{\pi}{2}} \right] \quad (II.32)$$

$$\underline{\varepsilon} = \frac{1}{\frac{1}{\varepsilon_{statique}} + \rho \cdot \omega^\alpha \cdot e^{j\alpha \frac{\pi}{2}}} \quad (II.33)$$

$$\underline{\varepsilon} = \frac{\varepsilon_{statique}}{1 + (\tau \cdot \omega \cdot j)^\alpha}$$

Avec $\tau^\alpha = \varepsilon_{statique} \cdot \rho$

Si l'on suppose enfin que $\varepsilon(0) \square \varepsilon_\infty$, la relation entre le modèle de Cole-Cole et le modèle d'hystérésis fractionnaire fort champ est alors évidente :

$$\underline{\varepsilon} = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon(0) - \varepsilon_\infty}{1 + (j\omega\tau)^\gamma} \approx \frac{\varepsilon_{statique}}{1 + (\tau\omega j)^\alpha} \quad (II.34)$$

Le modèle sélectionné pour les données diélectriques dans la gamme de fréquences est une sommation de quatre (4) expressions de Cole-Cole :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_\infty + \sum_{n=1}^4 \frac{\Delta\varepsilon_n}{1 + (j\omega\tau_n)^{(1-\alpha_n)}} + \sigma_i / j\omega\varepsilon_0 \quad (II.35)$$

Cette expression peut être explicitement écrite en fonction des paramètres tels qu'ils sont représentés dans la légende sur les graphiques (Equation corrigée pour éviter une erreur dans le programmeur Matlab) [II.9].

$$\varepsilon(\omega) = ef + \frac{del1}{1 + (j\omega\tauau1)^{(1-alf1)}} + \frac{del2}{1 + (j\omega\tauau2)^{(1-alf2)}} + \frac{del3}{1 + (j\omega\tauau3)^{(1-alf3)}} + \frac{del4}{1 + (j\omega\tauau4)^{(1-alf4)}} + sig / j\omega\varepsilon_0 \quad (II.36)$$

ε_0 Est la permittivité de l'espace libre $\varepsilon_0 = 8.8542 \times 10^{-12} F/m$, ω et la fréquence angulaire $\omega = 2\pi \times \text{fréquence}(Hz)$ et $j = \sqrt{-1}$.

❖ Les valeurs des paramètres (équation II.36) sont représentées dans le tableau ci-dessous [II.9]:

Type de tissu	Ef	del1	tau1 (ps)	alf1	del2	tau2 (ns)	alf2	Sig	del3	tau3 (us)	alf3	del4	tau4 (ms)	alf4
Paramètre														

Peau (sèche)	4	32	7.234	0	1100	32.481	0.2	0	0	159.155	0.2	0	15.915	0.2
Graisse (non infiltrée)	2.5	3	7.958	0.2	15	15.915	0.1	0.01	3.30E+4	159.155	0.05	1.00E+7	7.958	0.01
Muscle	4	50	7.234	0.1	7000	353.678	0.1	0.2	1.2E+6	318.31	0.1	2.5E+7	2.27	0

Tableau II.1 Les paramètres d'équation (II.36).

II.5 Modèle Paramétrique de Gabriel

Dans leur travail [II.10] [II.11] C.Gabriel et collaborateurs, départent à partir d'une étude de la littérature existante [II.12] et une quantité considérable de données expérimentales originales [II.13], elles ont proposé un modèle paramétrique [II.14] pour l'évaluation de propriétés diélectriques d'un grand nombre de tissus humains dans la gamme de fréquences comprise entre 10Hz à 100 GHz. Le modèle est basé sur la superposition de quatre relations de dispersion de type Cole-Cole [II.15].

La relation de dispersion de Cole-Cole est à son tour fondée sur la théorie de la Debye relaxation, qui fournit l'expression suivante pour la dépendance du constant diélectrique relatif de la fréquence complexe dans le voisinage d'une région d'une dispersion tissu donné :

$$\hat{\epsilon} = \epsilon_{\infty} + \frac{\Delta\epsilon}{1 + j\omega\tau} \quad (\text{II.37})$$

Où ϵ_{∞} , $\Delta\epsilon$ et τ sont constant (indépendant de la fréquence, mais différente pour chaque matériau), et ω est la pulsation angulaire.

Le rapport du Cole-Cole est une généralisation de Debye, ayant la afin de prendre en compte (par l'introduction d'un autre paramètre α) l'élargissement la région de dispersion en raison de la complexité de la structure et la composition des matériaux biologiques:

$$\hat{\epsilon} = \epsilon_{\infty} + \frac{\Delta\epsilon}{1 + (j\omega\tau)^{(1-\alpha)}} \quad (\text{II.38})$$

Le résultat global de la superposition de quatre dispersions de Cole-Cole pour quatre fréquences différentes est exprimé par la relation suivante, dans laquelle il a été introduit un terme σ_0 qui représente la conductivité de la limite de courant continu:

$$\hat{\varepsilon} = \varepsilon_{\infty} - j \frac{\sigma_0}{\omega \varepsilon_0} + \sum_{n=1}^4 \frac{\Delta \varepsilon_n}{1 + (j\omega \tau_n)^{(1-\alpha_n)}} \quad (\text{II.39})$$

Ce modèle nécessite évidemment la détermination des valeurs de 14 paramètres pour chaque tissu modélisée. Le travail de C.Gabriel et collaborateurs a conduit à l'identification des paramètres relatifs à 45 tissus humains différents; en profitant des similitudes entre les tissus, le modèle a été étendu pour couvrir 57 tissus différents, compris tous ceux que nous pourrions trouver dans l'analyse et la numérisation des sections humaines coupées du Visible Human [II.16] [II.17]; plus de détails à ce sujet figurent à l'annexe 3.

Pour en revenir à l'équation (II.39), si l'on se souvient de la (II.36), on obtient:

$$\begin{aligned} \varepsilon = \text{Re}(\hat{\varepsilon}) &= \varepsilon_{\infty} + \sum_{n=1}^4 \text{Re} \left(\frac{\Delta \varepsilon_n}{1 + (j\omega \tau_n)^{(1-\alpha_n)}} \right) \\ \sigma = -\omega \varepsilon_0 \text{Im}(\hat{\varepsilon}) &= \sigma_0 - \omega \varepsilon_0 \sum_{n=1}^4 \text{Im} \left(\frac{\Delta \varepsilon_n}{1 + (j\omega \tau_n)^{(1-\alpha_n)}} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.40})$$

Comme vous le voyez, il est tracé pour trouver la partie réelle et la partie imaginaire du nombre complexe:

$$\Gamma_n = \frac{\Delta \varepsilon_n}{1 + (j\omega \tau_n)^{(1-\alpha_n)}} \quad (\text{II.41})$$

Pour commencer, notez qu'il est:

$$j\omega \tau_n = \omega \tau_n e^{\frac{j\pi}{2}} \quad (\text{II.42})$$

Puis:

$$(j\omega \tau_n)^{(1-\alpha_n)} = \left[(\omega \tau_n)^{(1-\alpha_n)} \right] e^{\frac{j\pi}{2}(1-\alpha_n)} \quad (\text{II.43})$$

Ou même:

$$(j\omega \tau_n)^{(1-\alpha_n)} = (\omega \tau_n)^{(1-\alpha_n)} \left[\cos \frac{\pi}{2}(1-\alpha_n) + j \sin \frac{\pi}{2}(1-\alpha_n) \right] \quad (\text{II.44})$$

Si, pour simplifier la notation, nous disons:

$$R_n = (\omega \tau_n)^{(1-\alpha_n)}$$

$$P_n = \cos \frac{\pi}{2} (1 - \alpha_n) \quad (\text{II.45})$$

$$Q_n = \sin \frac{\pi}{2} (1 - \alpha_n)$$

Nous pouvons écrire :

$$(j\omega \tau_n)^{(1-\alpha_n)} = R_n (P_n + jQ_n) \quad (\text{II.46})$$

Substituer ceci dans (II.41) et la rationalisation est obtenue pour Γ_n l'expression:

$$\Gamma_n = \frac{\Delta \varepsilon_n (1 + R_n P_n - jR_n Q_n)}{(1 + R_n P_n)^2 + (R_n Q_n)^2} \quad (\text{II.47})$$

Si nous disons encore:

$$\begin{aligned} A_n &= R_n P_n \\ B_n &= R_n Q_n \end{aligned} \quad (\text{II.48})$$

Nous arrivons à trouver facilement:

$$\begin{aligned} \text{Re}(\Gamma_n) &= \frac{(1 + A_n) \Delta \varepsilon_n}{(1 + A_n)^2 + (B_n)^2} \\ \text{Im}(\Gamma_n) &= \frac{-B_n \Delta \varepsilon_n}{(1 + A_n)^2 + (B_n)^2} \end{aligned} \quad (\text{II.49})$$

Puis enfin, d'après (II.40):

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \varepsilon_\infty + \sum_{n=1}^4 \frac{(1 + A_n) \Delta \varepsilon_n}{(1 + A_n)^2 + (B_n)^2} \\ \sigma &= \sigma_0 + \omega \varepsilon_0 \sum_{n=1}^4 \frac{B_n \Delta \varepsilon_n}{(1 + A_n)^2 + (B_n)^2} \end{aligned} \quad (\text{II.50})$$

Notera que, tandis que les paramètres R_n, A_n et B_n dépendent de la fréquence, P_n et Q_n non pas dépendent et peuvent être calculées et stockées une fois pour toutes pour chaque tissu.

II.6 Interface graphique sous Matlab

II.6.1 Outil de simulation

Nous avons utilisé comme outil de programmation le simulateur Matlab (figure II.1), il permet de réaliser des interfaces graphiques (GUI : Graphical User Interface) en disposant à l'aide de la souris des éléments graphiques (boutons, images, champs de texte, menu déroulants,...).

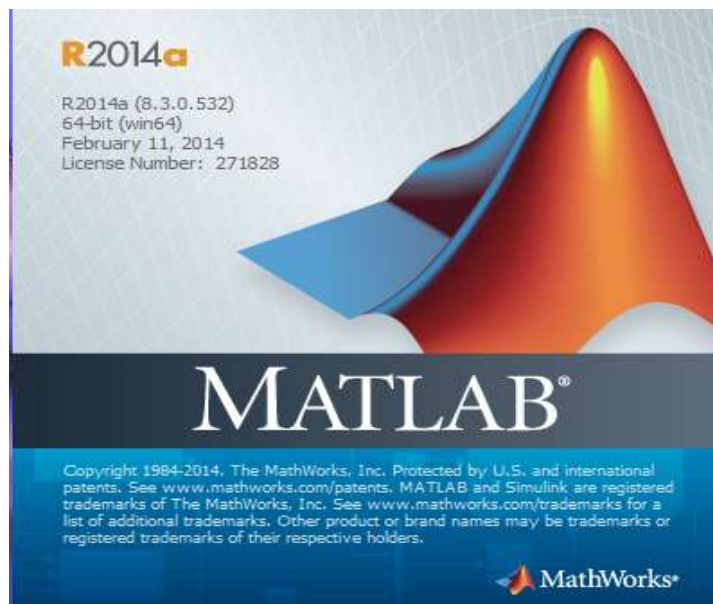


Figure II.1 : Logiciel Matlab.

L'interface réalisée au cours de ce projet de fin d'étude permet de calculer la permittivité et la conductivité de trois parties du corps humain principalement : la peau, la graisse, et le muscle selon deux modèles de calcul (modèle de Cole-Cole et modèle de Gabriel). La fréquence est choisie dans la bande ULB (3.1 GHz à 10.6 GHz).

Après avoir lancé l'application, une boîte de dialogue va apparaître à l'écran (figure II.2) pour choisir un des modèles de calcul.

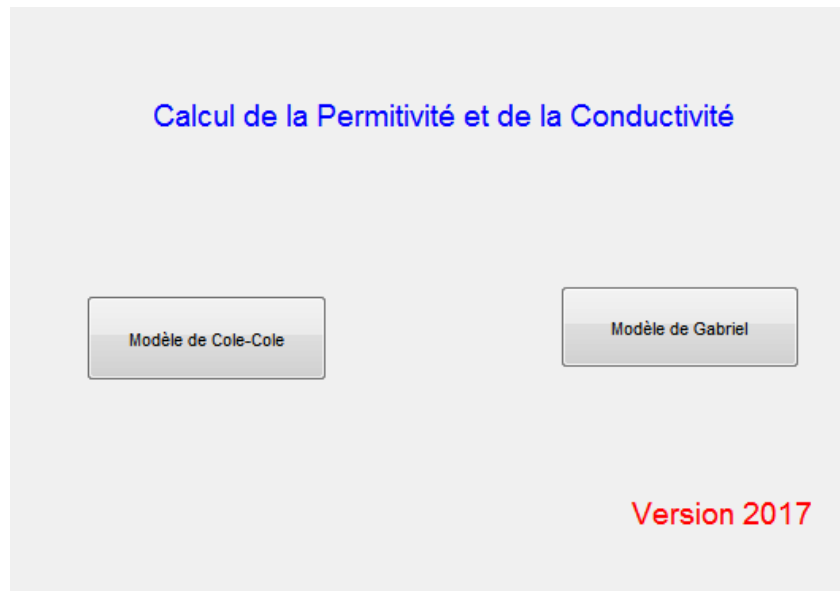


Figure II.2 : Interface principale.

- 1^{er} choix « Modèle de Cole-Cole » : on obtient une nouvelle interface graphique (figure II.3) qui permet de tracer et de calculer la permittivité en utilisant l'équation (II.36) et l'équation (II.16) pour le calcul de la conductivité de la Peau, du Muscle et de la Graisse.
- 2^{eme} choix « Modèle de Gabriel » : on obtient la même interface graphique (figure II.3) mais cette fois en utilisant les équations (II.50).



Figure II.3: Interface secondaire.

- Le bouton Tracer permet d'obtenir une autre interface qui permet de tracer le graphe de la permittivité et de la conductivité comme il est montré dans la (figure II.4).

