

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : **Sciences et Technologies**
Filière : **Génie électrique**

Spécialité : **Télécommunication et réseaux**

Présenté par
TOUDERT Sofiane

Thème
Caractérisation d'antennes avec le banc de
mesure « Lucas nulle-Unitrain »
en bande X

Mr KANANE Hocine.
Encadreur

Remerciements

Pour m'avoir permis de mener à bien mes études, je remercie chaleureusement mes parents qui n'ont ménagé aucun effort pour mon éducation. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma parfaite reconnaissance.

J'exprime mes remerciements les plus vifs à mon encadreur, M.KANNANE Hocine, pour sa disponibilité extraordinaire, pour sa patience et ses orientations pendant les séances de mesures et aussi et surtout pour ses discussions enrichissantes et sa gentillesse.

En acceptant de juger mon travail, les membres du jury me font un grand honneur, je les remercie.

Je n'oublie pas de remercier tous les enseignants qui ont contribué à ma formation. Parmi eux, M.MOHIA Yacine ; je tiens à le remercier tout particulièrement pour les aides précieuses et les conseils fructueux qu'il me prodiguait à chaque fois que je le sollicitais. Qu'il trouve ici, encore une fois, mes remerciements les plus sincères.

A ma mère

A mon père

A mes sœurs et à mon frère

A tous ceux qui me sont Chers

Table des matières

| | |
|---|----------|
| INTRODUCTION GENERALE | I |
| CHAPITRE I : NOTIONS FONDAMENTALES SUR LES ANTENNES. | |
| Chapitre I | 1 |
| 1. INTRODUCTION | 2 |
| 2. L'ONDE ELECTROMAGNETIQUE | 2 |
| 2.1 Définition d'une onde électromagnétique | 2 |
| 2.2 Propriétés optiques d'une onde électromagnétique..... | 3 |
| 2.3 Caractéristiques d'une onde électromagnétique..... | 8 |
| 3. EQUATIONS DE MAXWELL | 10 |
| 3.1 Enoncés des équations de Maxwell..... | 10 |
| 3.2 Interprétation des équations de maxwell | 11 |
| 3. TRANSMISSION D'INFORMATION..... | 12 |
| 4. TRANSMISSION D'ONDES ELECTROMAGNETIQUES DANS L'AIR | 13 |
| 5. QU'EST-CE QU'UNE ANTENNE ? | 14 |
| 6. HISTORIQUE | 15 |
| 7. ROLE DE L'ANTENNE..... | 17 |
| 8. DIFFERENTS TYPES D'ANTENNES | 17 |
| 8.1 Antennes élémentaires..... | 17 |
| 8.1.1 Dipôle élémentaire ou dipôle de Hertz..... | 17 |
| 8.1.2 Boucle élémentaire- antenne boucle..... | 18 |
| 8.2 Antenne dipolaire et filaire..... | 19 |
| 8.3 Antenne cornet | 19 |

| | |
|---|----|
| 8.4 Antenne à fonte..... | 20 |
| 8.5 Antenne imprimée ou patch..... | 21 |
| 8.6 Antennes à résonateurs diélectriques..... | 21 |
| 8.7 Antennes intelligentes..... | 22 |
| 9. MECANISME DU RAYONNEMENT..... | 23 |
| 9.1 Relation fondamentale du rayonnement..... | 23 |
| 9.2 Du circuit oscillant à l'antenne..... | 24 |
| 10. LES TROIS ZONES DE RAYONNEMENT..... | 25 |
| 11. THEORIE RIGOUREUSE ET THEORIE ELEMENTAIRE DE L'ANTENNE..... | 27 |
| 12. CONCLUSION..... | 28 |

CHAPITRE II : CARACTERISTIQUES GENERALES DES ANTENNES.

| | |
|---|-----------|
| Chapitre 2 | 29 |
| 1. INTRODUCTION | 30 |
| 2. DIAGRAMME DE RAYONNEMENT | 30 |
| 2.1 Antenne omnidirectionnelle-antenne directive | 32 |
| 2.1.1 Antenne de référence : la source isotrope | 32 |
| 2.1.2 Antenne Directive : cas d'un dipôle demi-onde..... | 33 |
| 2.2 Caractéristiques du diagramme de rayonnement..... | 33 |
| 3. VECTEUR DE POYNTING-DENSITE SURFACIQUE DE PUISSANCE..... | 35 |
| 3.1 Angle solide | 35 |
| 3.2 Vecteur de Poynting | 35 |
| 3.3 Densité surfacique de puissance | 36 |
| 4. INTENSITE DE RAYONNEMENT | 37 |
| 4.1 Champ dans la zone en champ lointain..... | 37 |
| 4.2 Intensité de rayonnement | 38 |

| | | |
|-------|---|----|
| 4.3 | Puissance totale rayonnée par une antenne | 38 |
| 4.4 | Résistance de rayonnement..... | 39 |
| 5. | DIRECTIVITE D'UNE ANTENNE..... | 40 |
| 6. | RENDEMENT D'UNE ANTENNE | 40 |
| 7. | GAIN D'UNE ANTENNE..... | 40 |
| 8. | VECTEUR HAUREUR EFFECTIVE | 41 |
| 9. | POLARISATION D'UNE ANTENNE | 41 |
| 9.1 | Polarisation linaire horizontale ou verticale..... | 42 |
| 9.1.1 | Polarisation linaire dans une direction quelconque..... | 43 |
| 9.1.2 | Polarisation TE et TM | 44 |
| 9.2 | Polarisation circulaire | 44 |
| 9.3. | Polarisation elliptique | 45 |
| 9.4 | Vecteur de base complexe..... | 46 |
| 10. | IMPEDANCE D'ENTREE D'UNE ANTENNE..... | 48 |
| 11. | BANDE PASSANTE D'UNE ANTENNE..... | 51 |
| 12. | AIRE EQUIVALENTE D'UNE ANTENNE | 51 |
| 12.1 | Aire équivalente d'une antenne..... | 52 |
| 12.2 | Aire équivalente de rayonnement..... | 52 |
| 12.3 | Air équivalente de perte dans l'antenne..... | 52 |
| 12.4 | Aire équivalente totale ou de "captation" | 53 |
| 12. | EQUATION DES TELECOMMUNICATIONS-EQUATION RADAR..... | 53 |
| 12.1 | Equation des télécommunications de Friis | 53 |
| 12.2 | Equation radar | 54 |
| 13. | CONCLUSION | 56 |

CHAPITRE III : MESURE PRATIQUES DES CARACTERISTIQUES D'ANTENNES.

| | |
|--|----|
| Chapitre III | 57 |
| 1. INTRODUCTION | 58 |
| 2. PRESENTATION DU MATERIEL DE MESURE | 58 |
| 3. COMMENT TRACER UN DIAGRAMME DE RAYONNEMENT ? | 60 |
| 4. ANTENNES MESUREES AVEC Lucas nulle-Unitrain | 65 |
| 4.1 Antenne monopole | 65 |
| 4.2 Antenne Dipôle Demi-onde | 67 |
| 4.3 Antenne Dipôle replié..... | 68 |
| 4.4 Antenne Yagi à3 elements | 70 |
| 4.5 Antenne Yagi à 6 elements | 72 |
| 4.6 Antenne Hélicoïdale à polarisation circulaire..... | 74 |
| 4.7 Antenne patch à polarisation linaire | 76 |
| 4.8 Antenne Diélectrique | 78 |
| 4.9 Antenne à Fentes | 79 |
| 4.10 Antenne cornet | 82 |
| 4.11 L'antenne parabolique | 84 |
| 5. ADAPTATION | 85 |
| 5.1 Comment se fait la mesure | 86 |
| 6. CONCLUSION | 88 |

CHAPITRE IV : LIAISON RADIO.

| | |
|--------------------------|----|
| Chapitre IV | 89 |
| 1. INTRODUCTION..... | 90 |
| 2. LIAISON RADIO..... | 90 |

| | |
|---|----|
| 3. POSITION DE L'EMETTEUR ET DU RECEPTEUR | 91 |
| 4. MILIEU DE PROPAGATION | 93 |
| 5. POLARISATION DE L'ANTENNE | 95 |
| 6. CONCLUSION | 96 |

| | |
|----------------------------------|-----------|
| CONCLUSION GENERALE | II |
|----------------------------------|-----------|

Liste des figures :

Chapitre I

| | |
|---|----|
| Figure I.1 : Directions relatives des lignes de forces magnétique et électriques et du sens de propagation de l'onde qui en résulte | 3 |
| Figure I.2 : Composantes électrique et magnétique d'une onde électromagnétique variant en fonction du temps dans des plans considérés | 3 |
| Figure I.3 : Réflexion d'ondes | 4 |
| Figure I.4 : Rayons réfractés ($n_1 < n_2$)..... | 5 |
| Figure I.5 : Réfraction et réflexion se produisent selon l'angle d'incidence de l'onde ($n_1 > n_2$) | 6 |
| Figure I.6 : Illustration du phénomène de diffraction | 7 |
| Figure I.7 : Puissance rayonnée par une onde électromagnétique | 8 |
| Figure I.8 : Polarisation rectiligne et circulaire | 9 |
| Figure I.9 Fréquence et la longueur d'une onde électromagnétique | 10 |
| Figure I.10 Spectre des ondes électromagnétiques | 12 |
| Figure I.11 Absorption par la vapeur d'eau et l'oxygène des ondes électromagnétiques pour 1 km d'atmosphère standard..... | 13 |
| Figure I.12 : Principe d'une liaison radioélectrique..... | 15 |
| Figure I.13 : Rayonnement électromagnétique crée par la variation d'un courant dans un circuit de petite taille [Dobkin]..... | 15 |
| Figure I.14 : Champs rayonné par un dipôle élémentaire..... | 17 |
| Figure I.15 : Champs rayonné par une boucle de courant..... | 17 |
| Figure I.16 :Répartition du courant le long d'un dipôle et champ rayonné..... | 18 |
| Figure I.17 :Différents types de cornets | 19 |
| Figure I.18 :Fentes sur le grand côté d'un guide rectangulaire..... | 19 |
| Figure I.19 :Structure d'une antenne patch..... | 20 |
| Figure I.20 :Antenne à résonateur diélectrique..... | 21 |
| Figure I.21 : Schéma représentatif d'une antenne intelligente..... | 21 |

| | |
|--|----|
| Figure I.22 Conducteur cylindrique..... | 22 |
| Figure I.23 : Discontinuité générant un rayonnement électromagnétique..... | 23 |
| Figure I.24 : Circuit oscillant..... | 23 |
| Figure I. 25 Du circuit oscillant à l'antenne..... | 24 |
| Figure I.26 :Repartition du champ electromagnetique autour d'un dipole | 25 |
| Figure I.27 : Zones de rayonnement d'une antenne..... | 26 |

Chapitre II

| | |
|--|----|
| Figure II.1 : Diagramme de rayonnement d'une antenne..... | 30 |
| Figure II.2 : Coordonnées cartésiennes et coordonnées sphériques..... | 31 |
| Figure II.3 : Diagramme de rayonnement d'une antenne isotrope..... | 32 |
| Figure II.4 : Diagramme de rayonnement d'un dipôle demi-onde..... | 33 |
| Figure II.5 : Principales caractéristiques d'un diagramme de rayonnement en puissance..... | 33 |
| Figure II.6 : Représentation d'un angle solide | 35 |
| Figure II.7 : Champ électromagnétique d'une onde polarisée linéairement..... | 42 |
| Figure II.8 : Polarisation linéaire horizontale et verticale..... | 43 |
| Figure II.9 : Polarisation linaire quelconque | 44 |
| Figure II.10 : Polarisation circulaire..... | 45 |
| Figure II.11 : Polarisation elliptique centrée..... | 46 |
| Figure II.12 : Polarisation elliptique quelconque | 47 |
| Figure II.13 : Circuits électriques équivalents d'une antenne en émission et en réception... | 49 |
| Figure II.14 : Représentation de l'impédance d'entrée en abaque de Smith et détermination de la bande passante pour un TOS égale à 2 | 51 |
| Figure II. 15 Illustration de l'aire équivalente d'une antenne..... | 52 |
| Figure II. 16 Antennes émettrice et réceptrice arbitrairement positionnées..... | 53 |
| Figure II. 17 Principe du radar bistatique..... | 55 |