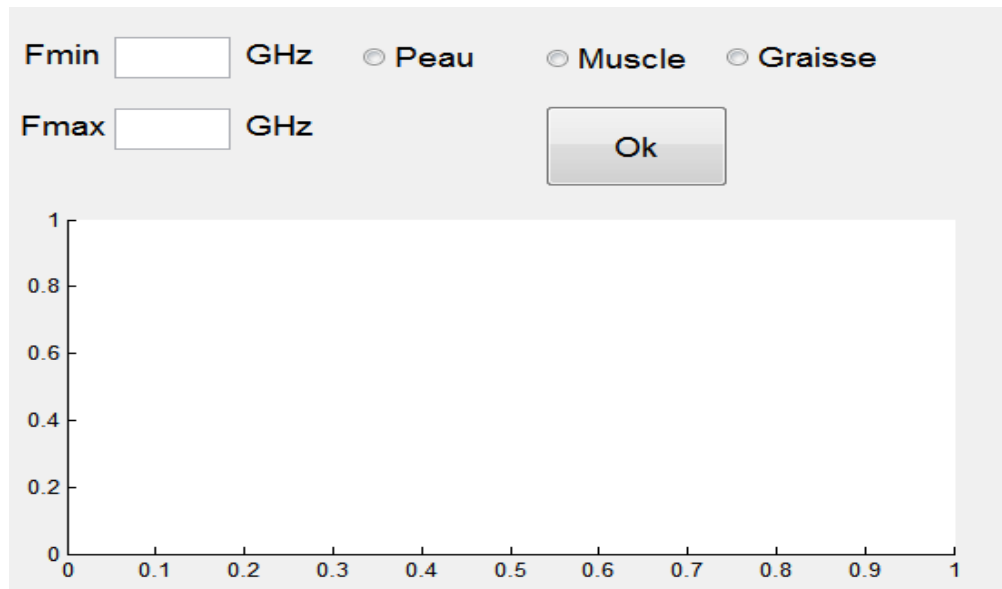


Figure II.4 : interface de traçage.

II.6 Exemples d'applications

II.6.1 Modèle de Cole-Cole

➤ **Peau:**

La figure (II.5) représente le calcul de la permittivité et de la conductivité et leur traçage selon la fréquence choisie.

The figure shows a software interface for calculating and displaying results. At the top, there is a 'Frequence' input field with the value '8' and 'GHz' next to it. Below this are three radio buttons labeled 'Peau', 'Muscle', and 'Graisse'. To the right of these are two more radio buttons labeled 'Permittivité' and 'Conductivité'. Below the radio buttons are two rectangular boxes. The top box is labeled 'Résultat' and contains the value '32.2302'. The bottom box is also labeled 'Résultat' and is currently empty.

(a)

Frequence GHz

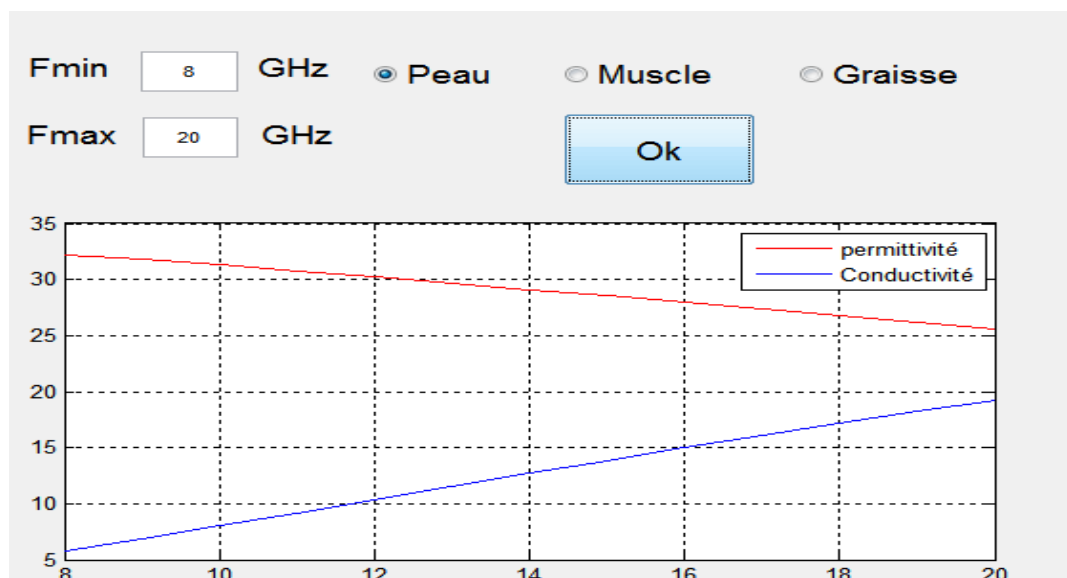
☒ Peau
 ☐ Permittivité

☐ Muscle
 ☒ Conductivité

☐ Graisse

Résultat	
Résultat	10.3368

(b)



(c)

Figure II.5.a: Calcul de la permittivité avec une fréquence égale à 8 GHz.

Figure II.5.b: Calcul de la conductivité avec une fréquence égale à 12 GHz.

Figure II.5.c: Traçage de la permittivité et de la conductivité.

➤ **Muscle:**

La figure (II.6) représente le calcul de la permittivité et de la conductivité et leur traçage selon différentes fréquences.

Frequence GHz

☐ Peau ☒ Permittivité

☒ Muscle ☐ Conductivité

☐ Graisse

Résultat	48.556
Résultat	

(a)

Frequence GHz

☐ Peau ☐ Permittivité

☒ Muscle ☒ Conductivité

☐ Graisse

Résultat	
Résultat	18.606

(b)

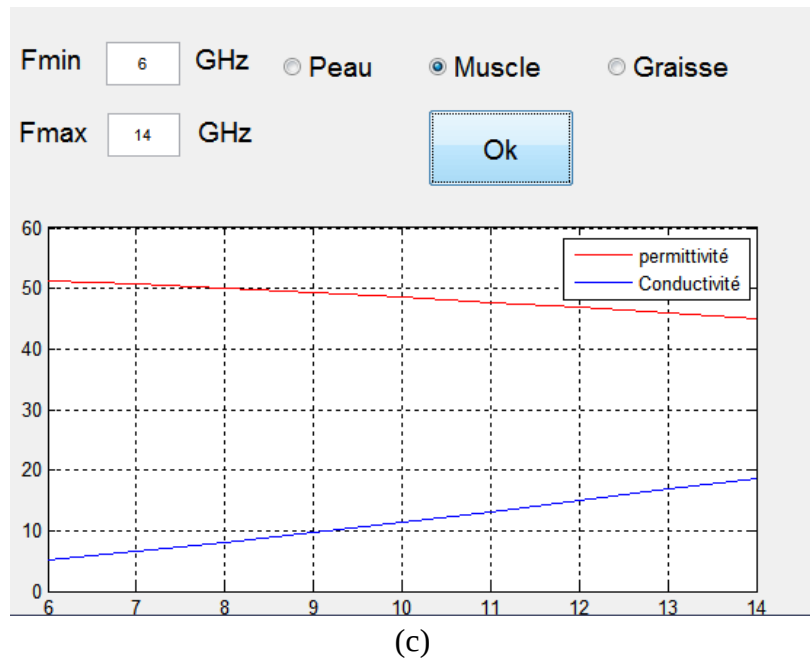


Figure II.6.a : Calcul de la permittivité avec une fréquence égale à 10 GHz.

Figure II.6.b : Calcul de la conductivité avec une fréquence égale à 14 GHz.

Figure II.6.c : Traçage de la permittivité et de la conductivité.

➤ Graisse:

La figure (II.7) représente le calcul de la permittivité et de la conductivité et leur traçage selon différentes fréquences.

Figure II.7 est une interface de calcul de la permittivité et de la conductivité pour la graisse à 12 GHz. L'interface permet de sélectionner la fréquence (12 GHz) et le type de calcul (permittivité ou conductivité). Les résultats sont affichés dans des cases à droite.

Fréquence	GHz	Calcul	Résultat
12	12	Permittivité	4.5538
12	12	Conductivité	0

(a)

Frequence GHz

☐ Peau ☐ Permittivité

☐ Muscle ☒ Conductivité

☒ Graisse

Résultat	
Résultat	0.44302

(b)

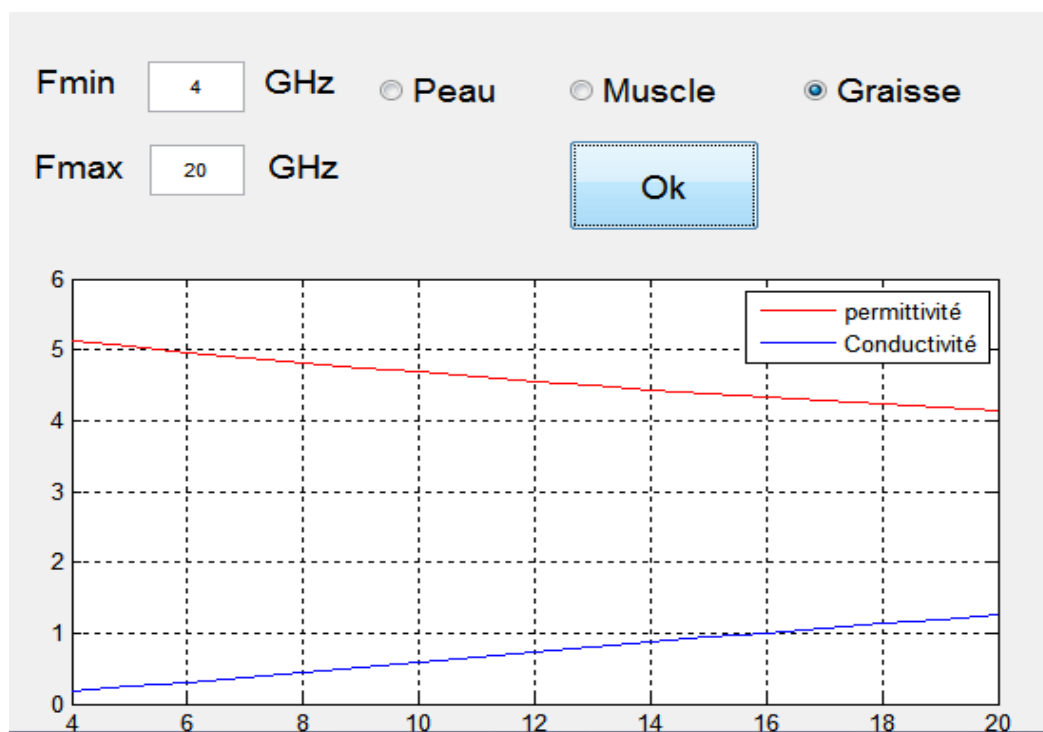


Figure II.7.a: Calcul de la permittivité avec une fréquence égale à 12 GHz.

Figure II.7.b : Calcul de la conductivité avec une fréquence égale à 8 GHz.

Figure II.7.c : Traçage de la permittivité et de la conductivité.

II.6.2 Modèle de Gabriel

➤ **Peau:**

La figure (II.8) représente le calcul de la permittivité et de la conductivité et leur traçage selon différentes fréquences.

Fréquence GHz

☒ Peau ☒ Permittivité

☐ Muscle ☐ Conductivité

☐ Graisse

Résultat	27.5472
Résultat	

(a)

Fréquence GHz

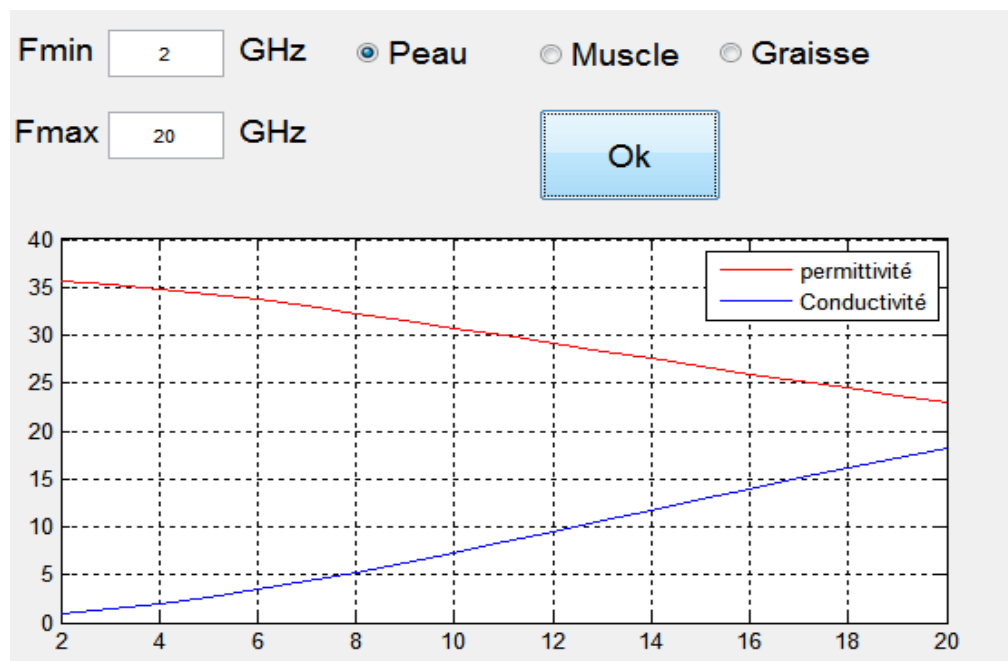
☒ Peau ☐ Permittivité

☐ Muscle ☒ Conductivité

☐ Graisse

Résultat	
Résultat	7.3029

(b)



(c)

Figure II.8.a : Calcul de la permittivité avec une fréquence égale à 14 GHz.

Figure II.8.b : Calcul de la conductivité avec une fréquence égale à 10 GHz.

Figure II.8.c : Traçage de la permittivité et de la conductivité.

➤ **Muscle:**

La figure (II.9) représente le calcul de la permittivité et de la conductivité et leur traçage selon différentes fréquences.

Figure II.9 est une interface de calcul pour le muscle. Elle permet de sélectionner la fréquence, le type de tissu et la propriété à calculer. Les données sont les suivantes :

Fréquence (GHz)	Tissu	Propriété	Résultat
8	Muscle	Permittivité	48.2044

(a)

Frequence GHz

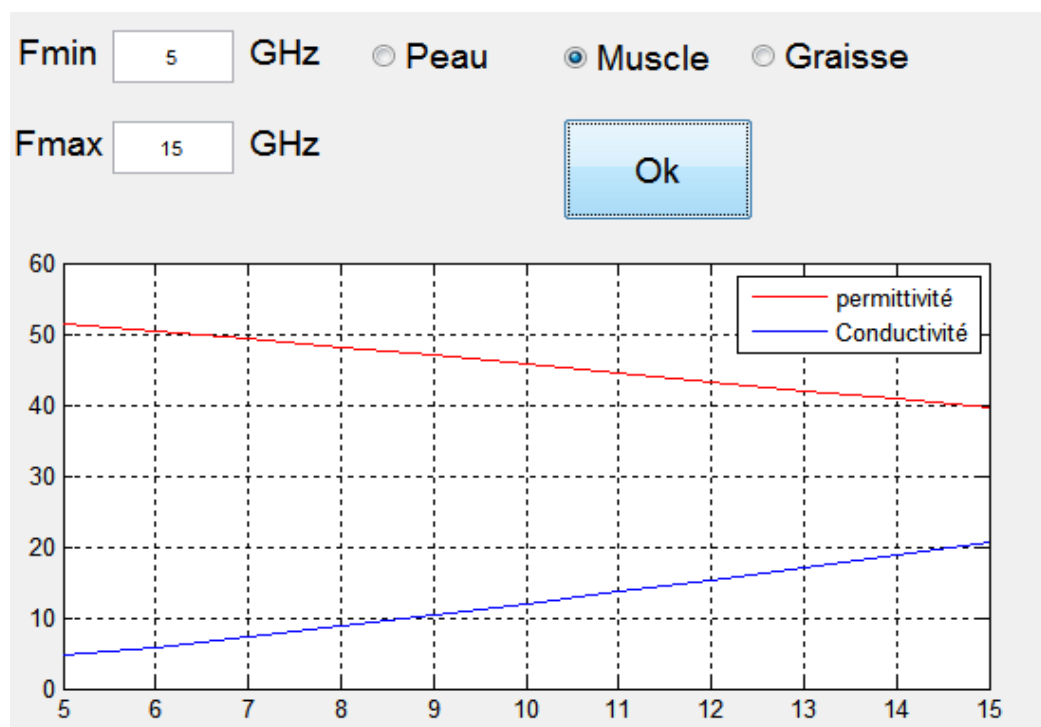
☐ Peau
 ☐ Permittivité

☒ Muscle
 ☒ Conductivité

☐ Graisse

Résultat	
Résultat	18.855

(b)



(c)

Figure II.9.a : Calcul de la permittivité avec une fréquence égale à 8 GHz.

Figure II.9.b : Calcul de la conductivité avec une fréquence égale à 14 GHz.

Figure II.9.c : Traçage de la permittivité et de la conductivité.

Chapitre II : Méthodes de caractérisations du corps humain

➤ **Graisse :**

La figure (II.10) représente le calcul de la permittivité et de la conductivité et leur traçage selon différentes fréquences.

Frequence GHz

☐ Peau ☒ Permittivité

☐ Muscle ☐ Conductivité

☒ Graisse

Résultat	4.7677
Résultat	

(a)

Frequence GHz

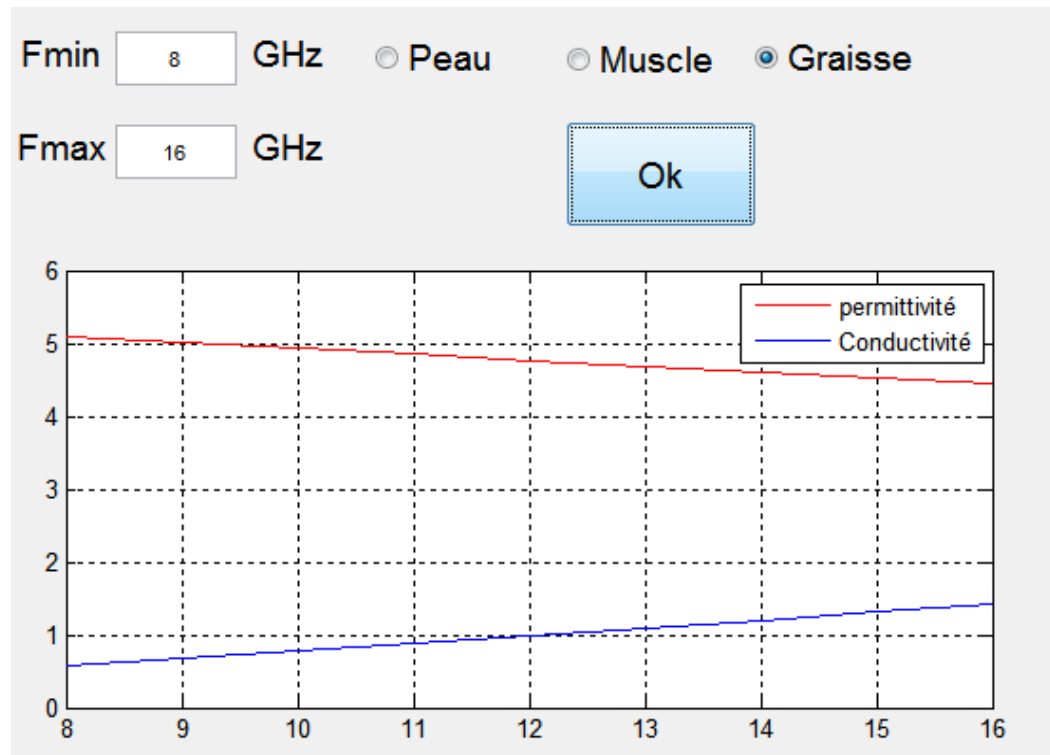
☐ Peau ☐ Permittivité

☐ Muscle ☒ Conductivité

☒ Graisse

Résultat	
Résultat	0.58353

(b)



(c)

Figure II.10.a : Calcul de la permittivité avec une fréquence égale à 12 GHz.

Figure II.10.b : Calcul de la conductivité avec une fréquence égale à 8 GHz.

Figure II.10.c : Traçage de la permittivité et de la conductivité.

II.7 Comparaison entre les deux modèles étudiés

On a résumé la comparaison entre les deux modèles « Cole-Cole » et « Gabriel » et le modèle de [III.3] sur les différents tissus dans le tableau ci-dessous .

Les résultats de calculs de la permittivité et de la conductivité avec le modèle Cole-Cole sont très proches aux valeurs obtenues par les mesures [III.3].

Chapitre II : Méthodes de caractérisations du corps humain

Nom du tissu	Fréq (GHz)	Modèle de Cole-Cole		Modèle de Gabriel		Modèle de [III.3]	
		σ	ε	σ	ε	σ	ε
Peau	8	5.8241	32.2302	5.2574	32.2929	5.8242	33.1840
	10	8.0138	31.3008	7.3029	30.759	8.0138	31.2900
	12	10.3368	30.2424	9.4864	29.1577	10.3370	29.3270
	14	12.6877	29.1089	11.7269	27.5472	12.6880	27.3640
Graisse	8	0.4430	4.8196	0.5835	5.0960	0.4430	4.7622
	10	0.5852	4.6816	0.7834	4.9339	0.5852	4.6023
	12	0.7278	4.5538	0.9929	4.7677	0.7278	4.4570
	14	0.8678	4.4360	1.2041	4.6034	0.8678	4.3255
Muscle	8	8.0777	50.0790	8.7283	48.2044	7.7978	45.4970
	10	11.4238	48.5560	11.9315	45.8088	10.6260	42.7640
	12	14.9891	46.8663	15.3491	43.3074	13.5500	40.1010
	14	18.6060	45.0806	18.8550	40.7912	16.4720	37.5640

Tableau II.2 : Résultat de calcul de la permittivité et de la conductivité avec les trois modèles étudiés.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons calculé la permittivité et la conductivité avec deux modèles différents (modèle de Cole-Cole et modèle de Gabriel) sur trois parties du corps humain (Peau, Graisse, et Muscle). L'interface permet aussi de tracer les graphes de la permittivité et de la conductivité en fonction de la fréquence.

II.9 Bibliographie

- [II.1] J.F.M. Cillessen, J.B. Giesbers, R.P. Weening, and R.M. Wolf, "A ferroelectric transparent thin-film transistor", *Appl. Phys. Lett.*, vol.68, pp. 3650-3652, Jun. 1996.
- [II.2] T.K. Yong and S.S. Dong, "Memory window of Pt/SrBi₂Ta₂O₉/CeO₂/SiO₂/Si structure for metal ferroelectric insulator", *Appl. Phys. Lett.*, vol.71, pp. 3507-3509, Dec. 1997.
- [II.3] K. Dimmler, M. Parris, D. Butler, S. Eaton, B. Pouligny, J.F. Scott, and Y. Ishibashi, "Switching kinetics in KNO₃ ferroelectric thin-film memories", *J. Appl. Phys.*, vol.61, pp. 5467-5470, Jun. 1987.
- [II.4] O. Boser, "Statistical theory of hysteresis in ferroelectric materials", *J. Appl. Phys.*, vol.62, pp. 1344-1348, Aug. 1987.
- [II.5] S. Sivasubramanian, A. Widom, Y. Strivastava, "Equivalent Circuit and Simulations for the Landau-Khalatnikov model of ferroelectric hysteresis", *IEEE Trans. on Ultras., Ferro., and Freq. Cont.*, vol.50, n°8, Aug. 2003.
- [II.6] B. Ducharne, D. Guyomar, and G. Sebald, "Low frequency modelling of hysteresis behaviour and dielectric permittivity in ferroelectric ceramics under electric field", *J. Phys. D: Appl. Phys.*, 2007, vol.40, pp.551-555.
- [II.7] D.Guyomar, B.Ducharne, G.Sebald, "Dynamical hysteresis model of ferroelectric ceramics under electric field using fractional derivatives", *J. Phys.D: Appl.Phys.*, 2007.
- [II.8] D.Guyomar, B.Ducharne, G.Sebald, "Time fractional derivatives for voltage creep in ferroelectric materials: theory and experiment", *J. Phys.D: Appl.Phys.*, 2008, vol.41, pp. 125410.
- [II.9] D.Andreuccetti, IFAC-CNR [Guide to the Fitting Function](#) , [Summary of fitting parameters](#).
- [II.10] C.Gabriel and S.Gabriel: "Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave Frequencies", Internet document; URL originale: <http://www.brooks.af.mil/AFRL/HED/hedr/reports/dielectric/home.html>
copiatautorizzataalla URL: <http://safeemf.iroe.fi.cnr.it/doc/dielectric/home.html>
- [II.11] C.Gabriel: "Compilation of the dielectric properties of body tissues at RF andmicrowave frequencies", Report N.AL/OE-TR-1996-0037, Occupational andenvironmental health directorate, Radiofrequency Radiation Division, Brooks Air ForceBase, Texas (USA), June 1996.
- [II.12] C.Gabriel, S.Gabriel and E.Corthout: "The dielectric properties of biological tissues: I. Literature survey", *Phys. Med. Biol.* **41** (1996), 2231-2249.
- [II.13] S.Gabriel, R.W.Lau and C.Gabriel: "The dielectric properties of biological tissues: II.Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz", *Phys. Med. Biol.* **41** (1996),2251-2269.

Chapitre II : Méthodes de caractérisations du corps humain

[II.14] S.Gabriel, R.W.Lau and C.Gabriel: "The dielectric properties of biological tissues: III.Parametric models for the dielectric spectrum of tissues", Phys. Med. Biol. **41** (1996), 2271-2293.

[II.15] K.S.Cole and R.H.Cole: "Dispersion and absorption in dielectrics: I. Alternating current characteristics.", Journal of Chemical Physics, April 1941, pp.341-351.

[II.16] D.Andreuccetti, R.Fossi and C.Petrucci: "Induced body current assessment: a casestudy.Currents induced in people walking through hands-free identification/access control systems (preliminary report)", Proceedings of the III Workshop COST 244 bis (Biomedical Effects of Electromagnetic Fields) on Intermediate frequency range - E.M.F.: 3 kHz-3 MHz, Paris (France), April 1998.

[II.17] D.Andreuccetti, R.Fossi e C.Petrucci: "Esposizionedellapopolazioneaivarchi magnetici: analisi di un caso-tipo", Report IROE N.TR/ICEMM/2.98, Firenze, Giugno 1998.

Chapitre III: Conception & simulations

Clicours.COM

II.1. Introduction

L'antenne Ultra Large Bande est conçue ici pour fonctionner sur la large bande WBAN au niveau de fréquence entre 7 et 14 GHz pour une communication à courte portée. Ce chapitre se concentre principalement pour évaluer les performances de l'antenne conçue en présence du corps humain. Ce phénomène est réalisé par la création de trois couches importantes du corps humain qui comprend la peau, les graisses et les muscles. L'antenne fonctionne dans la bande de fréquences de 7-14 GHz pour une structure plane, indépendamment de l'environnement extérieur ou sur le corps.

Ce chapitre compare également les performances et les caractéristiques de l'antenne conçue à la fois sur la zone de contact et hors du corps en termes de perte de retour, les propriétés de rayonnement et VSWR. Les structures sont conçues et analysées à l'aide du logiciel CST Microwave Studio.

III.2. Outil de simulation

CST Microwave Studio (Computer Simulation Technology) est un logiciel spécialisé pour la simulation et la conception électromagnétique trois dimensions (3D) des composants hautes fréquences. Celui-ci utilise la méthode des intégrales finies (Finite Integration technique FIT) qui a été proposée « Weiland » en 1977. Elle consiste à discrétiser spatialement les équations de « Maxwell » sous forme intégrale.

III.3. Sélection de matériau de substrat

La permittivité d'un matériau est habituellement donnée par rapport à celle de l'espace libre qui est connu comme permittivité relative ou constante diélectrique ϵ_r . La constante diélectrique du substrat d'antenne joue un rôle important dans la conception d'antenne. Différents substrats ayant des constantes diélectriques différentes affectent les performances de l'antenne de diverses manières. Le substrat sélectionné pour l'antenne ULB à motif circulaire conçu est un matériau électro-textile, avec $\epsilon_r = 1,7$. Le choix du matériau pour concevoir l'antenne est excellent dans les vêtements, l'absorption, la durabilité et la résilience [III.1].