Chapitre III

| | |
|---|----|
| Figure III. 1 Kit du système Lucas nulle-Unitrain pour les mesures d'antennes | 58 |
|---|----|

| | |
|--|----|
| Figure III. 2 Emeteur | 59 |
| Figure III. 3 Récepteur | 59 |
| Figure III. Plateforme rotative..... | 59 |
| Figure III. 5 Interface UniTrain-I..... | 60 |
| Figure III. 6 Interface du Labsoft..... | 60 |
| Figure III. 7 Antenne de réception..... | 60 |
| Figure III. 8 Positions des antennes émettrice et réceptrice | 61 |
| Figure III. 9 Menu Instruments..... | 61 |
| Figure III. 10 Menu centre de contrôle..... | 62 |
| Figure III. 11 Coupe dans le plan E (vertical) et H (horizontal)..... | 63 |
| Figure III. 12 Menu Diagramme. | 64 |
| Figure III. 13 Menu Propriétés | 64 |
| Figure III. 14 Exemple d'un Diagramme de rayonnement mesuré sur système Lucas nulle- Unitrain | 65 |
| Figure III. 15 Montage pour la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne monopole..... | 65 |
| Figure III. 16 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne Monopole..... | 66 |
| Figure III. 17 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne Monopole..... | 66 |
| Figure III. 18 Montage pour la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne Dipôle demi-onde | 67 |
| Figure III. 19 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne dipôle demi-onde..... | 68 |
| Figure III. 20 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne Dipôle demi-onde..... | 69 |
| Figure III. 21 Montage pour la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne Dipôle replié. | 68 |
| Figure III. 22 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne dipôle replié..... | 69 |
| Figure III. 23 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne dipôle replié..... | 69 |
| Figure III. 24 Montage pour la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne Yagi 3 éléments | 70 |
| Figure III. 25 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne Yagi 3 éléments | 70 |
| Figure III. 26 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne Yagi 3 éléments..... | 71 |
| Figure III. 27 Représentation de l'ongle d'ouverture à -3dB de l'antenne Yagi 3 éléments...71 | 71 |

| | |
|---|----|
| Figure III. 28 Montage pour la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne Yagi 6 éléments | 72 |
| Figure III. 29 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne Yagi 6 éléments | 72 |
| Figure III. 30 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne Yagi 6 éléments..... | 73 |
| Figure III.30 Représentation de l'angle d'ouverture à -3dB de l'antenne Yagi 6 éléments.... | 73 |
| Figure III. 31 Montage pour la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne Hélicoïdale à polarisation circulaire..... | 74 |
| Figure III. 32 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne Hélicoïdale à polarisation circulaire..... | 74 |
| Figure III. 33 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne Hélicoïdale à polarisation circulaire..... | 75 |
| Figure III. 34 Montage pour la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne Patch à polarisation linéaire..... | 76 |
| Figure III. 35 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne Patch à polarisation linéaire..... | 76 |
| Figure III. 36 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne Patch à polarisation linéaire..... | 77 |
| Figure III. 37 Antenne Diélectrique de type cigare..... | 78 |
| Figure III. 38 Montage pour la mesure du diagramme de rayonnement de cigare..... | 78 |
| Figure III. 39 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne cigare..... | 78 |
| Figure III. 40 Diagramme de rayonnement d'une antenne à fente avec une seule fente ouverte..... | 79 |
| Figure III. 41 Antenne à fentes avec deux fentes ouvertes..... | 80 |
| Figure III. 42 Antenne à fentes avec cinq fentes ouvertes..... | 80 |
| Figure III. 43 Antenne à fentes, toutes ses fentes ouvertes..... | 81 |
| Figure III.44 Mesure du Diagramme de rayonnement de l'antenne cornet à 15..... | 82 |
| Figure III. 45 Mesure du Diagramme de rayonnement de l'antenne cornet à 20 dB..... | 82 |
| Figure III. 46 Angle d'ouverture à -3db del'antenne cornet à 15dB..... | 83 |
| Figure III. 47 Angle d'ouverture à -3db de l'antenne cornet à 20dB..... | 83 |
| Figure III. 48 Mesure du Diagramme de rayonnement d'une parabole avec un cornet à 10dB comme source primaire..... | 84 |
| Figure III.49 Diagramme de rayonnement d'une parabole alimenté par un cornet..... | 84 |
| Figure III. 50 Angle d'ouverture d'une antenne parabolique avec un cornet comme source primaire..... | 84 |

| | |
|---|----|
| Figure III. 51 Diagramme de rayonnement d'une parabole alimenté par un cornet Situé au foyer de la parabole..... | 85 |
| Figure III. 52 Angle d'ouverture d'une antenne parabolique avec un cornet comme source primaire situé au foyer..... | 85 |
| Figure III. 53 Antennes Fabriquées..... | 86 |
| Figure III.54 Montage pour la mesure du paramètre S11 des antennes considérées..... | 86 |
| Figure III.55 Montage pour déterminer les conditions d'adaptation de l'antenne Dipôle..... | 87 |
| Figure III.56 Détermination de la fréquence de résonance et de la bande passante de ..l'antenne Dipôle demi-onde..... | 88 |

Chapitre IV

| | |
|---|----|
| Figure IV.1 : Antenne de réception..... | 90 |
| Figure IV.2 : Etablissement d'une liaison radio..... | 90 |
| Figure IV.3 : L'émetteur et le récepteur rapprochés..... | 9 |
| Figure IV.4 : Niveau de réception : l'émetteur et le récepteur rapprochés..... | 91 |
| Figure IV.5 : L'émetteur et le récepteur sont éloignés..... | 92 |
| Figure IV.6 : Rayonnement de l'émetteur en espace libre..... | 93 |
| Figure IV.7 : Caractéristiques du rayonnement de l'émetteur en espace libre..... | 93 |
| Figure IV.8 : Rayonnement de l'émetteur en présence d'un disque réflecteur..... | 94 |
| Figure IV.9 : Caractéristiques du rayonnement de l'émetteur en présence d'un disque réflecteur..... | 94 |
| Figure IV.10 : l'émetteur et le récepteur ont des polarisations différentes..... | 95 |

Liste des tables :

Chapitre 1

| | |
|-------------------------------------|----|
| Table I.1 Equations de Maxwell..... | 10 |
|-------------------------------------|----|

Chapitre 2

| | |
|---|----|
| Table II.1 Différents états de polarisation d'une antenne | 47 |
|---|----|

Introduction générale

Les premières antennes sont apparues à la fin du XIX^e siècle, à une époque où les travaux sur l'électromagnétisme ont connu un développement considérable. Depuis, leur réalisation n'a cessé d'évoluer, d'abord grâce aux progrès scientifiques de l'électromagnétisme, plus tard sous la pression de nombreuses demandes technologiques dans des domaines d'application variés. L'essor actuel des communications impose des innovations importantes au niveau de la conception des systèmes et des antennes associées, dont les formes aujourd'hui très diverses varient beaucoup selon les utilisations ; télécommunications mobiles, satellites télévision, radio, identification, objet communicants ...

Malgré cette diversité, toutes les antennes ont en commun de transformer un signal guidé en un signal rayonnant (ou réciproquement), dans un spectre électromagnétique relativement large allant des ondes radio aux hyperfréquences.

Actuellement la course à l'innovation concernant les systèmes de communication entraîne des études poussées dans le domaine des antennes. Dans ce contexte, les méthodes de conception et de mesure constituent une aide considérable.

Ce travail s'intéresse à la compréhension du fonctionnement des antennes. Nous proposons successivement :

- une présentation des différents types d'antennes qui existent et des phénomènes liés à leurs fonctionnements.
- Les caractéristiques générales des antennes.
- Des mesures pratiques des antennes ainsi que des exemples de leurs nombreuses applications.

Dans le premier chapitre nous allons définir l'onde électromagnétique, donner ses propriétés ainsi que ses caractéristiques. Ensuite seront présentées les équations de Maxwell. Nous expliquerons comment se fait la transmission d'information et quels sont les phénomènes à prendre en compte pour l'évaluation de la qualité d'une liaison lors de transmissions terrestres. Viendra ensuite l'antenne : nous la définirons, nous déterminerons son rôle, son mécanisme de rayonnement, et enfin nous aborderons ses théories rigoureuse et élémentaire.

Dans le deuxième chapitre, seront données les caractéristiques des antennes utiles pour le dimensionnement des systèmes d'émission réception, aussi bien celles dépendant du champ lointain (diagramme de rayonnement, directivité, vecteur hauteur effective ...) que celle qui dépendent du champ proche (impédance d'entrée, taux d'onde stationnaire...). Ces caractéristiques sont nécessaires pour décrire les performances de l'antenne.

Notre travail dans le chapitre III consiste à effectuer des mesures pratiques sur des antennes avec le banc de mesure "Lucas nulle-Unitrain", comparés les résultats obtenus à ceux prévus par la théorie et enfin nous citerons quelques domaines d'applications des antennes considérées.

Dans le dernier chapitre nous allons essayer de situer l'antenne dans une liaison radio, un des nombreux domaines de son utilisation, pour mettre en évidence certaines de ses caractéristiques évoquées dans les chapitres précédant.

L'ensemble des chapitres s'organisent en partant du principe général du rayonnement des antennes pour aller vers leurs domaines d'utilisation.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES ANTENNES

I.1 INTRODUCTION:

Les antennes sont des dispositifs utilisés pour rayonner le champ électromagnétique dans l'espace ou pour le capter. Il est important d'avoir une connaissance globale de leur fonctionnement lors du choix du dispositif rayonnant. La compréhension de ce fonctionnement aidera d'une part à utiliser l'antenne au mieux de ses performances et d'autre part à en réaliser une conception optimale [1].

Dans ce chapitre nous allons d'abord définir l'onde électromagnétique, donner ses propriétés ainsi que ses caractéristiques qui sont très importantes lors de l'étude du rayonnement d'une antenne. Ensuite nous allons présenter les équations de Maxwell. Celles-ci nous permettent de déterminer comment l'onde électromagnétique se propage dans l'espace, comme elles nous renseignent sur la répartition des champs électrique et magnétique dans l'espace produits par une distribution donnée de charges et de courants dans une antenne. Nous expliquerons également comment se fait la transmission d'information en général et dans l'air en particulier et quels sont les phénomènes à prendre en compte pour l'évaluation de la qualité d'une liaison lors de transmissions terrestres pour, éventuellement, les optimiser. Viendra ensuite l'antenne : nous la définirons, nous déterminerons son rôle, son mécanisme de rayonnement, et enfin nous aborderons ses théories rigoureuse et élémentaire.