III.4 .Conception et mise en œuvre de l'antenne

L'antenne Ultra Large Bande, conçue pour la bande circulaire, possède une bande de fréquences de 7 GHz à 14 GHz. Le patch circulaire de l'antenne est alimenté par une ligne d'alimentation de 50 ohms avec une largeur de 7,27 mm. Le plan de masse est fixé sur la moitié inférieure de l'arrière du substrat avec la dimension 50 x 26,5 x 0,7 mm³. Il ya une fente de forme rectangulaire dans le plan de masse avec une dimension de 4 x 13,5 x 0,7 mm³. Le patch rayonnant et le plan de masse sont faits de ruban de cuivre avec l'épaisseur de 0,7 mm. Cependant, la dimension du substrat est de 50 x 70 x 2 mm³, la longueur de la ligne d'alimentation de transmission est de 27,625 mm et le rayon de la pastille circulaire est de 18 mm. Il ya une fente de 2 mm d'épaisseur en forme de U dans le patch circulaire, deux bras de la fente U dans le patch est de 10 mm de long et la base est de 18 mm de long. L'épaisseur totale de l'antenne est de 3,4 mm.

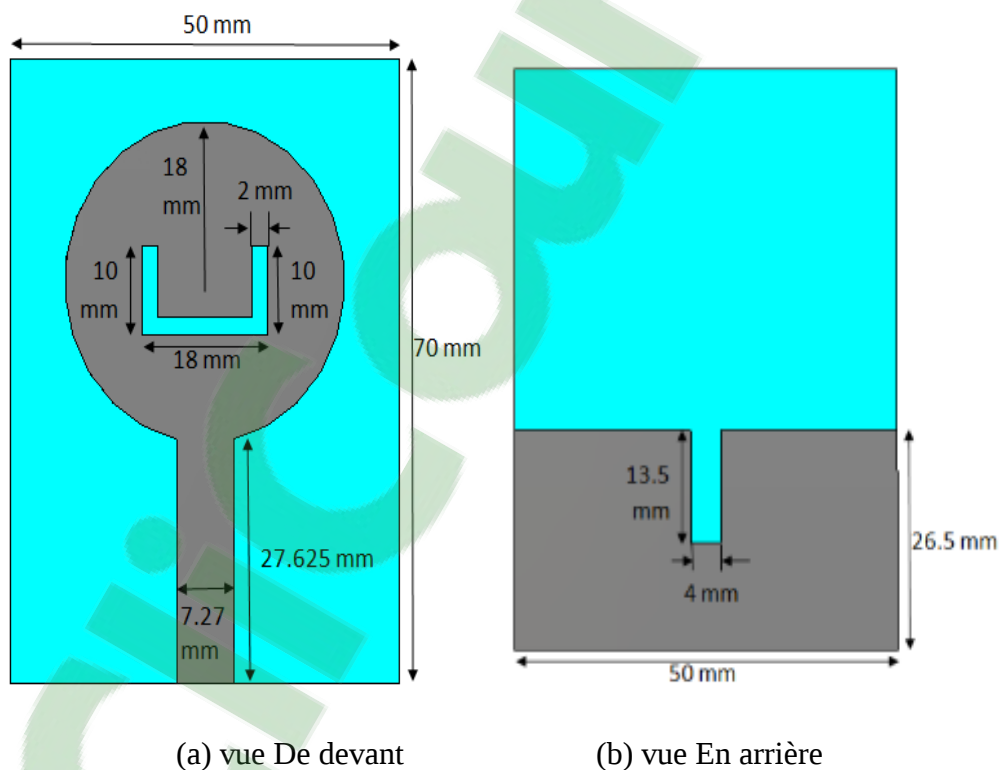


Figure III. 1. a : Vue avant et **Figure III. 1. b** vue arrière de l'antenne circulaire ULB.

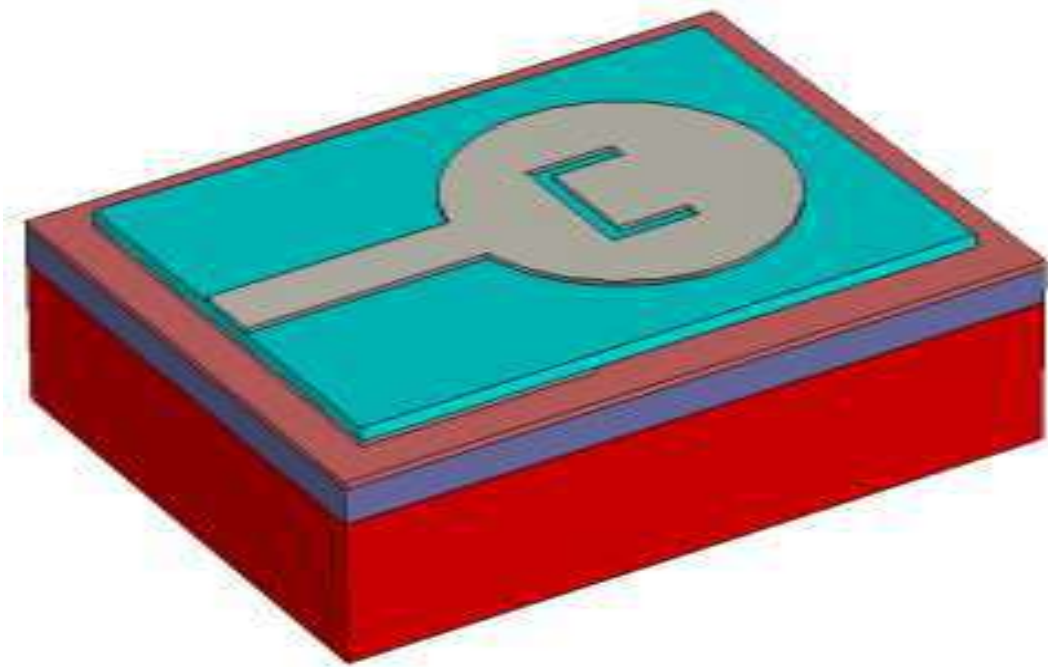
Paramètres (mm)	Dimensions (mm)
Rayon de rayon circulaire	18
Épaisseur de la plaquette circulaire	0.7
Longueur du substrat	70
Largeur du substrat	50
Épaisseur de substrat	2
Longueur du plan de masse	26.5
Largeur du plan de masse	50
Epaisseur du plan de masse	0.7
Longueur de la ligne d'alimentation	27.625
Largeur de la ligne d'alimentation	7.27
Épaisseur de la ligne d'alimentation	0.7

Tableau III. 1 : Mesures des antennes ULB pour la conception de l'objectif.

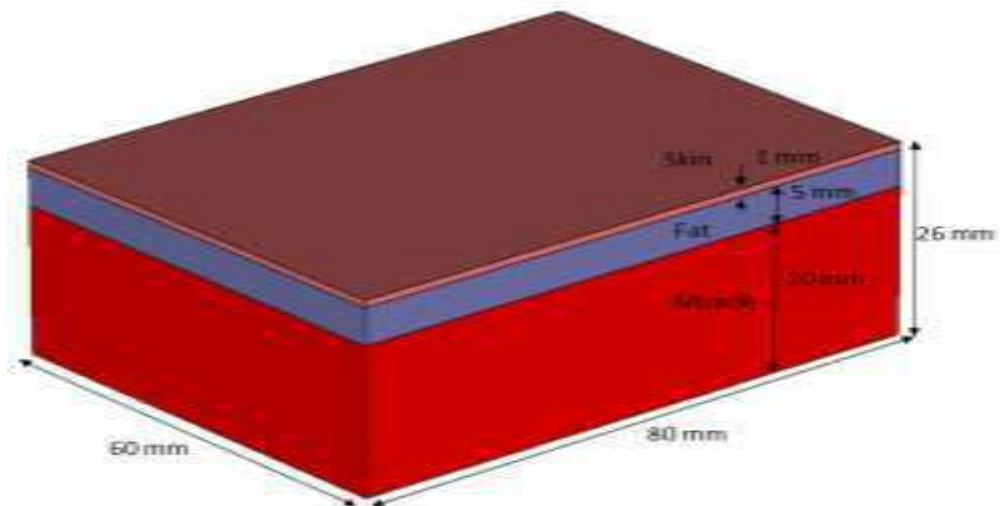
III.5. Modélisation du corps humain en couches et mise en œuvre d'antennes

La dimension du corps humain modélisé en couches est de 60 mm x 80 mm x 26 mm. Il se compose de trois couches différentes: peau (sèche), graisse et muscle. Ce modèle en couches peut très bien représenter la plupart des régions du corps, puisque la graisse a des propriétés semblables au tissu osseux, et les paramètres électriques du muscle et de nombreux organes internes sont semblables [III.2].

Figure (III.2.a) représente le modèle de corps humain en couches et la figure (III.2.b) représente l'antenne ULB mise en œuvre sur le modèle de corps humain. Le logiciel de simulation électromagnétique commercial CST Microwave Studio a été utilisé pour la conception et la simulation.



(a)



(b)

Figure. III.2.a : Antenne ULB mise en œuvre sur modèle de corps humain et **Figure. III.2.b.** Modèle de corps humain en couches

Le tableau (III.2) montre la dispersion électrique du modèle de corps humain stratifié pour les fréquences ULB qui est obtenu par [III.3] qui sont proches aux valeurs calculer par le modèle de Cole-Cole (Tableau II.2).

Nom du tissu	Fréquence [GHz]	Conductivité [S / m]	Permittivité relative, ϵ_r
Peau (sèche)	8	5.8242	33.184
	10	8,0138	31,2
	12	10.337	29.327
	14	12,688	27,364
Graisse	8	0.44301	4.7622
	10	0.58521	4.6023
	12	0.72783	4.457
	14	0.86783	4.3255
Muscle	8	7,7978	45,497
	10	10,626	42,764
	12	13,55	40,101
	14	16.472	37.564

Tableau III.2 : Propriétés du matériau du corps humain en couches.

III.6 .Analyse de la performance de l'antenne ULB

Les performances de l'antenne ULB ont été conçues et mesurées sans et avec l'environnement du corps humain dans la bande de la fréquence (7-14) GHz. sous logiciel commercial de simulation CST MWS (Computer Simulation Technology Microwave Studio)

III.6.1. Analyse du rendement sans l'environnement du corps humain

III.6.1.1 Perte de retour (S11)

Le coefficient de réflexion S11 de l'antenne circulaire ULB figure(III. 3) montre une bonne adaptation d'impédance avec une perte de retour inférieure à -10 dB atteignant une bande de fréquence de 6,63 GHz à 16 GHz. Ceci indique que les performances de l'antenne sont bien adaptées au type de substrat choisi.

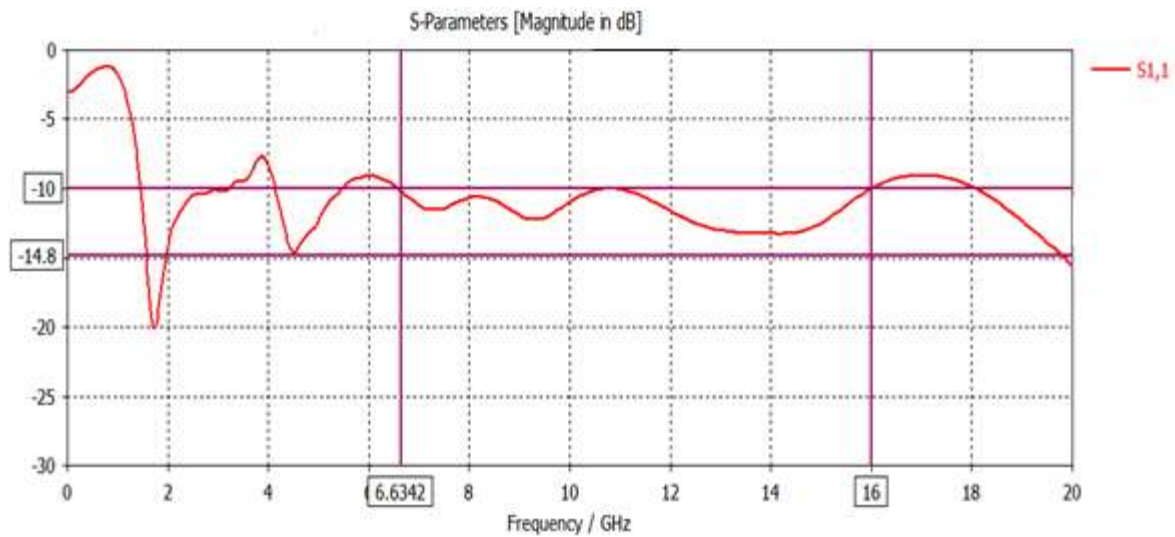


Figure III.3 : S₁₁ simulé de l'antenne ULB conçue à l'extérieur de l'environnement du corps.

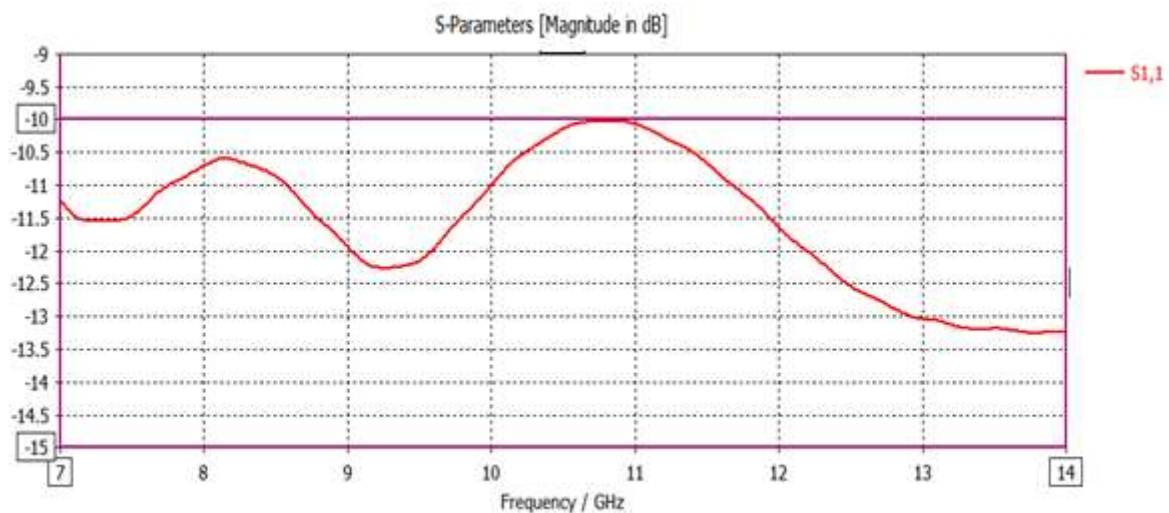


Figure III. 4 : Evolution de S₁₁ de l'antenne ULB conçu pour l'analyse des performances.