I.2 L'ONDE ELECTROMAGNETIQUE :

Les ondes électromagnétiques se rattachent à des phénomènes électrique et magnétique. Elles sont caractérisées par la présence de deux champs variables : l'un électrique et l'autre magnétique. La notion de champs désigne toute la région de l'espace dans laquelle se manifeste l'action de certaines forces : électrique dans le cas d'un champ électrique, magnétique dans le cas d'un champ magnétique.

I.2.1. Définition d'une onde électromagnétique:

La présence d'un champ électrique et d'un champ constitue onde électromagnétique. Elle se déplace dans le vide à la vitesse de la lumière ($c=3.10^8 \text{ m/s}$)

La figure I.1 présente les directions relatives des lignes de champ et du sens de propagation de l'onde électromagnétique

Nous considérons les champs électriques et magnétiques comme variant sinusoïdalement en fonction du temps.

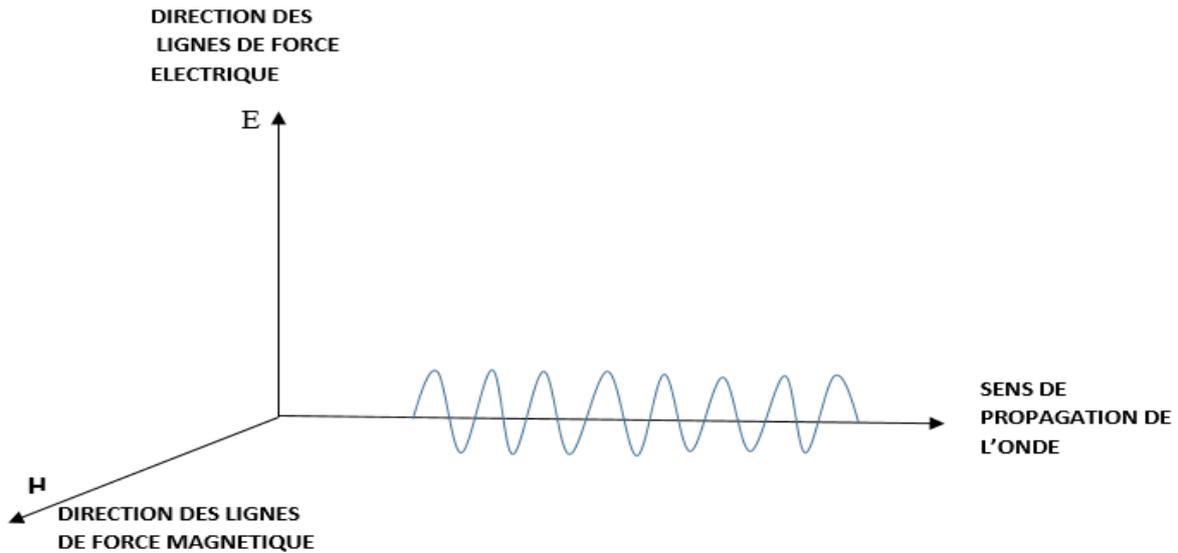


Fig. I.1 Directions relatives des lignes de forces magnétique et électrique et du sens de propagation de l'onde qui en résulte.

Dans un système d'axes (x, y, z) représenté à la figure I.2, le champ électrique E_x varie dans le plan (x, z) , le champ magnétique H_y varie dans le plan (y, z) et l'onde se déplace le long de l'axe z .

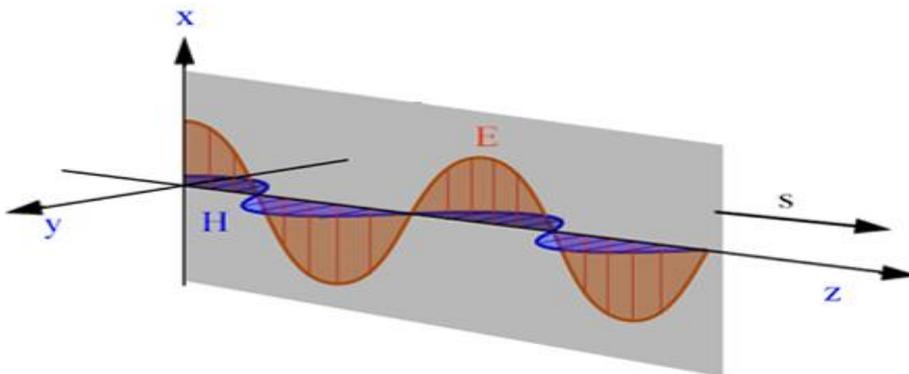


Fig.I.2 Composantes électrique et magnétique d'une onde électromagnétique variant en fonction du temps dans des plans considérés [3].

Les champs électrique et magnétique s'annulent en certains moments, sont plus intenses à d'autres moments ; lorsqu'une onde se propage dans l'espace, les points d'intensité de champ nulle ou maximale semble se déplacer et c'est pourquoi l'on parlera de *front d'onde* [2].

I.2.2 Propriétés d'une onde électromagnétique :

L'onde électromagnétique se propage en ligne droite dans un milieu homogène avec une vitesse $c = 3 \cdot 10^8$ m/s dans l'espace ou

$$v = \frac{c}{n} \quad (1)$$

dans un milieu autre que l'espace et dont l'indice de réfraction est n . Dans l'atmosphère,

l'indice de réfraction est proche de 1 et nous pourrions supposer constante la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique, et égale à c .

Néanmoins, l'atmosphère peut avoir des interactions avec l'onde électromagnétique et produire des phénomènes tels que : la réflexion, la réfraction et la diffraction.

I.2.2.1 La réflexion :

Il y a **réflexion** lorsque l'onde électromagnétique touche un obstacle : l'angle d'incidence i que fait l'onde avec la normale est égal à l'angle de réflexion r que fait l'onde réfléchie avec la normale au sol (Figure I.3) [2].

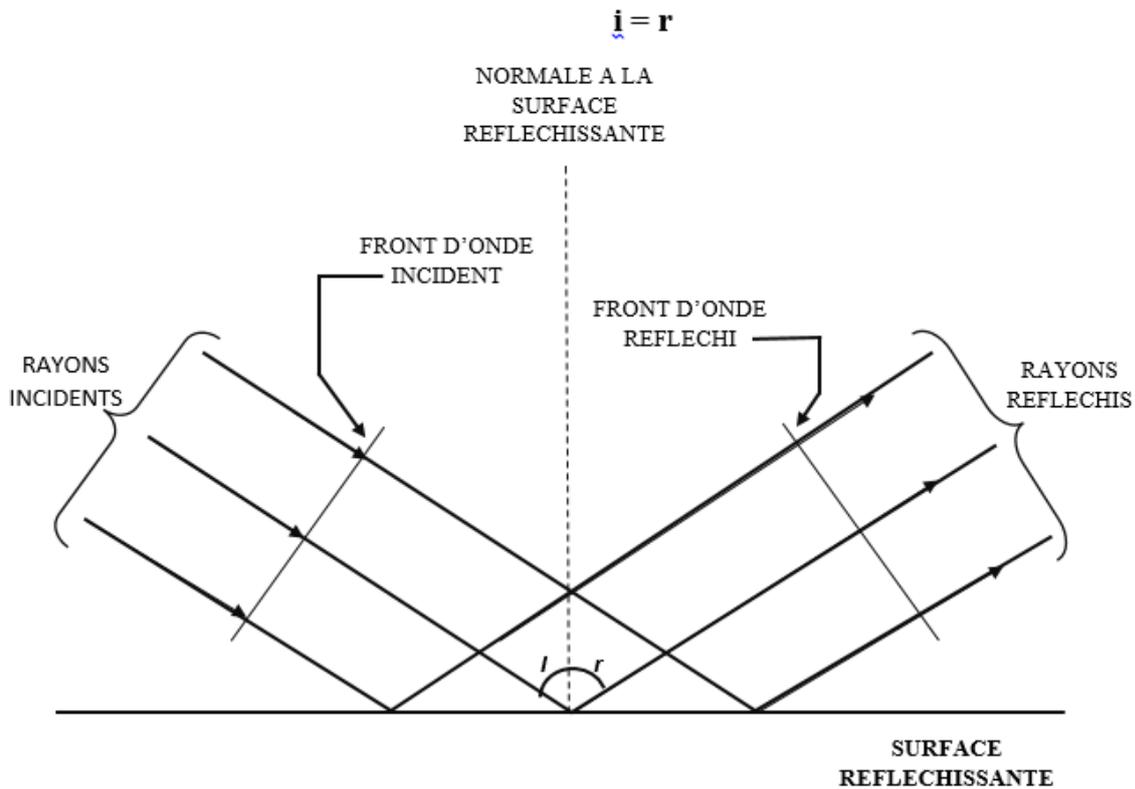


Fig I.3 Réflexion d'ondes [2].

I.2.2.3 La réfraction :

Il y a **réfraction** lorsque l'onde électromagnétique passe d'un milieu à un autre. Ainsi, lorsque l'onde passe de l'air à l'eau, on a un phénomène de réfraction. En fait, énergiquement parlant, une partie de l'onde incidente est réfléchie, une autre réfractée [2].

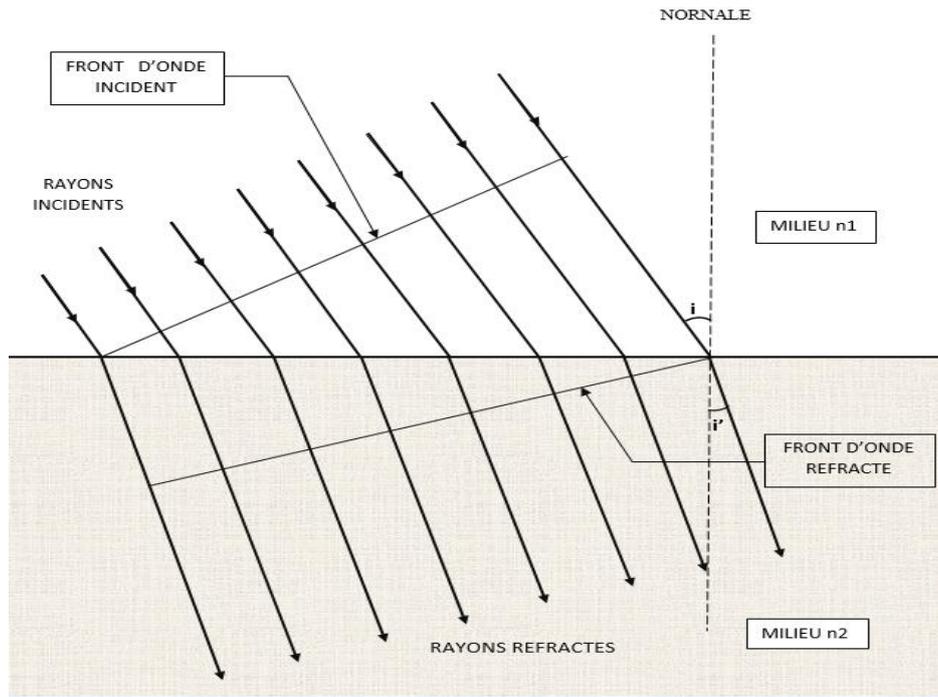


Fig I.4 Rayons réfractés ($n_1 < n_2$) [2].

La loi de **Snell-Descart** précise que le rapport des sinus des angles d'incidence et de réfraction est égal à l'inverse du rapport des indices de réfraction des milieux d'incidence et de réfraction.

Définissant les angles comme précédemment, c'est-à-dire par rapport à la normale à la surface de séparation des milieux, nous obtenons :

$$\frac{\sin i}{\sin i'} = \frac{n_2}{n_1} \quad (2)$$

Il s'ensuit que l'angle de réfraction est toujours inférieur à l'angle d'incidence lorsque l'on passe d'un milieu d'indice de réfraction plus faible à un milieu d'indice plus fort : c'est le cas par exemple d'une onde passant de l'air à l'eau.