III.6.1.2 Modèle de rayonnement

Le diagramme de rayonnement (plan E) est montré à la figure (III. 5). La puissance est rayonnée principalement dans l'hémisphère gauche et droit; La puissance est dirigée vers 168 degrés avec une amplitude de lobe principal de 0.293 dBi. 3 dB de largeur de faisceau angulaire (c'est-à-dire HPBW) est de 63.1 degrés. On observe un diagramme de rayonnement omnidirectionnel.

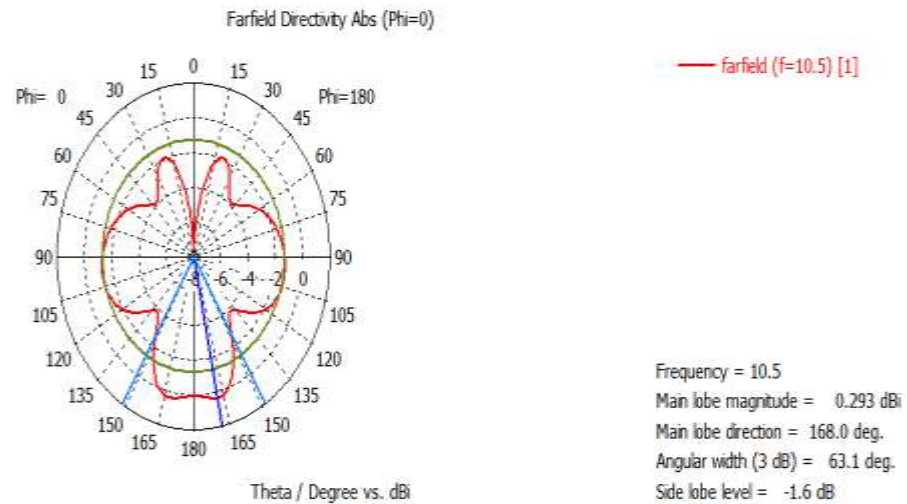


Figure III. 5 : Modèle de rayonnement du plan E de l'antenne ULB conçue à l'extérieur de l'environnement du corps.

III.6.1.3 Motif de rayonnement 3D, directivité, gain et efficacité

Le diagramme de rayonnement Omnidirectionnel est montré en 3D à la figure (III.6). Le résultat montre la directivité de 5,195 dBi de l'antenne ULB conçue à l'extérieur du corps. Le gain et l'efficacité totale de l'antenne sont mesurés respectivement 5,108 dB et 0,8851. Et l'efficacité de radiation est égale à 0.9800. L'efficacité totale et l'efficacité de rayonnement sont calculées par le logiciel CST en échelle linéaire.

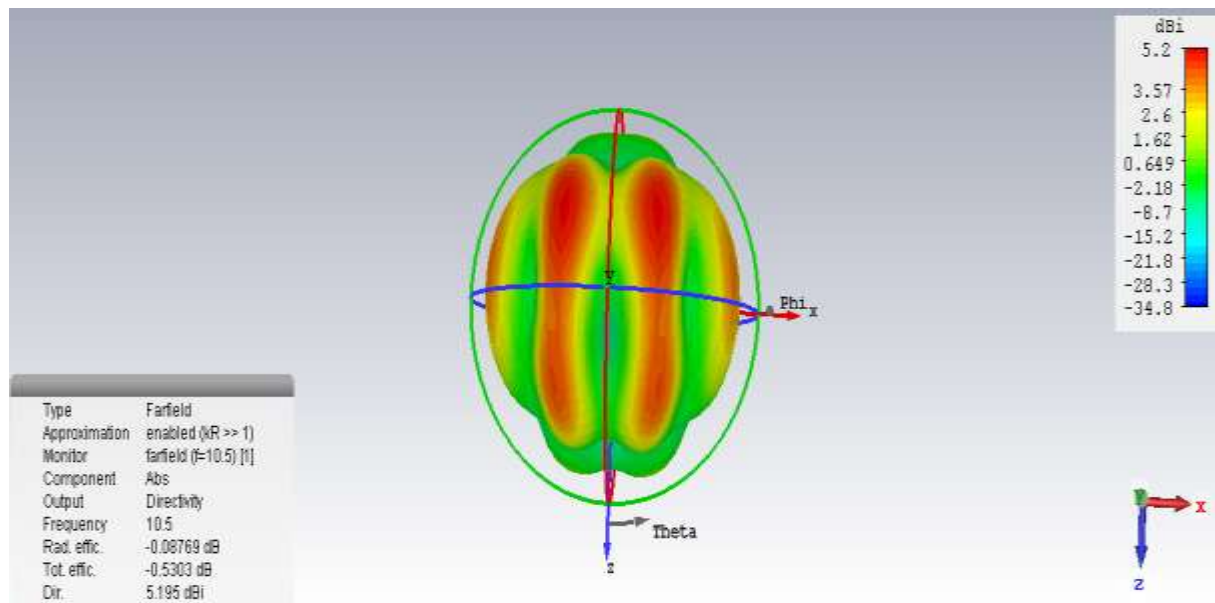


Figure (III.6) : Modèle de rayonnement 3D de l'antenne ULB conçue à l'extérieur de l'environnement du corps.

Paramètres	Résultats de simulation
Directivité (dBi)	5.195
Gain (dB)	5,108
Efficacité totale	0.8851
Efficacité des rayonnements	0.9800

Tableau III.3 : Caractéristiques de rayonnement de l'antenne UWB conçue.

III.6.1.4 Rapport d'onde stationnaire (VSWR)

La courbe VSWR simulée de l'antenne ULB conçue est représentée sur la Figure.III.7. Le VSWR est inférieur à 2, et est bien considéré pour une antenne [III.4], [III.5]. Pour cette antenne conçue, le VSWR est inférieur à 2 à partir de 7-14 GHz, ce qui montre une bonne adaptation d'impédance entre l'antenne et la ligne de transmission.

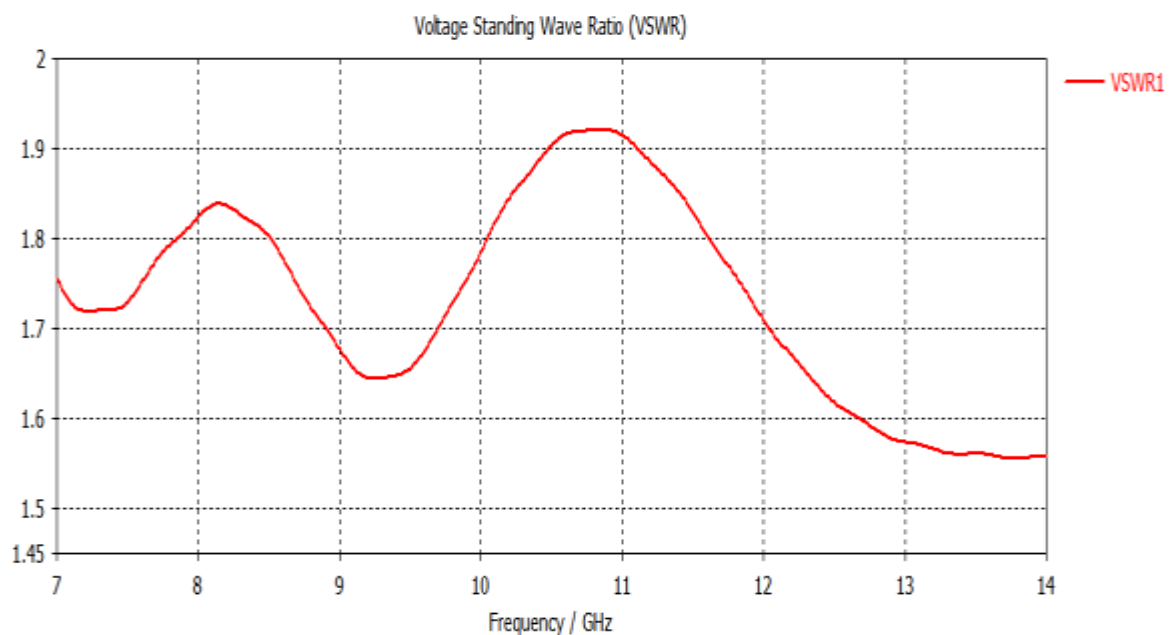
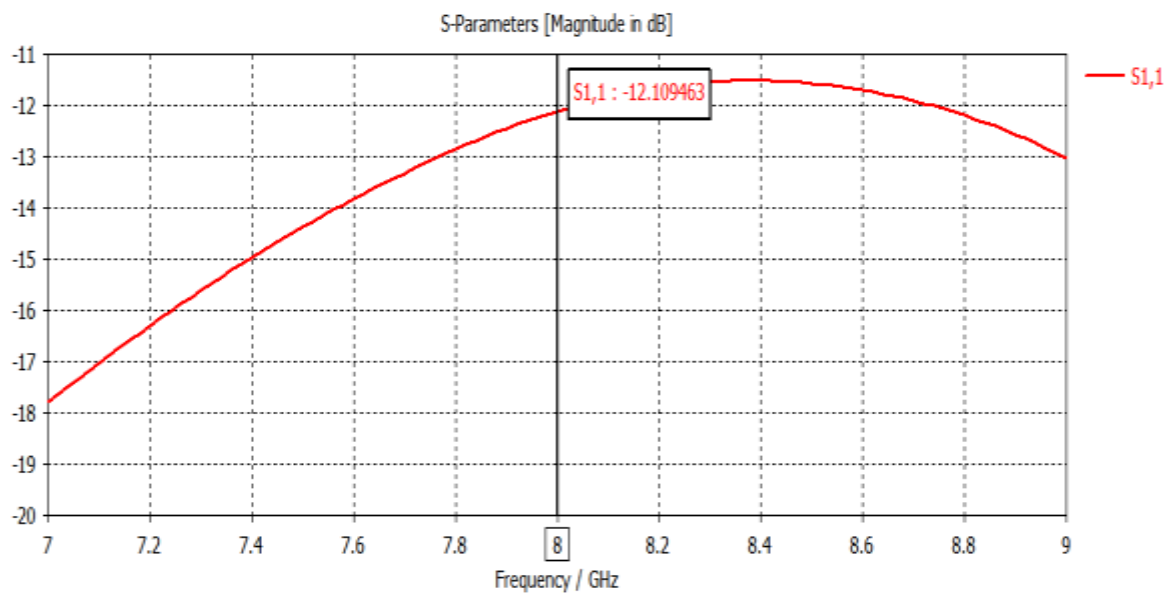


Figure III.7 : VSWR simulée de l'antenne ULB conçue à l'extérieur de l'environnement du corps.

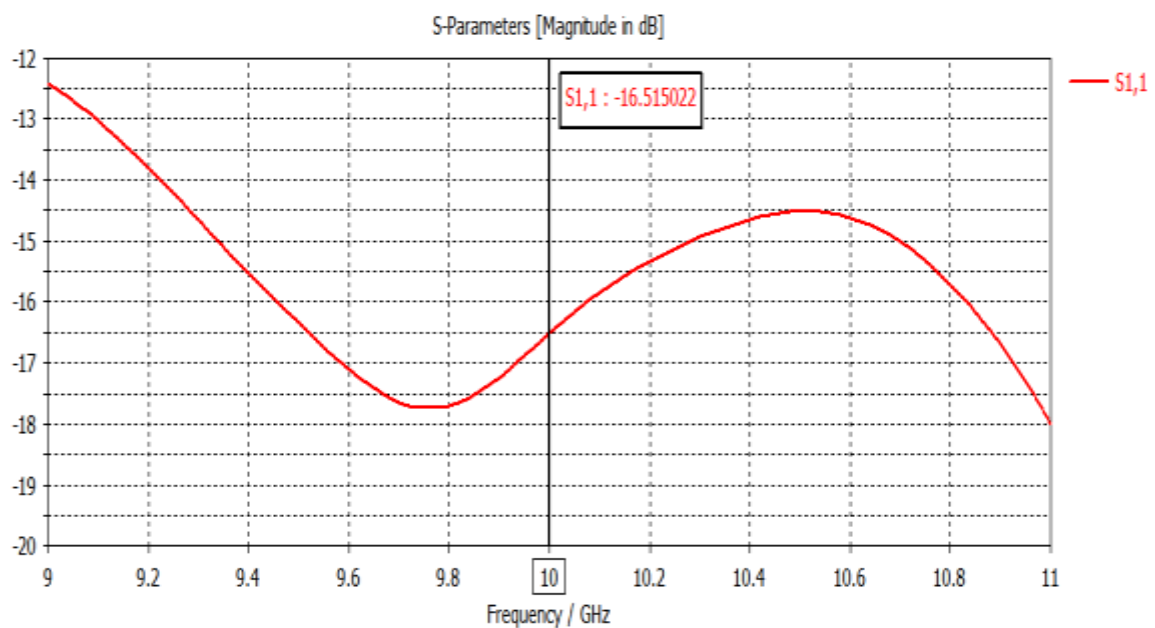
III.6.2 Analyse du rendement en présence de l'environnement corporel

III.6.2.1 Perte de retour (S11)

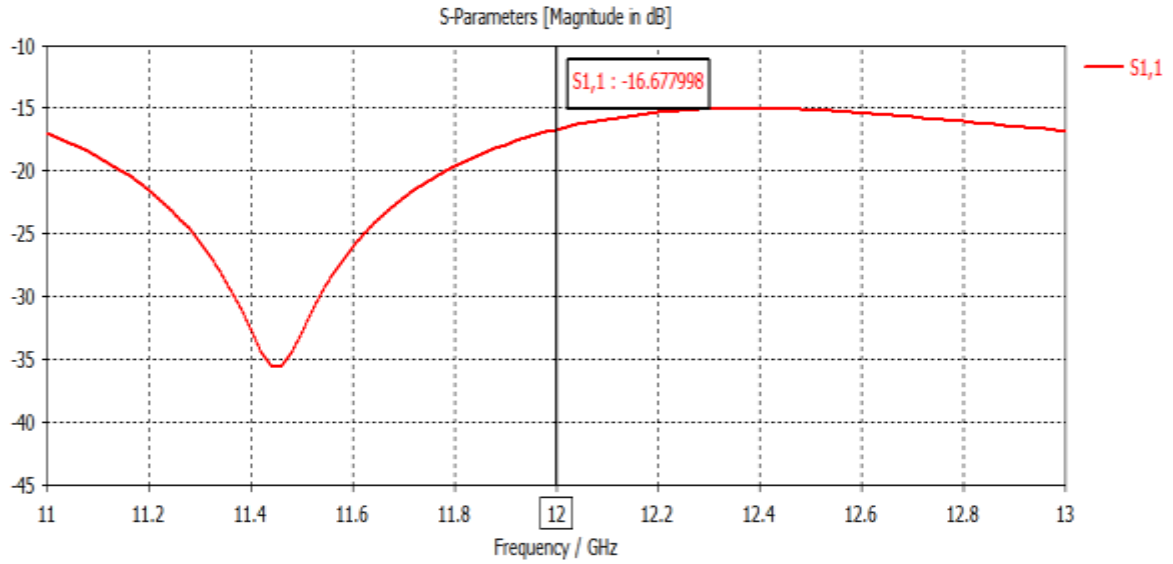
La figure (III.8) illustre le résultat de simulation de S11 de l'antenne conçue sur l'environnement du corps à différentes fréquences.



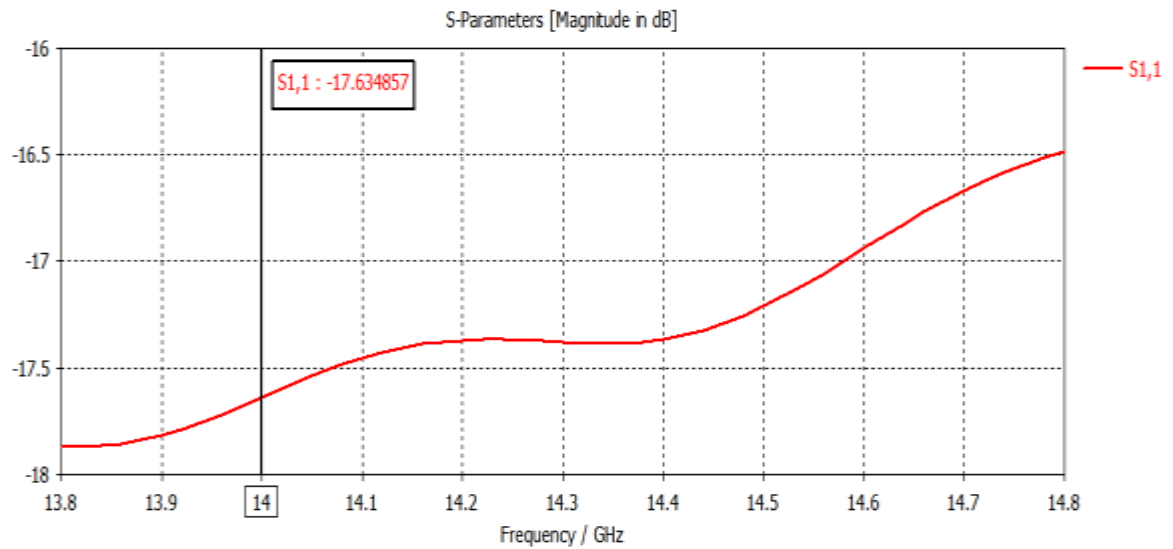
(a) 8 GHz



(b) 10 GHz



(b) 12 GHz



(d) 14 GHz

Figure III. 8 : S₁₁ simulé d'antenne ULB conçue à sur environnement du corps à (a) 8GHz, (b) 10 GHz, (c) 12 GHz et (d) 14 GHz.

Le tableau (III.4) résume le résultat de simulation de S₁₁ à différentes fréquences et montre que tous les paramètres S₁₁ maintiennent S₁₁ < -10 dB, ce qui signifie que l'antenne a une bonne adaptation d'impédance sur toute sa largeur de bande occupée.

Chapitre III : Conception & Simulations

Paramètres	Résultats de la simulation			
Fréquence(GHz)	8	10	12	14
S-Paramètre (dB)	-12.1094	-16.5150	-16.6779	-17.6348

Tableau III. 4 : S-paramètre d'antenne conçue sur l'environnement du corps à fréquences différentes.

III.6.2.2 Gain

Le tableau (III.5) résume le résultat du gain de l'antenne avec corps humain à différentes fréquences.

Paramètres	Résultats de la simulation			
Fréquence(GHz)	8	10	12	14
Gain (dB)	-2.417	0.8167	3.094	0.7570

Tableau III. 5 : Gain d'antenne sur l'environnement du corps à fréquences différentes.

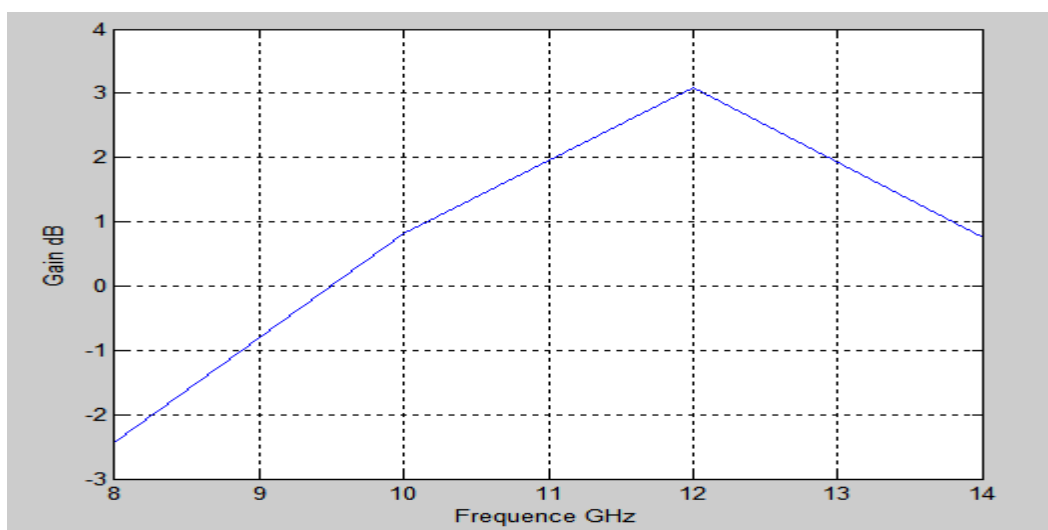
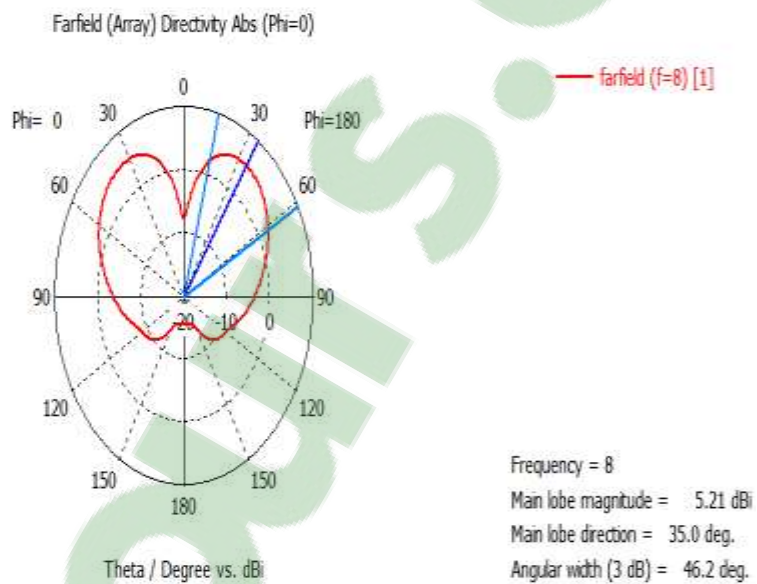


Figure III.9 : La variation du gain en fonction de la fréquence.

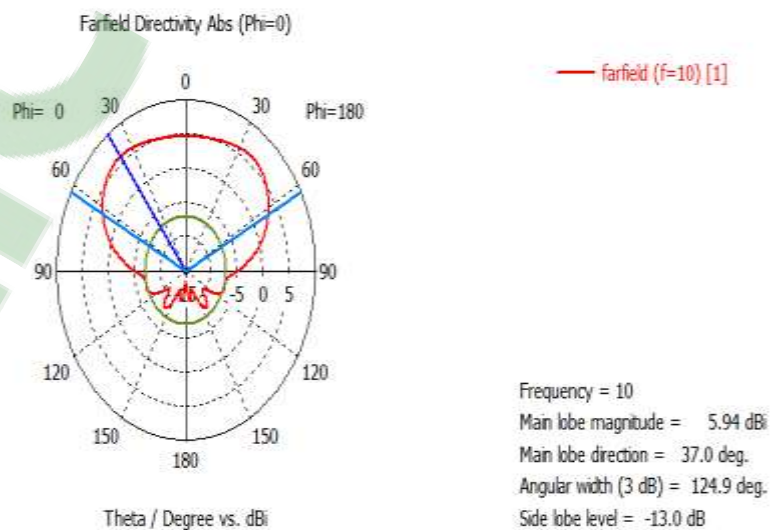
Chapitre III : Conception & Simulations

III.6.2.3 Modèle de rayonnement

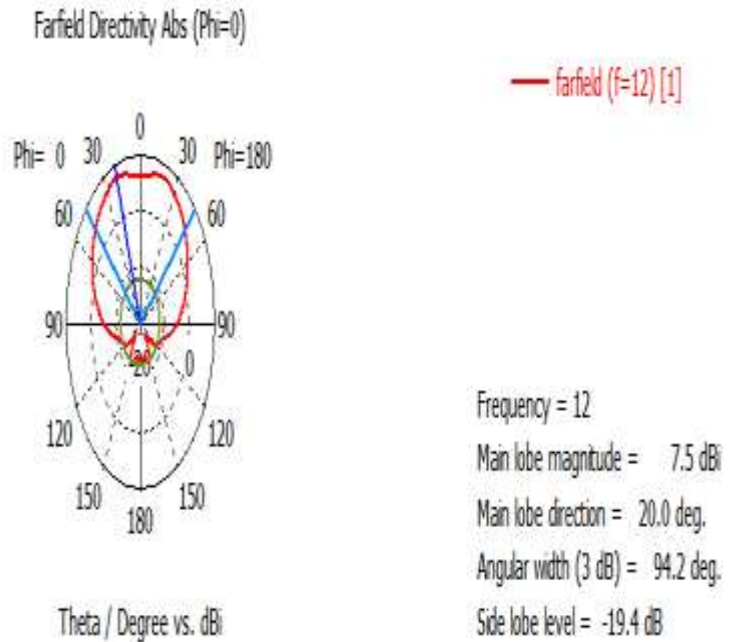
Les schémas de rayonnement du plan E de l'antenne conçue sur l'environnement du corps à différentes fréquences sont montrés à la figure(III.10). Cette figure montre que la majeure partie de la puissance est rayonnée dans l'hémisphère supérieur à toutes les fréquences observées. Les diagrammes de rayonnement directionnel sont observés sauf à 8 GHz. D'autres paramètres sont résumés dans le tableau (III.6).



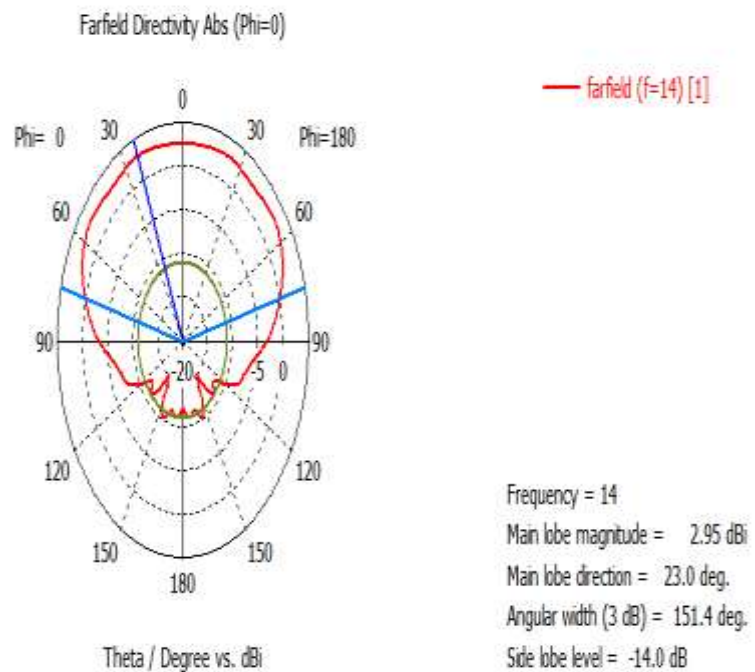
(a) 8 GHz



(b) 10 GHz



(c) 12 GHz



(d) 14 GHz.

Figure III.10 : diagramme de rayonnement du plan E de l'antenne ULB conçue sur le corps (a) 8 GHz, (b) 10 GHz, (c) 12 GHz et (d) 14 GHz.