Dans le cas où n_1 est supérieur à n_2 , l'angle de réfraction est supérieur à l'angle d'incidence : par conséquent il existe un angle d'incidence limite pour lequel la réfraction est parallèle à la surface de séparation des milieux ; pour un angle d'incidence supérieur à cet angle limite, souvent nommé **angle limite** [3], il n'y a plus réfraction, mais totale réflexion. La figure 1.5 présente plusieurs cas possibles :

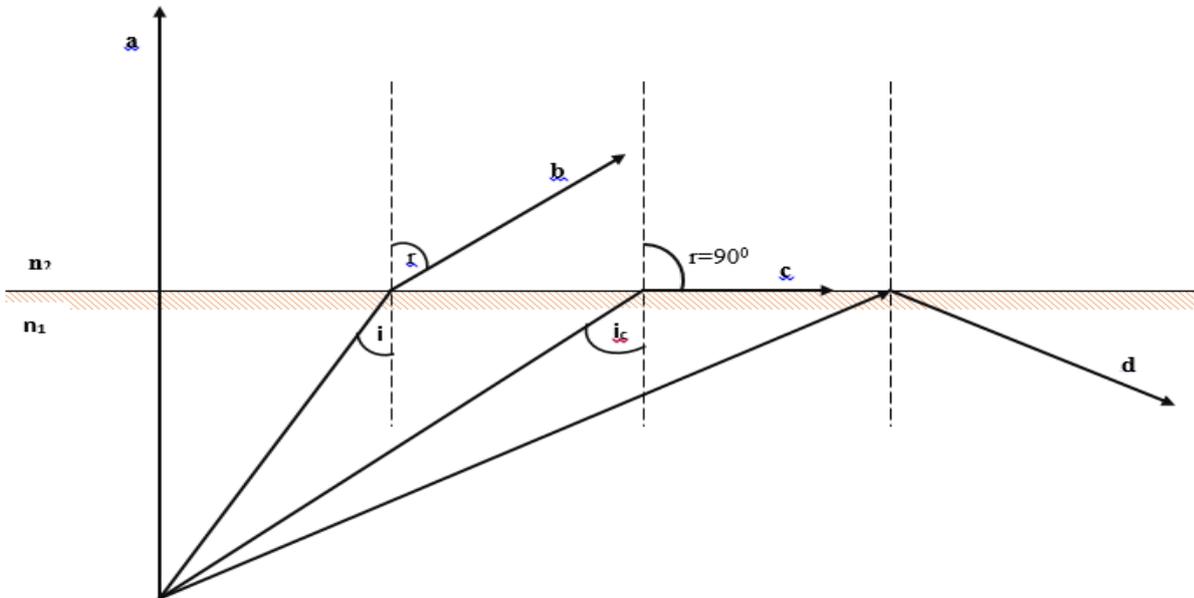


Fig I.5 Réfraction et réflexion se produisent selon l'angle d'incidence de l'onde ($n_1 > n_2$)

- Onde d'incidence normale au milieu de séparation (a)
- Onde d'incidence faisant un angle d'incidence :
 - Inferieur à l'angle limite (b)
 - Égal à l'angle limite (c)
 - Supérieur à l'angle limite (d)

I.2.2.4 La diffraction :

électromagnétique. L'expression simple mettant en évidence ce phénomène est celui d'une onde plane qui interagit avec une ouverture percée dans un écran. Si la dimension du trou est nettement plus grande que la longueur d'onde, l'onde électromagnétique va passer sans perturbation apparente. Donc elle suit une trajectoire rectiligne (figure I. 6). Si au contraire la dimension de l'ouverture est du même ordre de grandeur que la longueur d'onde, le phénomène de diffraction se manifeste par le fait que la répartition de la puissance s'étale autour de la direction d'incidence, après passage à travers l'écran (figure I.b.6) [2].

La diffraction est un phénomène important dans le fonctionnement des antennes.

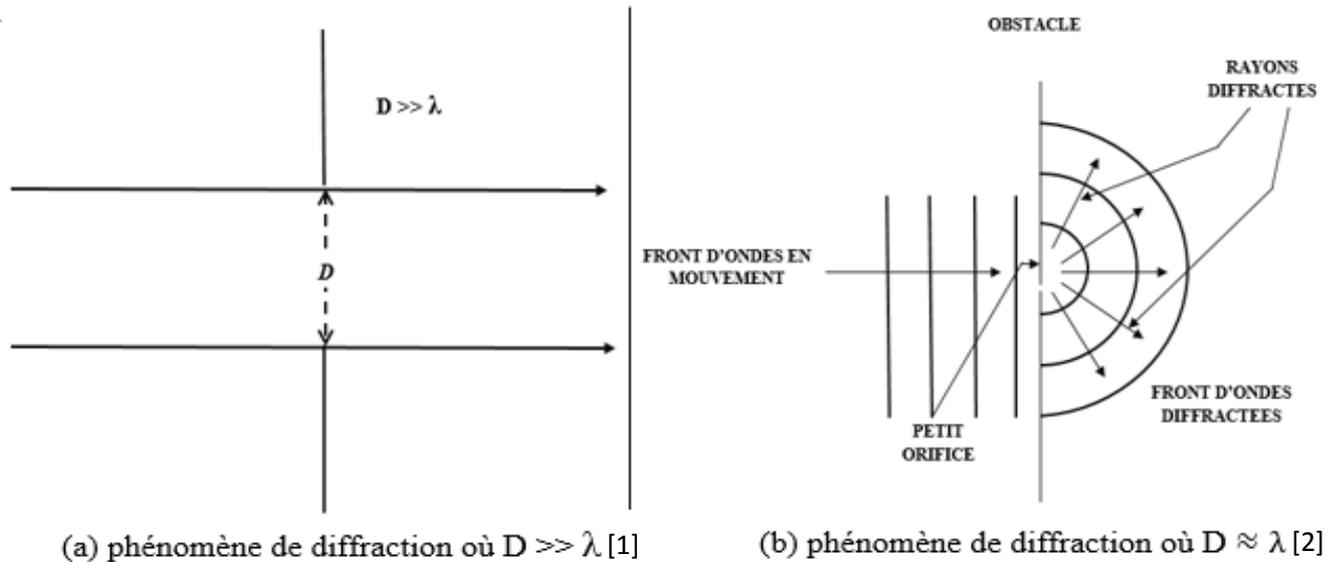


Fig. I.6 Illustration du phénomène de diffraction

L'analyse de la répartition de la puissance dans le demi-plan situé après l'ouverture est complexe. Elle est étudiée grâce aux équations de MAXWELL que nous allons aborder plus loin. L'interaction des bords de l'ouverture avec l'onde électromagnétique est plus forte si la dimension D est petite. Huygens a posé comme principe que la perturbation de l'onde à la traversée de l'écran troué se manifeste de la même façon que si la surface de l'ouverture était tapissée d'une infinité de petites sources. Le champ électromagnétique après l'écran résulte de l'interférence des ondes issues des sources secondaires

I.2.2.5 L'interférence :

Un autre phénomène est associé aux phénomènes ondulatoires est celui de *l'interférence*. Lorsque deux sources identiques rayonnent dans un endroit déterminé : du fait de la variation sinusoïdale des champs électrique et magnétique, l'addition de deux ondes peut se renforcer ou s'atténuer, voire s'annuler selon qu'elles sont en phase, en décalage de phase ou en opposition de phase. D'où la présence de zones où l'onde est inexistante et celle de zone où l'onde est renforcée. Ces *franges* auront leur importance dans les ondes à haute fréquence [2].

I.2.3 Caractéristiques d'une onde électromagnétique :

L'onde électromagnétique peut être caractérisée par sa puissance P_t , sa polarisation, sa fréquence f et sa longueur λ .

I.2.3.1 Puissance transportée par une onde :

L'onde électromagnétique est une forme d'énergie, l'énergie de rayonnement qui est d'autant plus forte que les intensités des champs électriques et magnétiques sont grandes. Il est courant de parler de la **puissance de rayonnement** émise par une source et de la densité de puissance existant autour de la source [2].

L'expérience montre qu'une source d'onde S , de puissance de rayonnement P_t , émettant uniformément dans toutes les directions de l'espace, distribuera à une distance r une densité surfacique de puissance P_r telle que :

$$P_r = \frac{P_t}{4\pi r^2} \quad (3)$$

Ce qui équivaut à dire que l'énergie de rayonnement est également distribuée sur une sphère virtuelle dont le centre est la source S elle-même. Cette énergie décroît avec la distance ; cette variation est représentée à la figure I.7.

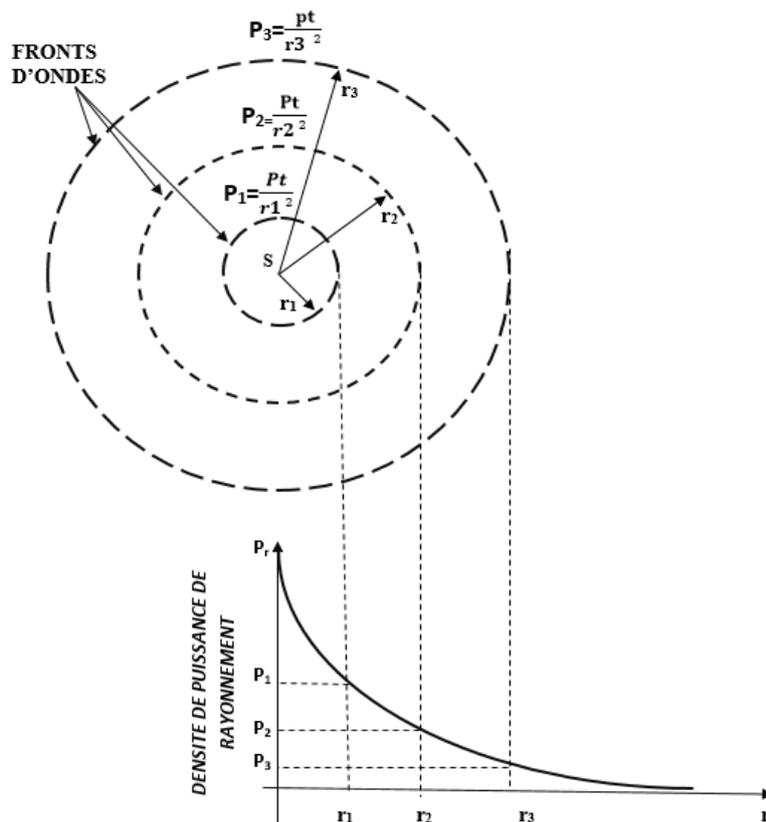


Fig I.7 Puissance rayonnée par une onde électromagnétique [2].

I.2.3.2 Polarisation d'une onde électromagnétique :

On définit la polarisation d'une onde électromagnétique comme la direction du champ électrique. En se plaçant dans un repère sphérique ayant pour origine la source de l'onde avec l'axe réorienté le long de la direction de propagation, on peut décrire la direction du champ E par la relation suivante :

$$\vec{E} = E_{\theta} \vec{u}_{\theta} + E_{\varphi} \vec{u}_{\varphi} \quad (4)$$

- $E_{\theta} = A \cdot \sin(\omega t + \varphi_{\theta})$
- $E_{\varphi} = A \cdot \sin(\omega t + \varphi_{\varphi})$

Si les deux composantes du champ électrique vibrent en phase ou en opposition de phase ($\varphi_{\theta} = \varphi_{\varphi} \pm \pi$), les champs E et H conservent une direction constante dans le temps. La polarisation est dite rectiligne. L'onde électromagnétique présentée à la figure I.8 est rectiligne. Sinon, la polarisation est elliptique et la direction du champ E varie dans le temps. L'extrémité du vecteur représentant le champ électrique décrit une ellipse. Dans le cas particulier où les 2 composantes sont en quadrature ($\varphi_{\theta} = \varphi_{\varphi} \pm \pi/2$), la polarisation est alors circulaire.

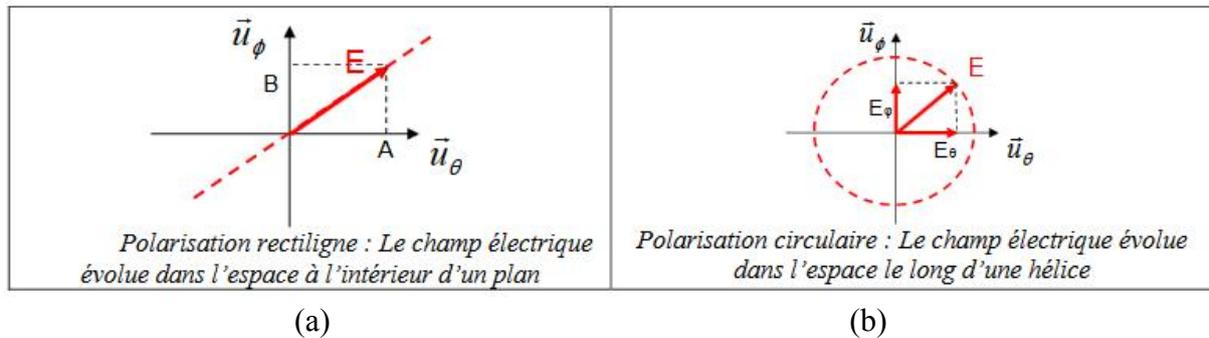


Fig I.8 Polarisation rectiligne et circulaire [4].

La polarisation de l'onde électromagnétique est une propriété très importante dans l'étude des antennes, puisqu'elle dépend des caractéristiques de celles-ci. Nous le verrons dans les chapitres suivants.

I.2.3.3 La longueur d'onde (λ) :

Elle exprime le caractère oscillatoire périodique de l'onde dans l'espace. C'est la longueur d'un cycle d'une onde, la distance séparant deux crêtes successives. Elle est mesurée en mètre ou en l'un de ses sous-multiples.

I.2.2.3 La période (T) :

Elle représente le temps nécessaire pour que l'onde effectue un cycle. L'unité est la seconde.

I.2.2.4 La fréquence (f) :

Elle est le nombre de cycles par unité de temps. Elle s'exprime en Hertz (Hz) - un Hz équivaut à une oscillation par seconde - ou en multiples du Hertz.

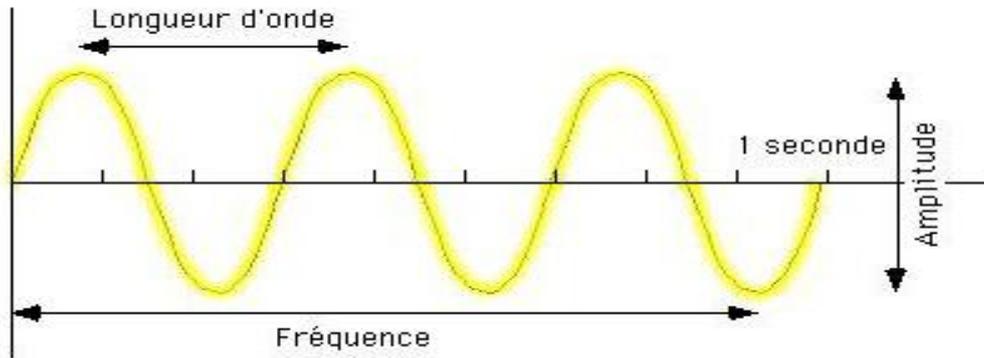


Fig I.9 Fréquence et la longueur d'une onde électromagnétique.

Longueur d'onde et fréquence sont inversement proportionnelles et unies par la relation

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (5)$$

Par conséquent, plus la longueur d'onde est petite, plus la fréquence est élevée, et réciproquement.

I.3 EQUATIONS DE MAXWELL:

I.3.1 Enoncées des équations :

« Toute l'électromagnétisme est contenu dans les équations de Maxwell » [Faynman].

La répartition des champs électrique et magnétique dans l'espace produite par une distribution donnée de charges et de courants peut être déterminée en résolvant les équations de Maxwell. En outre, celles-ci permettent de déterminer comment l'onde électromagnétique se propage dans l'espace. Pour un milieu homogène et isotrope (cas général de la propagation en espace libre ou guidée), celles-ci sont données dans la table suivante :

| | |
|------------------------------|---|
| Equation de Maxwell-Gauss | $\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon}$ Equation 6 |
| Equation de Maxwell-Thompson | $\operatorname{div} \vec{B} = 0$ Equation 7 |
| Equation de Maxwell-Faraday | $\vec{\operatorname{rot}} \vec{E} = -\mu \frac{d\vec{H}}{dt}$ Equation 8 |
| Equation de Maxwell-Ampère | $\vec{\operatorname{rot}} \vec{H} = \sigma \vec{E} + \epsilon \frac{d\vec{E}}{dt}$ Equation 9 |

Table I.1 Equations de Maxwell

Avec :

- ρ : densité volumique de charge.
- ε : permittivité électrique (F/m). A noter ε_0 : permittivité diélectrique dans le vide ($\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$) et ε_r : permittivité électrique relative telle que $\varepsilon = \varepsilon_0 \times \varepsilon_r$
- μ : perméabilité magnétique (H/m). A noter μ_0 : permittivité diélectrique dans le vide ($\mu_0 4\pi \cdot 10^{-12}$) et μ_r : permittivité magnétique relative telle que $\mu = \mu_0 \times \mu_r$.
- σ : conductivité électrique du milieu (S/m).

L'équation de Maxwell-Gauss (issue du théorème de Gauss) indique que toute distribution de charges dans l'espace conduit à l'apparition d'un champ électrique, de telle sorte que pour tout volume contenant ces charges, le flux du champ électrique sortant de cette surface est proportionnel à la somme de toutes les charges [4].

L'équation de Maxwell-Thompson indique qu'un courant induit un champ magnétique qui forme une boucle autour de ce courant. Contrairement au champ électrique créé par une charge, le flux de champ magnétique sortant de toute surface entourant la ligne parcourue par un courant est nul. En comparant cette équation avec celle de Maxwell-Gauss, on peut en conclure qu'il n'y a pas de charges magnétiques analogues aux charges électriques [4].

L'équation de Maxwell-Faraday est issue de la loi de Faraday et décrit le phénomène d'induction d'une force électromotrice par un champ magnétique variable. Le flux d'un champ magnétique variable à travers toute surface incluse à l'intérieur d'un contour fermé donne naissance à une force électromotrice [4].

L'équation de Maxwell-Ampère permet de relier le champ magnétique au courant circulant dans un circuit. Elle est issue de la loi d'Ampère $\text{rot} \vec{H} = \vec{I}_c$ qui relie le champ magnétique au courant de conduction $I_c = \sigma E$. Il s'agit du flux d'électrons apparaissant dans un conducteur électrique entre chaque molécule lorsqu'on le soumet à une force électromotrice. Cependant, cette équation n'est pas suffisante pour expliquer l'existence d'un courant alternatif dans un circuit comprenant un condensateur. L'isolant présent entre chaque armature d'un condensateur ne permet pas la présence d'un courant de conduction à travers celui-ci. Cependant, sous l'influence du champ électrique variable apparaissant entre les 2 armatures chargées du condensateur, la variation de charge est identique sur les 2 armatures. Ce flux de charge en mouvement est appelé courant de déplacement [4].

I.3.2 Interprétation des équations :

Que se passe-t-il lorsqu'un courant de conduction variable traverse un fil ? D'après l'équation de Maxwell-Ampère, un champ magnétique variable est produit au voisinage de ce fil. Localement autour de ce point, il y a une variation du flux du champ magnétique qui, d'après l'équation de Maxwell-Faraday, va donner naissance à un champ électrique variable. Localement, cette variation de champ électrique donne naissance à un champ magnétique et ce processus continu de proche en proche. Les champs électriques et magnétiques se propagent

conjointement à l'image d'une vague. La résolution des équations de Maxwell montre que la vitesse de déplacement des champs est une constante c égale à la vitesse de la lumière [4].

I.4. TRANSMISSION d'INFORMATION :

La transmission d'information s'effectue généralement grâce à une onde porteuse, caractérisée par sa fréquence. C'est une onde sinusoïdale. Sa modulation par un signal de plus basse fréquence représente l'information à transmettre. La modulation peut être analogique ou numérique.

Les ondes porteuses sont de différentes natures. Ce sont les caractéristiques du système qui permettent de choisir le type de transmission. Les ondes les plus utilisées pour la transmission sont les ondes acoustiques et les ondes électromagnétiques.

Bien qu'une onde électromagnétique n'ait besoin d'aucun support pour se propager, il se trouve que, dans son utilisation pour la transmission d'information, elle se propage à travers un milieu. Les différents milieux dans lequel s'effectue la propagation des ondes électromagnétiques.

- Les conducteurs (transmission filaire).
- La silice (transmission par fibre optique).
- L'air (transmission hertziennes).

L'exemple de transmission dans les conducteurs est celui du téléphone filaire. Afin d'augmenter le débit d'information, la téléphonie fixe utilise un autre support, constitué par la fibre optique. Dans ce cas l'onde optique constitue la porteuse. Le troisième cas est celui de la téléphonie sans fil dont le canal de propagation est l'air. Actuellement, les applications utilisant le canal de propagation sont nombreuses : télévision, téléphonie mobile, téléphonie fixe par liaison hertzienne ou satellites, radar, télédétection, etc., d'où le rôle des antennes dans ces systèmes [1].

Rappelons ici le spectre des ondes électromagnétique afin de bien situer les différentes utilisations de celui-ci. La figure I.10 présente une échelle par rapport aux longueurs d'ondes (λ) et une autre par rapport aux fréquences (f), sachant que, dans le vide, ces deux grandeurs sont liées par l'intermédiaire de la vitesse de la lumière dans le vide comme le montre l'équation (1).

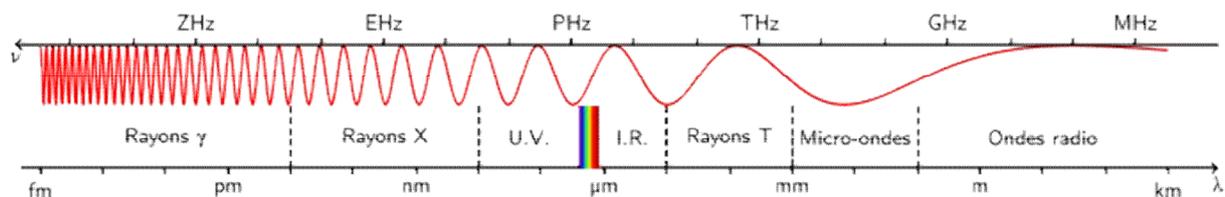


Fig I.10 Spectre des ondes électromagnétiques [5].