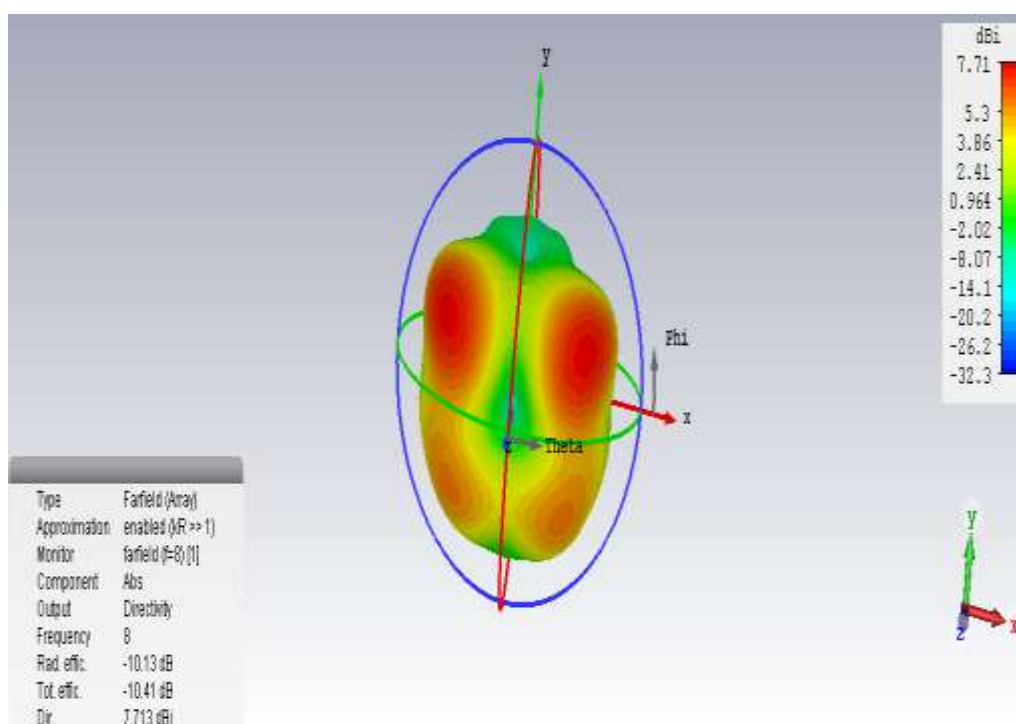
Chapitre III : Conception & Simulations

Paramètres	Résultats de simulations			
Fréquence (GHz)	8	10	12	14
Lobe Principal Magnitude (dBi)	5.21	5.94	7.5	2.95
Lobe Principal Direction (deg.)	35	37	20	23
HPBW (deg.)	46.2	124.9	94.2	151.4

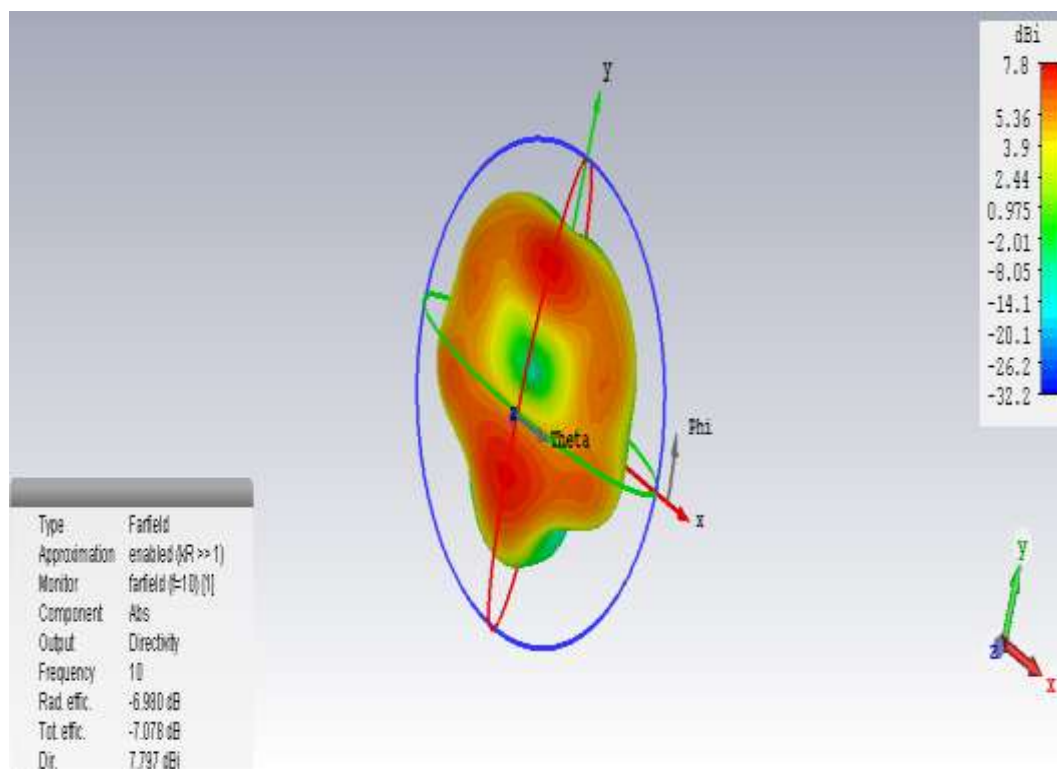
Tableau III.6 : modèle de rayonnement de l'antenne conçue sur l'environnement du corps a différentes fréquences.

III.6.2.4 Motif de rayonnement 3D, directivité, gain et efficacité

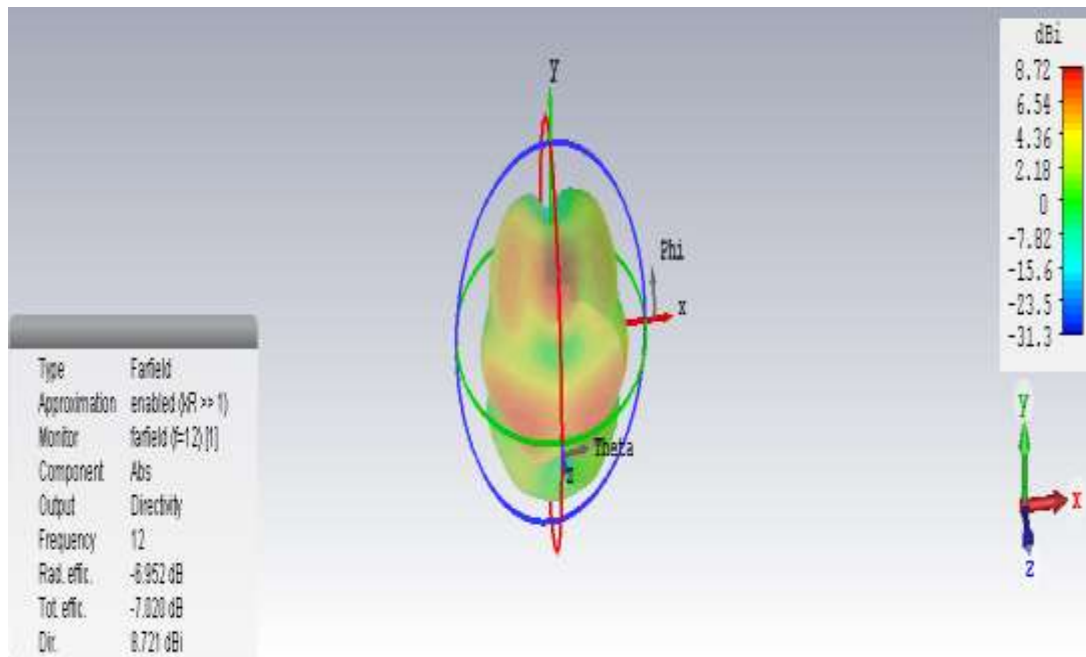
Les résultats simulés du diagramme de rayonnement 3D de l'antenne sur l'environnement du corps à différentes fréquences sont montrés à la figure.III.11. Les résultats montrent que la directivité à 8 GHz, 10 GHz, 12 GHz et 14 GHz est de 7.713 dBi, 7,779 dBi, 8,721 dBi et 8,136 dBi respectivement. Le gain et l'efficacité totale ont également des résultats satisfaisants. Les résultats montrent que l'antenne proposée se comporte comme une antenne directive sur les fréquences observées sauf 8 GHz. Et les antennes directives sont souhaitables dans WBAN ainsi que dans les communications sans fil ULB. Etant donné que la valeur élevée de la directivité à un angle déterminé conduira à minimiser la consommation d'énergie et l'absorption d'énergie dans le corps et surtout minimiser la perte de trajet [III.6].



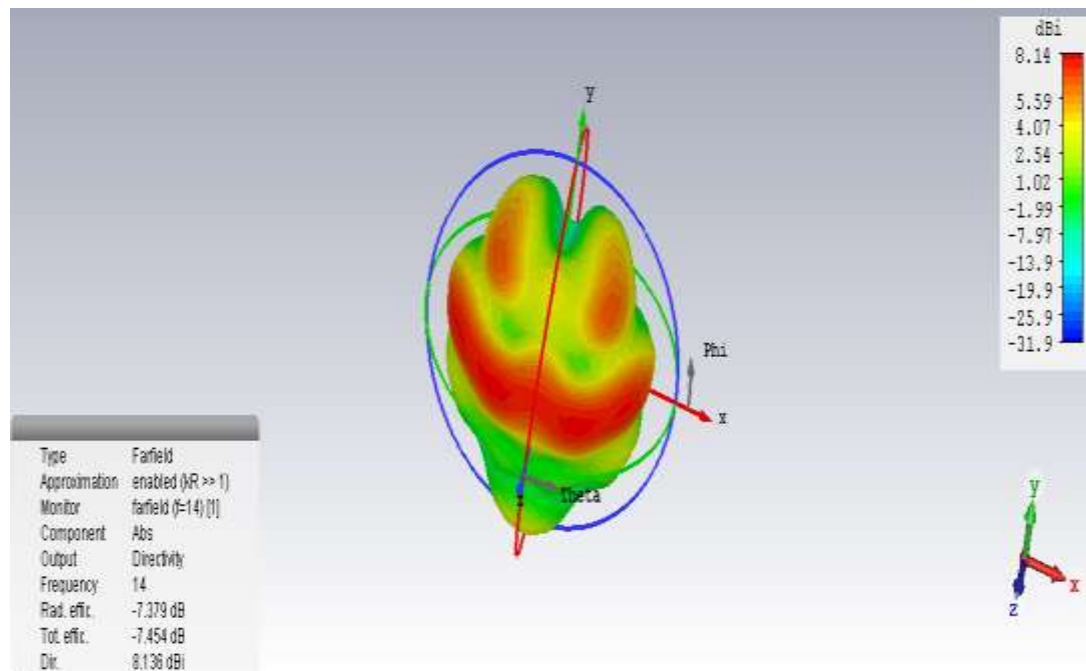
(a) 8GHz



(b) 10GHz



(c) 12GHz



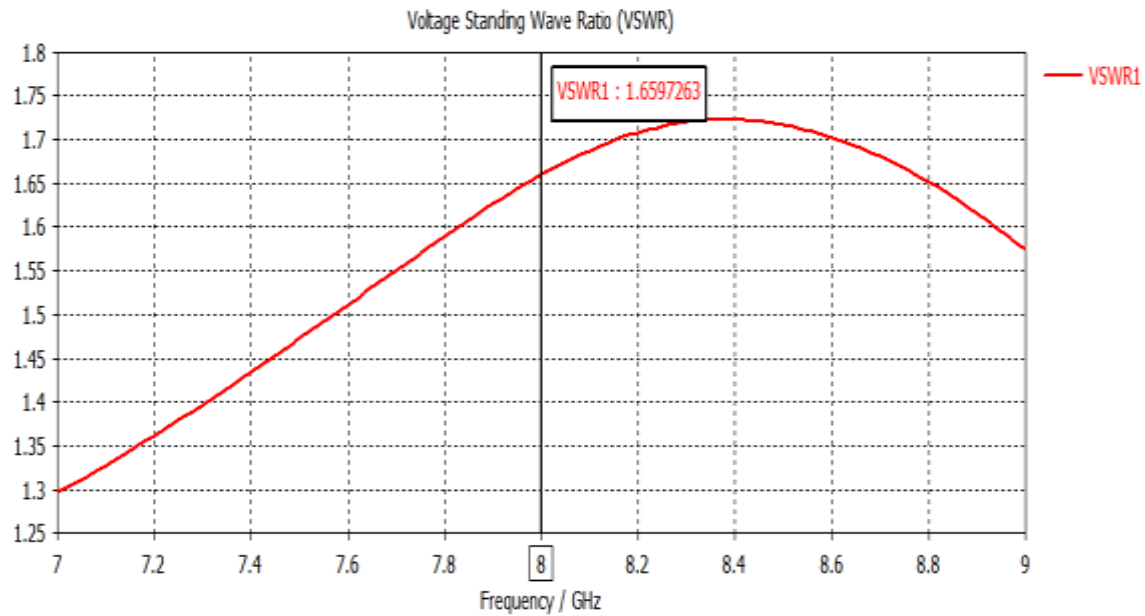
(d)14 GHz

Figure III.11 :Diagramme de rayonnement du plan E de l'antenne ULB conçue sur l'environnement du corps à (a) 8 GHz, (b) 10 GHz, (c) 12 GHz et (d) 14 GHz en 3D

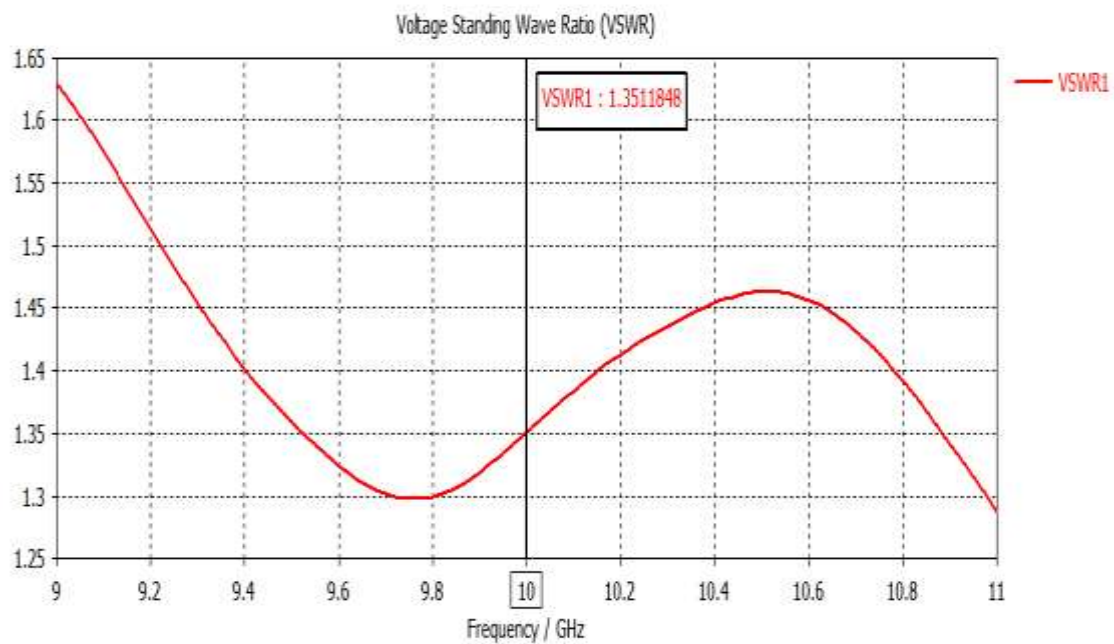
Chapitre III : Conception & Simulations

III.6.2.5 Rapport d'onde stationnaire (VSWR)