Les ondes radiofréquences occupent la région du spectre correspondant aux basses fréquences du spectre électromagnétique. Les longueurs d'ondes correspondant aux ondes longues sont de l'ordre de 1000 m. En montant en fréquence, on trouve les ondes courtes, puis un peu plus haut

les micro-ondes ou hyper fréquences. Ensuite pour des longueurs d'onde de l'ordre du micromètre se trouvent les infrarouges, domaine assez étendu dont la limite haute en fréquence est le visible. Cette zone s'étend de 0.4 à 0.8 micromètre de longueur d'onde. Ensuite vient le domaine de l'ultra-violet. Les longueurs d'onde de l'ordre de l'angström définissent le domaine des rayons X. Ceux-ci permettent de scruter la structure atomique en utilisant le phénomène de diffraction sur les atomes, dont la taille est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde. Plus haut en fréquence, on trouve les rayons Gamma accompagnant les réactions nucléaires.

La partie du spectre qui concerne l'utilisation des antennes est celui qui va des ondes radio aux ondes submillimétriques ou quasi optiques qui sont intermédiaires entre les micro-ondes et l'infrarouge. Les hyperfréquences ou micro-ondes occupent la bande de fréquences comprise entre 300 MHz et 300 GHz. Cette partie du spectre est divisée en bande de fréquences standardisées [1].

I.5 TRANSMISSION D'ONDES ELECTROMAGNETIQUE DANS L'AIR :

Les ondes électromagnétiques se propagent bien dans l'atmosphère pour des fréquences basses du spectre radiofréquence jusqu'à des fréquences de l'ordre d'une vingtaine de gigahertz. L'atténuation due à l'atmosphère se manifeste au-delà de 20 GHz. La figure I.11 donne les valeurs de l'absorption des ondes relativement aux deux composants les plus absorbants dans cette partie du spectre (vapeur d'eau et oxygène), pour 1 km d'atmosphère standard en fonction de la fréquence. On constate une atténuation globale qui augmente au fur et à mesure que la fréquence augmente. Pour certaines fréquences (environ : 22, 60, 120 et 180 GHz), l'atmosphère absorbe spécifiquement les ondes électromagnétiques. Ces phénomènes d'absorptions sont dus à des interactions (résonantes ou non) des molécules avec les ondes électromagnétiques. Ils ont des explications différentes. Pour les fréquences correspondant au spectre micro-onde, ils sont dus soit aux résonances rotationnelles, soit à la polarisation d'orientation liées aux moments dipolaires des molécules, compte tenu des énergies mises en jeu. La molécule d'eau possède un moment dipolaire électrique, alors que la molécule d'oxygène possède un moment dipolaire magnétique. Les bandes d'absorption à 60 GHz et 120 GHz sont dues à la résonance rotationnelle des molécules d'oxygène. A 22 et 180 GHz, un phénomène analogue apparaît pour les molécules d'oxygène. A 22 et 180 GHz, un phénomène analogue pour les molécules d'eau. Les bandes sont élargies par des résonances vibrationnelles, en particulier à 60 GHz [1].

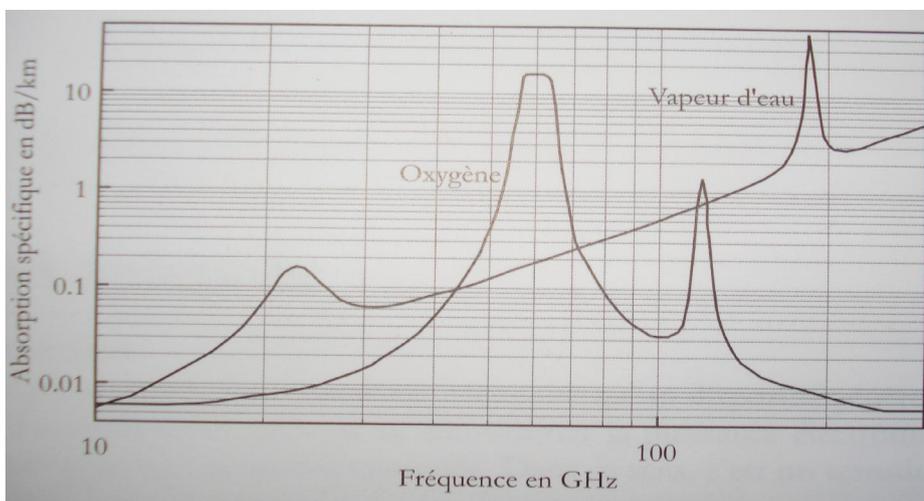


Fig I.11 Absorption par la vapeur d'eau et l'oxygène des ondes électromagnétiques pour 1 km d'atmosphère standard [1]

L'observation du diagramme d'absorption de l'oxygène et de l'eau conduit à plusieurs remarques concernant l'utilisation du spectre électromagnétique.

- Tout d'abord il faut remarquer que, d'une manière générale, l'objectif de la communication est d'obtenir un débit toujours plus grand. Or, plus la fréquence d'utilisation est élevée, plus la largeur de bande utilisable est grande et donc plus le débit supporté est élevé. Cette tendance à l'augmentation de la fréquence des systèmes de communication au cours de leurs évolutions est incontestable.
- L'utilisation de fréquences basses (<20GHz) ne pose pas de problèmes particuliers d'atténuation.
- L'atténuation existant autour de 22 GHz est relativement peu importante. Elle peut cependant dégrader le signal. Pour les transmissions satellites, en particulier, pour lesquelles la distance atmosphérique parcourue est grande, les systèmes sont conçus de façon à se placer sur le bord de cette bande. C'est actuellement le cas de certains satellites japonais utilisant les bandes 20-30GHz. Mais en général les bandes satellites utilisés sont plus basses.
- Une atténuation très forte existe à 60 GHz, qui est de l'ordre de -16 dB/Km. Il est envisagé d'utiliser cette bande pour des transmissions intra bâtiment. On profite alors de l'atténuation existant pour éviter la pollution électromagnétique d'un bâtiment à l'autre.
- Vers le haut du spectre, l'atténuation est très forte. Les fréquences utilisées dans cette partie sont celles qui intéressent les radioastronomes. C'est la raison pour laquelle les observatoires de radioastronomie sont placés dans des lieux où l'atmosphère a un rôle moindre. En effet, en altitude, la densité de la couche atmosphérique traversée est plus faible et l'air est plus sec.
- Signalons aussi que l'atténuation par les hydrométéores (pluie et neige) est un phénomène à prendre en compte pour l'évaluation de la qualité d'une liaison lors de transmissions terrestres.

I.6 QU'EST-CE QU'UNE ANTENNE ?

Le dispositif générant une onde rayonnée est appelé antenne. Compte tenu de son rôle dans une liaison radioélectrique (figure I.12), on peut donner un certain nombre de définitions d'une antenne. D'un point de vue technique, *« une antenne est un transducteur servant à transformer une énergie électromagnétique guidée en une énergie électromagnétique rayonnée et réciproquement »* [6]

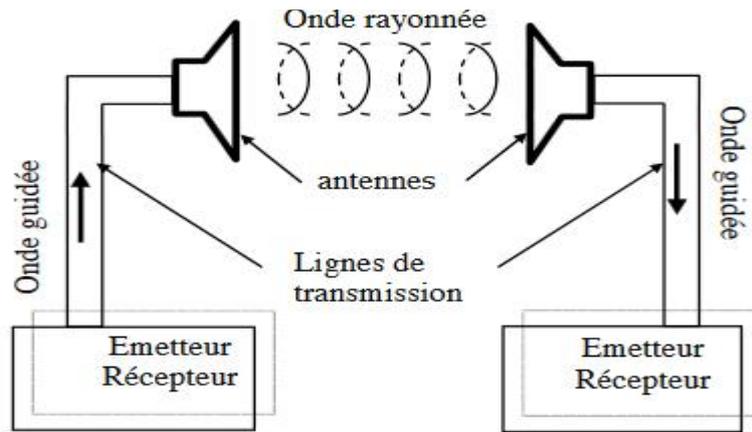


Fig I.12 Principe d'une liaison radioélectrique [7].

En émission toute charge accélérée rayonne des ondes électromagnétiques c'est-à-dire tout circuit parcouru par un courant alternatif. Un courant alternatif correspond en fait à une oscillation de très faible amplitude des électrons à la fréquence de la source d'alimentation. Chaque élément de volume du circuit contient un grand nombre d'électrons et est modélisé de façon macroscopique par un élément de courant $\vec{J}(P)d\Omega$, c'est-à-dire par un grand nombre d'électrons oscillants en phase dans un volume élémentaire $d\Omega$. Pour connaître le champ total émis par le circuit, il faut sommer les contributions de tous les éléments de courant en vertu du principe de superposition [8].

A la réception, comment une onde peut-elle être détectée ? En arrivant sur un circuit récepteur, le champ électrique de l'onde incidente \vec{E}_i exerce une force sur les électrons des conducteurs et les met en oscillation à la même fréquence que celle de l'onde incidente. Autrement dit, chaque élément dit, chaque élément $d\vec{l}$ du circuit récepteur est soumis à une d.d.p appliquée $\vec{E}_i(p) \cdot d\vec{l}$ et un élément de courant $\vec{I}(p) \cdot dl$ y est généré [8].

Dans l'exemple suivant [Dobkin] (figure 13), un courant continu se met à parcourir une petite boucle carrée à $t = 0$. Bien que les contributions des 2 côtés de la boucle (notés éléments 1 et 2) soient identiques en amplitude et de signe inverse, la contribution de l'élément 1 de l'antenne arrive un peu avant celle de l'élément 2 (ou les contributions des 2 éléments sont déphasées), permettant la création d'un rayonnement électromagnétique pendant un temps très bref. Si maintenant un courant variable se met à parcourir la boucle, un rayonnement électromagnétique sera produit continuellement [4].

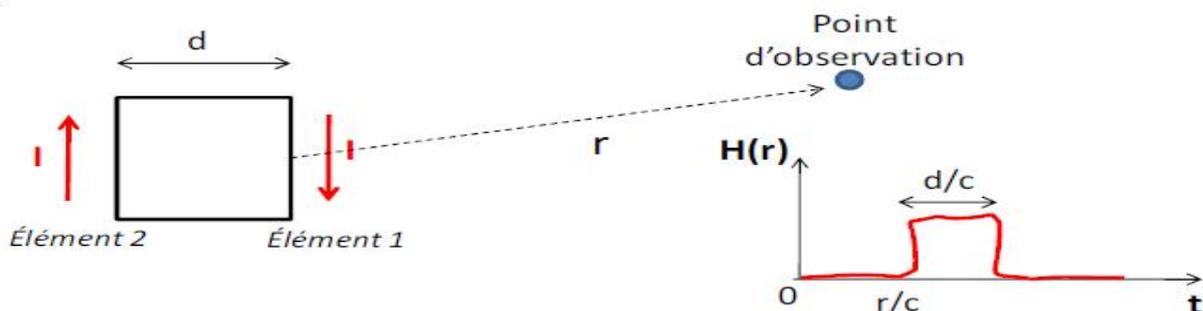


Fig I.13 Rayonnement électromagnétique créée par la variation d'un courant dans un circuit de petite taille [Dobkin] [4].

Dans la plus part des cas une antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes. On dit que son fonctionnement est réciproque. Ceci est une conséquence du théorème de la réciprocité qui sera démontré dans le chapitre suivant. Dans quelque cas exceptionnels pour lesquelles les antennes comportent des matériaux non linéaires ou bien anisotropes, elles ne sont pas réciproques. [1]

I.7 HISTORIQUE :

L'histoire des antennes débutera en 1968, date à laquelle l'écossais James Clerk Maxwell publie ses équations reliant le quadrivecteur champ électromagnétique $(\vec{E}, \vec{D}, \vec{H}, \vec{B})$ aux densités de charge et de courant (ρ_e, \vec{J}_e) électrique. Toutefois, ce n'est qu'en 1888 qu'Heinrich Hertz a pu effectuer la première observation d'une onde électromagnétique au laboratoire [6].