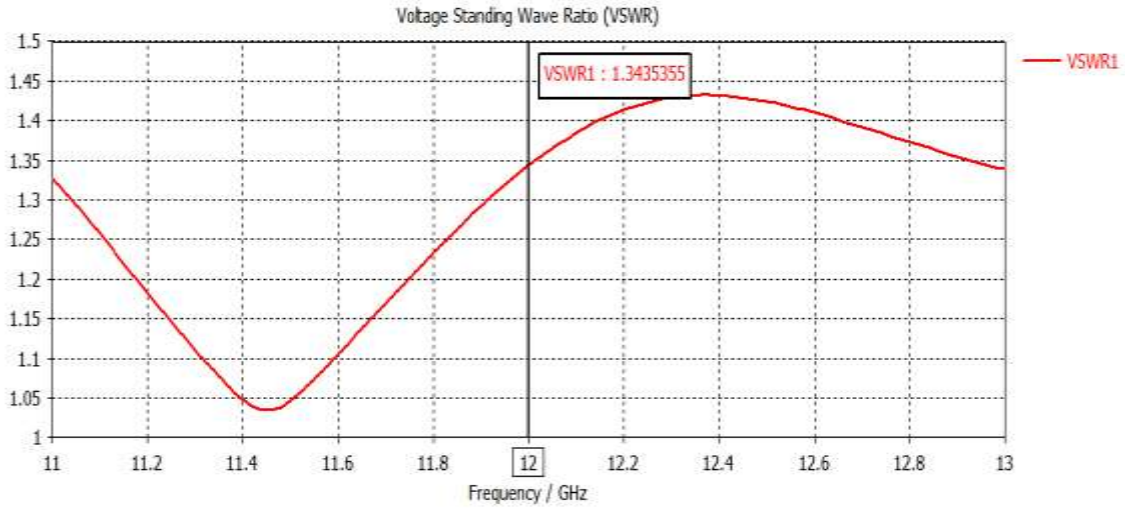
Les courbes VSWR simulées de l'antenne ULB proposée sur l'environnement du corps à différentes fréquences sont montrées à la figure.III.12. Le VSWR inférieur à 2 est bien considéré pour une antenne [III.4], [III.5].



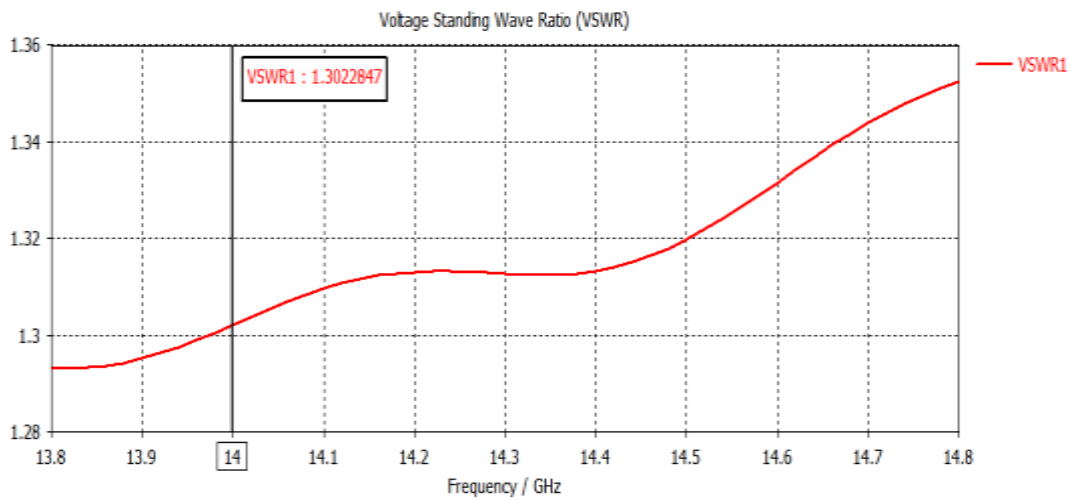
(a) 8 GHz



(b) 10 GHz



(c) 12 GHz



(d) 14GHz

Figure III.12 : VSWR simulé d'antenne ULB conçue à sur environnement du corps à (a) 8 GHz, (b) 10 GHz, (c) 12 GHz et (d) 14 GHz.

Pour cette antenne conçue, le VSWR est inférieur à 2 à toutes les fréquences observées présentées dans le tableau (III.7), ce qui montre une bonne adaptation d'impédance entre l'antenne et la ligne de transmission. Ainsi, un nombre très moindre d'ondes incidentes reflètent à la source.

Chapitre III : Conception & Simulations

Paramètres	Résultats de la simulation			
Fréquence (GHz)	8	10	12	14
VSWR	1.6597	1.3511	1.3435	1.3022

Tableau III.7 : VSWR d'antenne conçue à sur environnement du corps à fréquences différentes.

III.7. Comparaison des performances de l'antenne réalisée

On compare ici les paramètres simulés de l'antenne hors corps avec ceux de l'environnement corporel. Plus précisément, la perte de retour, le diagramme de rayonnement, la directivité et le VSWR. Cette étude consiste à étudier l'effet de l'environnement les performances de l'antenne. Le tableau (III.8) illustre la comparaison des performances de l'antenne à l'environnement du corps.

Les résultats du tableau ci-dessus indiquent que, dans les environnements à l'intérieur et à l'extérieur du corps, les performances de l'antenne sont satisfaisantes sur le corps humain, tous les paramètres montrent un résultat très satisfaisant dans son ensemble. À 12 GHz, VSWR est presque 1; Ce qui signifie qu'il n'y a pas de réflexion d'onde incidente de retour à la source. On constate également à partir des résultats que, à des fréquences plus élevées, l'antenne proposée devient plus directive, ce qui est souhaitable pour des applications WBAN.

Paramètres	Fermé corps performance	Sur performance du Corps à Fréquences Différentes(GHz)			
		8	10	12	14
S-paramètre (dB)		-12.1094	-15.04977	-16.6779	-17.6348
Lobe Principal Magnitude (dBi)	0.293	5.21	5.21	7.5	2.95
Lobe Principal Direction (deg.)	168	35.0	37.0	20	23.0
HPBW (deg.)	63.1	46.2	124.9	94.2	151.4
Directivité (dBi)	5.195	7.713	7.797	8.721	8.136
VSWR		1.6597	1.3511	1.3435	1.3022

Tableau III.8 : Performance d'antenne au de temps en temps environnement du corps.

Chapitre III : Conception & Simulations

III.8.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons conçu une antenne ULB imprimée circulaire qui a une bande passante opérationnelle de 6,6342 GHz à 16,58 GHz. Le but de ce chapitre est d'observer les performances et les caractéristiques de l'antenne proposée à l'intérieur et à l'extérieur de l'environnement corporel pour les applications WBAN (Wireless Body Area Network). Trois couches (peau, graisse et muscle) du modèle du corps humain ont été développées pour étudier les caractéristiques et les performances de l'antenne et aussi l'impact des couches du corps humain sur l'antenne conçue. L'analyse de performance de l'antenne conçue a été réalisée de 7 GHz à 14 GHz à l'intérieur et à l'extérieur de l'environnement corporel. L'antenne conçue donne de bonnes performances à l'environnement hors du corps ainsi que sur le modèle du corps humain tout au long de la bande passante occupée.

Chapitre III : Conception & Simulations

III .9 Bibliographie

- [III.1] Sankaralingam, S. and Gupta, B. (2010). Use of Electro-textiles for Development of WiBroAntennas. *PIER C*. (Vol. 16), pp. 183-193.
- [III.2] Dey, Shuvashis, Dipto, Nafiz Akbar, Rafin, Md. Al-Raf, Mojumder, Shaown and Shahrin, Mehnaz. (2013, Jul.). Design of Wearable Antenna System on Different Materials & Their Performance Analysis at the Off and On Body Environment in terms of Impedance Matching and Radiation Characteristics. *American Academic & Scholarly Research Journal*. (Vol. 5, No. 5).
- [III.3] Calculation of the Dielectric Properties of Body Tissues in frequency range 10 Hz-100 GHz. (Accessed: Mar. 27, 2013). *ITALIAN NATIONAL RESEARCH COUNCIL, Institute for Applied Physics*. [Online]. Available: <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/htmlclie/htmlclie.htm>
- [III.4] Hall, P. S. & Hao, Y. (2006). *Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications*. Norwood, MA: Artech House, USA, ISBN-10:1-58053-493-7.
- [III.5] Oni, Md. Ashif Islam and Ali, M. Tanseer. (2014, Oct.). Design of A Compact, Low-Profile, Elliptical Patch UWB Antenna and Performance Analysis in Vicinity of Human Layered Tissue Model for Wireless Body Area Network (WBAN) Applications. *International Journal of Innovation and Applied Studies*. (vol. 8, no. 4), pp. 1770–1781.
- [III.6] Kumar, Vivek and Gupta, Bharat. (2014). Swastika Slot UWB Antenna for Body-worn Application in WBAN. *8th International Symposium on Medical Information and Communication Technology (ISMICT)*. pp. 1-5.

Conclusion générale

Conclusion Générale

Nous nous sommes intéressés dans ce mémoire de Master à l'étude et l'analyse des antennes ULB dans l'environnement humain.

L'interface graphique a été réalisée sous le logiciel Matlab afin de faciliter les calculs et le traçage de la permittivité et de la conductivité pour les différentes valeurs de la fréquence.

La simulation a été réalisée sous le logiciel CST Microwave studio basé sur la technique d'intégration finie (FIT).

Les résultats obtenus montrent que l'antenne conçue donne de bonnes performances à l'environnement hors du corps ainsi que sur le modèle du corps humain tout au long de la bande passante occupée

Comme perspective à ce travail nous proposons :

- ❖ Etude d'autres modèles de caractérisation diélectrique du corps humain.
- ❖ Extension à l'étude d'autre type d'antenne ULB.

Résumé

L'Ultra Large Bande est une technique de transmission radio qui consiste à utiliser des signaux, dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. Elle fut d'abord utilisée pour des applications radars puis transposée aux applications de télécommunications, suscitant ainsi un intérêt grandissant au sein de la communauté académique et industrielle. Ce travail poursuit un objectif de la conception d'antennes Ultra Large Bande (ULB) dans un environnement du corps Humain, en étudiant dans un premier temps les caractéristiques diélectriques du corps humain et les différentes méthodes de caractérisation, ainsi que l'analyse des performances de l'antenne ULB en présence du corps humain.

L'antenne a été étudiée et analysée dans deux cas de situations. Le premier cas concerne la conception de l'antenne hors de l'environnement du corps humain, et dans le deuxième cas on s'intéresse à la conception de l'antenne en présence du corps humain. Les résultats simulés ont été validés par le logiciel CST Microwave Studio. Une interface graphique a été réalisée sous le logiciel MATLAB permettant la caractérisation des propriétés électriques du corps humains.

Mots clés : Corps Humain, modélisation, méthode cole-cole, méthode Gabriel, interface graphique, Antenne ULB, CST Microwave Studio ; analyse, Adaptation, Gain, diagramme de rayonnement.

Abstract

The Ultra Large Band is a technique of radio transmission which consists in using signals whose spectrum is spread over a wide band of frequencies, typically of the order of 500 MHz to several GHz. It was first used for radar applications and then transposed to telecommunications applications, thus arousing a growing interest in the academic and industrial community. This thesis pursues an objective of the Design of Ultra-Large Band (ULB) antennas in a human body environment we study the dielectric characteristics of the human body and modeling of the human body thus analyzing the performance of some ULB antennas.

The antenna has been studied and analyzed in two situations. The first case concerns the design of the antenna outside the environment of the human body, and in the second case we are interested in the design of the antenna in the presence of the human body. The simulated results were validated by the CST Microwave Studio software. A graphical interface was realized under the MATLAB software allowing the characterization of the electrical properties of the human body.

Keywords: Human body, modeling, cole-cole method, Gabriel method, graphical interface, ULB antenna, CST Microwave Studio; Analysis, Adaptation, Gain, Radiation Diagram.

الملخص

إن الإرسال واسع النطاق هي تقنية بث إذاعي تتمثل في استعمال إشارات تمتد موجاتها على نطاق تردد واسع جداً، تبدأ خصيصاً من 500 ميغاهيرتز إلى غاية عدة جيغاهيرتز. استعملت أول مرة في تطبيقات الرادارات ثم في تلك الخاصة بالاتصالات السلكية واللاسلكية، وبالتالي حظيت باهتمام متزايد داخل المجتمع الأكاديمي والصناعي. ينحصر هذا العمل على تصميم الهوائيات ذات الإرسال واسعة النطاق في محيط الجسم البشري وندرس بذلك مميزات تكوين الجسم البشري ومدى تأثيره على عزل الموجات، وكذلك تحليل فعالية عمل بعض الهوائيات ذات الإرسال واسع النطاق.

وقد تمت دراسة الهوائي وتحليلها في كلتا الحالتين. الحالة الأولى تتعلق بتصميم الهوائي من بيئة الجسم البشري، وفي الحالة الثانية يهتم في تصميم الهوائي في وجود جسم الإنسان. تم التحقق من صحة نتائج المحاكاة التي كتبها CST Microwave Studio. أجري واجهة رسومية في إطار برنامج MATLAB لتوصيف الخصائص الكهربائية للجسم البشري..

الكلمات المفتاحية: الجسم البشري، التصميم، طريقة كول كول، طريقة غابريال، واجهة بيانية، هوائي ذو إرسال واسع النطاق،

، تحليل، تكيف، أرباح، بيان تحرك الأشعة، CST Microwave Studio