Pour effectuer la première liaison sans fil au-dessus de l'Atlantique en 1909, G. Marconi a réalisé le premier prototype d'antenne constitué d'un long mât vertical supportant un fil conducteur.

Avant la deuxième guerre mondiale, les transmissions radioélectriques concernaient principalement la radiodiffusion et les liaisons en ondes décamétriques. Les antennes étaient constituées par des fils ou par des pylônes rayonnants. Dans tous les cas, la section transversale de l'antenne était très petite devant la longueur d'onde et l'on pouvait alors négliger le courant transversal. L'étude de ces antennes se faisait en prenant comme référence le doublet électrique.

L'invention pendant la deuxième guerre mondiale de tubes électroniques, utilisant le temps de transit des électrons (Klystrons, magnétron, tubes à ondes progressives), a permis de travailler à des fréquences de plus en plus haute jusqu'à la gamme dite micro-onde (hyperfréquences). Le développement de la théorie et de la réalisation des antennes a connu un essor important avec l'introduction des antennes micro-onde pour lesquelles aucune dimension n'est petite devant la longueur d'onde. Les lignes de courant ne sont plus imposées par la géométrie de l'antenne, et le doublet de Hertz n'est pas l'antenne de référence qui convient. Pour étudier ces antennes on a alors fait appel à un concept tout à fait différent, connu sous le nom de « Principe de Huygens. Ce principe, emprunté à l'optique, a donné par la suite l'énoncé du « principe d'équivalence » permettant de déterminer le champ rayonné par des ouvertures.

La plupart des travaux concernant les antennes hyper fréquences ont été illustrés dans un ouvrage classique édité par S. Silver . De considérables améliorations de la théorie des antennes filaire linaire ont été accomplies par R.W. P. King en collaboration avec le Laboratoire G. McKay de l'université de Harvard. J. Kraus (université de l'Ohio) introduit la première antenne filaire en forme d'hélice et ses nombreux travaux sont édités dans un ouvrage qui est devenu un classique du genre . L'aspect mathématique du mécanisme de radiation de plusieurs formes d'antennes est formulé par S. K. Schelkunoff .

Avec l'introduction et le développement des systèmes informatiques, la théorie et la conception des antennes deviennent de plus en plus rigoureuses. Ainsi des résultats plus conformes aux mesures ont été obtenus à l'aide de la théorie géométrique de la Diffraction élaborée par J. B. Keller et la méthode des moments appliquée aux antennes initiée par R. F. Harrington. Ces techniques sont toujours utilisées pour l'étude des petites antennes en termes de longueur d'onde. De nos jours, la tendance vers les hautes fréquences continue avec les ondes millimétriques. Des antennes miniaturisées en technologie circuit imprimé (antenne

microruban) connaissent un grand essor. De nouvelles antennes apparaissent (antennes diélectriques, à onde de fuite, antennes actives intégrées) avec à la clé des méthodes numériques et des logiciels puissants permettant leurs analyses. En parallèle, de nouvelles méthodes pour la synthèse de groupement d'antennes conduisant à des réseaux adaptatifs « *intelligent* » voient le jour[6].

I.8. LE ROLE D'UNE ANTENNE :

L'antenne a plusieurs rôles dont les principaux sont les suivants :

- ✓ Permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation.
- ✓ Assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées.
- ✓ Transmettre le plus fidèlement possible une information.

I.9. DIFFERENTS TYPES D'ANTENNES :

Les antennes sont réparties en plusieurs catégories selon la géométrie, le gain, la forme du faisceau, et la bande passante. Ainsi, on peut les classer comme suit :

A. Selon la forme géométrique :

- + Antennes filaires : dipôle, boucle, spirale.
- + antennes à ouvertures : cornet, fente, antenne à réflecteur
- + Antennes imprimées : patch, dipôle imprimé, spirale.

B. Selon le gain:

- + gain élevé : cornet.
- + gain moyen : planaire.
- + Gain bas : dipôle, fente, patch.

C. Selon la forme du faisceau:

- + omnidirectionnelle : dipôle.
- + faisceau étroit : antenne réseau.
- + Faisceau large : planaire.

D. Selon la largeur de bande :

- + bande large : spirale.
- + bande étroite : patch, fente.

I.9.1 Antennes élémentaires :

I.9.1.1 pôle élémentaire ou dipôle d'Hertz

Le dipôle élémentaire ou dipôle de Hertz ou bien doublet électrique est un fil de longueur h très inférieure à la longueur d'onde ($h < \lambda/10$, figure 14), connecté à une source d'excitation. On considère que l'amplitude du courant est constante le long de l'antenne. On l'appelle dipôle ou doublet car des charges de signe opposé sont stockées à chaque extrémité.

Bien qu'idéale, cette antenne sert de référence car une antenne filaire plus longue peut être vue comme une succession de dipôles élémentaires [9]

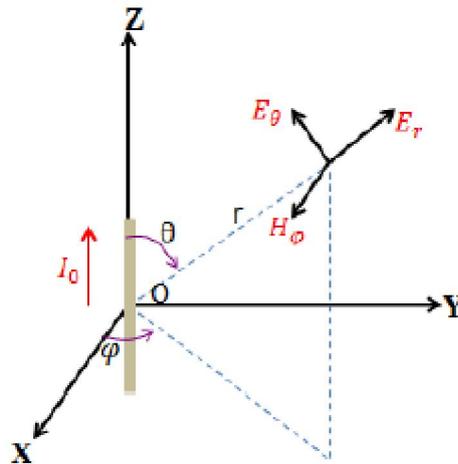


Fig I.14 : Champs rayonné par un dipôle élémentaire [9]

I.9.1.2 Boucle élémentaire – antenne boucle :

Les boucles constituent le deuxième type d'antenne les plus courants, constituées d'un fil conducteur ayant une forme qui permet le retour du fil sur lui-même (figure I.15). La boucle est ainsi branchée sur une ligne bifilaire reliée au générateur. Le rayonnement, à grande distance, est maximal dans le plan de la boucle et s'effectue de façon radiale. Le courant circulant dans le fil crée un champ magnétique qui se propage. Sa variation engendre le champ électrique associé, d'où le rayonnement électromagnétique associé.

En champ lointain, les boucles magnétiques ont été très utilisées pour les récepteurs de grandes ondes radio sous forme d'un cadre sur lequel étaient enroulées plusieurs spires de fil. En champ proche, on les utilise dans tous les dispositifs RFID (identification radio fréquence). Les cartes à puce sans contact sont munies de ce type d'antenne, incluse dans le support plastique. Les détecteurs d'objets métalliques sont aussi des boucles magnétiques sensibles au champ Magnétique [9]

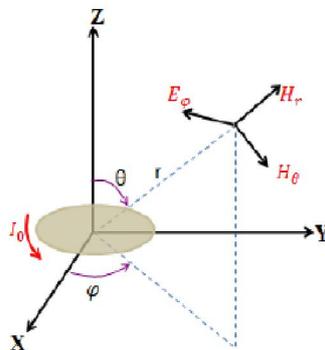


Fig I.15 Champs rayonné par une boucle de courant [9]

I.9.2 Antenne dipolaire et filaire :

L'antenne dipolaire est constituée de deux tiges cylindriques de diamètre fin ($d < \lambda/100$), très courtes et reliées chacune à deux fils parallèles et très proches constituant une ligne bifilaire (figure I.16). En émission, cette ligne est reliée à un générateur alternatif, caractérisé par sa fréquence et son impédance interne. À la réception, la ligne bifilaire est branchée sur un récepteur [9]

Dans la ligne bifilaire, les courants sont de sens contraire, alors que dans le dipôle les courants sont dans le même sens. L'influence de ces deux courants s'annule dans la ligne bifilaire. Ce sont les courants variables, de même sens, qui rayonnent et créent l'onde électromagnétique dans l'espace. Étant donnée la symétrie du dipôle, le rayonnement s'effectue autour de l'axe, matérialisé par le fil. Il est isotrope dans un plan perpendiculaire à cet axe. Le rayonnement est nul dans la direction du fil. On ne peut donc pas parler d'un rayonnement isotrope [10, 11]. D'autres antennes de même type sont obtenues avec des tiges rayonnantes plus longues. Ces antennes de type filaires ont de nombreuses applications sur les bandes VHF et UHF comme récepteurs radio, talkie-walkie, etc

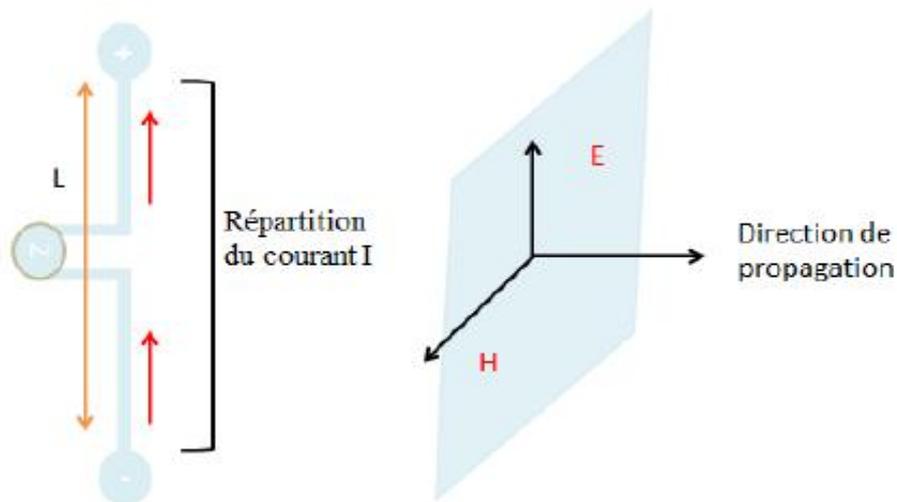


Fig I.16 répartition du courant le long d'un dipôle et champ rayonné [9]

I.9.3 Antenne cornet :

Un dispositif très utilisé pour la propagation d'ondes guidées est le guide d'onde rectangulaire. Sa qualité de transmission est excellente. Pour cette raison, il est utilisé en haute fréquence. Son utilisation est très répandue en hyperfréquences. Le transformateur de puissance électromagnétique guidée en puissance rayonnée est l'antenne cornet (figure I.17) [13]. Sa forme permet de passer graduellement des dimensions du guide d'onde à l'espace libre. L'onde est ainsi naturellement projetée dans l'espace libre. De façon très naturelle, le rayonnement a lieu dans l'axe du guide d'onde. Cette antenne est plus directive que les précédentes, dans la mesure où la puissance n'est émise que dans une région de l'espace limitée. Elle a de nombreux avantages, en termes de qualité et de puissance. Elle a une largeur de bande supérieure à celle

des dipôles ou des antennes à fentes. Elle présente une bonne adaptation au guide d'onde en s'évasant lentement à partir de celui-ci. Son rapport d'onde stationnaire (TOS) est de l'ordre de 1,05 à 1,2 [13-14].

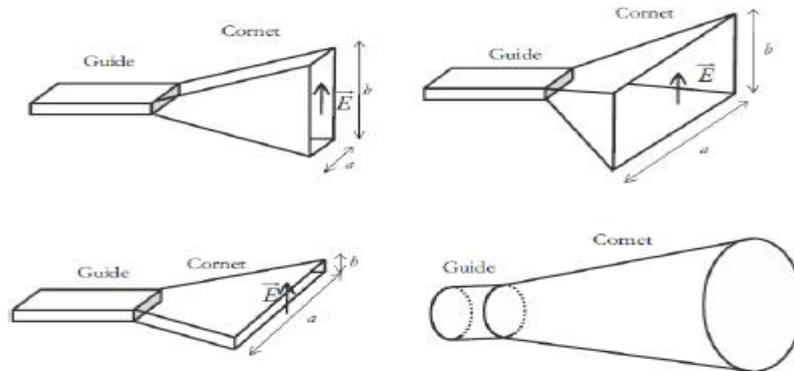


Fig I.17 Différents types de cornets [9]

I.9.4 Antenne à fente :

Toujours en utilisant le guide d'onde comme dispositif de transmission, il est possible d'envisager un rayonnement dans une direction différente de l'axe du guide. Le rayonnement s'effectue alors perpendiculairement au plan troué du guide. Ce type de dispositif est appelé réseau à fentes. Une antenne à fentes est constituée d'un assemblage de guides d'ondes souvent rectangulaire, sur lesquels sont taillées des fentes régulièrement espacées, soit sur le grand côté, soit sur le petit côté, ayant d'excellentes performances quant aux pertes et au niveau de rayonnement diffus dû aux erreurs de fabrication. Le couplage de la ligne d'alimentation (le guide) avec les fentes se règle facilement par leur position sur le guide. Le réseau de sources élémentaires ainsi constitué peut être contrôlé finement en amplitude et en phase en « jouant » sur la géométrie ou la position des fentes sur les guides. La figure I.18 en donne une représentation de l'antenne à fentes où les flèches représentent le sens de la polarisation (ou vecteur champ électrique). Cependant, il y a des avantages significatifs à l'antenne à fentes à la fois dans la fabrication et les performances des applications telles que les systèmes radar [13,14].

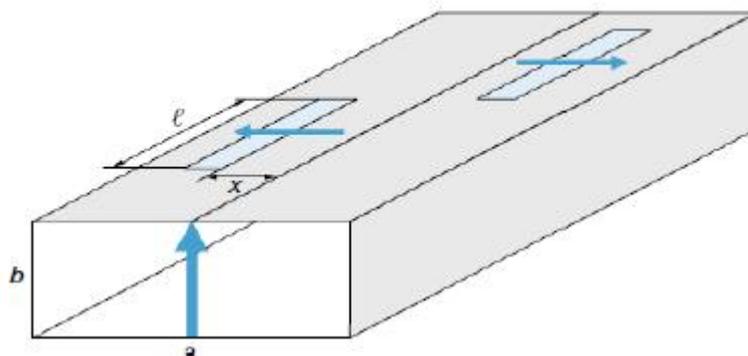


Fig I.18 Fentes sur le grand côté d'un guide rectangulaire [9]

I.9.5 Antenne imprimée ou patch :

En général, une antenne imprimée est constituée d'un plan de masse, d'une ou de plusieurs couches de substrat (figure I.19) pouvant avoir des permittivités (ϵ_r) égales ou différentes.

La surface contient un élément rayonnant de géométrie quelconque (rectangulaire, circulaire, à fente, ou formes plus élaborées). Il existe plusieurs mécanismes d'excitations qui permettent d'avoir des diagrammes de rayonnement en polarisations linéaire ou circulaire.

Les substrats diélectriques ont généralement une faible permittivité ($\epsilon_r < 3$) pour faciliter et favoriser le rayonnement, tout en évitant le confinement des champs dans la cavité comprise entre l'élément imprimé et le plan de masse [15, 16].

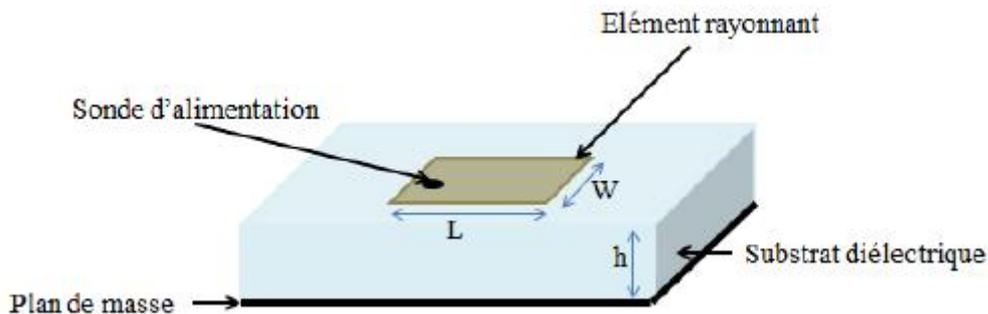


Fig. I.19 Structure d'une antenne patch [9]

I.9.6 Antennes à résonateurs diélectriques

Parmi tous les types d'antennes disponibles, on distingue les antennes à résonateurs diélectriques (DRA : Dielectric Resonator Antenna) qui permettent de compenser un des inconvénients majeurs des antennes microruban à savoir la bande passante limitée à quelques %, ce qui constitue un handicap pour les communications à hauts débits. De plus, grâce à l'utilisation de matériaux à constante diélectrique élevée ($20 < \epsilon_r < 100$) et à faible tangente de pertes ($\tan \delta < 10^{-4}$), ces antennes présentent des dimensions bien plus petites que l'antenne imprimée résonante demi-onde [17].

L'antenne à résonateur diélectrique présentée dans (figure I.20) est constituée d'un résonateur diélectrique (généralement de forme cylindrique ou en anneau) reporté sur un support, qui tient lieu de plan de masse, auquel est associé un dispositif d'alimentation qui assure l'excitation du résonateur. Ce dernier est dépourvu de partie métallique ce qui limite d'autant les pertes ohmiques. On remarque sur la figure que l'excitation a été ici réalisée par couplage d'une ligne micro ruban à travers une fente rectangulaire découpée dans le plan de masse [9].

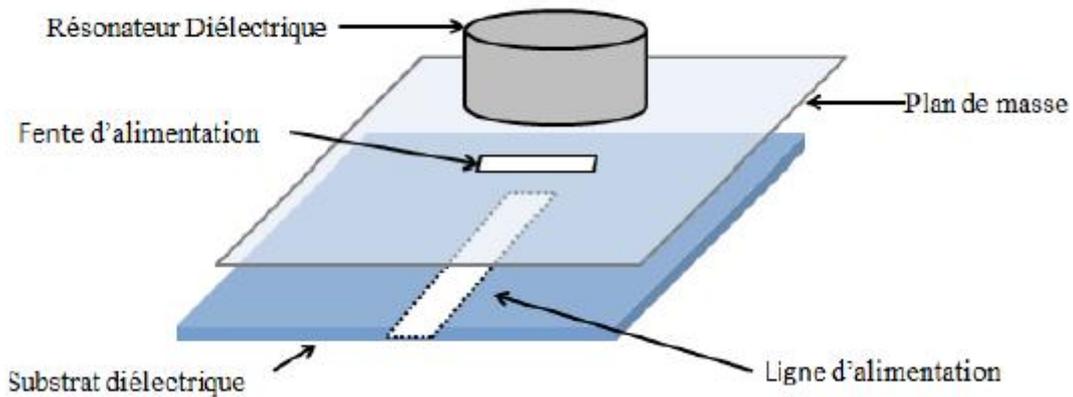


Fig I.20 Antenne à résonateur diélectrique [9].

I.9.7 Antennes intelligentes

Les systèmes à antennes intelligentes (smart antennas) entrent dans un domaine technologique multidisciplinaire dont la croissance a été très importante dans le courant de ces dernières décennies. Ils bénéficient des interactions croissantes entre l'électromagnétisme et le traitement de signal. L'intérêt de ces systèmes est leur capacité à réagir automatiquement, en temps réel, à des modifications du canal de propagation. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction utile. Habituellement, ces systèmes reposent sur des antennes à faisceaux commutés ou adaptatives. Les deux techniques ont pour objectif d'accroître le gain dans la direction de l'utilisateur et réduire les interférences.

La structure d'une antenne intelligente adaptative est illustrée par la Figure 21. Elle est constituée d'un réseau de "M" antennes élémentaires dont les sorties sont pondérées par un terme complexe " ω " avant d'être sommées entre elles. L'unité de contrôle des pondérations permet de mettre en forme un diagramme de rayonnement par l'ajustement "intelligent" de l'amplitude et (ou) de la phase avec laquelle se combinent les signaux reçus (ou émis) sur les différents éléments [9].

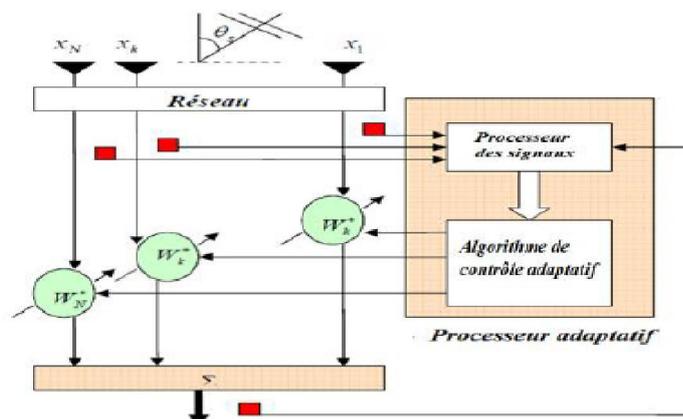


Fig I.21 Schéma représentatif d'une antenne intelligente [9]

I.10. MECANISME DE RAYONNEMENT :

Dans ce paragraphe, nous essayerons de donner une explication du phénomène du rayonnement. Comment le signal électrique variable (dans le temps) d'une source est transformé d'abord en onde guidée dans la ligne de transmission et ensuite en onde rayonnée par l'antenne ?

8.1: Relation fondamentale du rayonnement :

Considérons un conducteur de longueur l et de section droite S , contenant une densité volumique q_v de charges électriques (figure I.22).

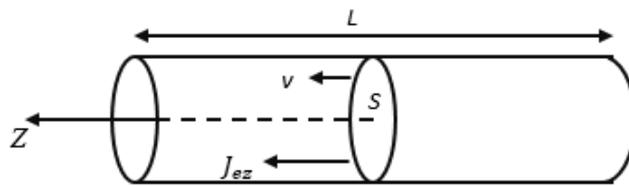


Fig I.22 Conducteur cylindrique

La densité de courant électrique \vec{J}_e , orthogonale à la section droite S s'écrit

$$\vec{J}_e = J_{ez} \hat{z} = q_v v_z \hat{z} \quad (\text{A/m}^2) \quad (10)$$

Pour un conducteur parfait, les charges et les courants sont superficiels et la relation (2) devient

$$\vec{J}_e = J_{ez} \hat{z} = q_s v_z \hat{z} \quad (\text{A/m}) \quad (11)$$

q_s (Cbs / m^2) est la charge électrique répartie sur la surface du conducteur.

De plus, si le diamètre du conducteur est négligeable devant sa longueur (conducteur filiforme), la densité de charge est purement linéique q_1 (Cbs / m) et la densité de courant est réduite à un courant I et s'exprime comme suit

$$\vec{J}_e = I \hat{z} = q_l v_z \hat{z} \quad (12)$$

En décrivant les deux membres de la relation (12) et en multipliant par l le résultat, on obtient

$$l \frac{dl}{dt} \hat{z} = q \frac{dv_z}{dt} \hat{z} = q \gamma_z \hat{z} \quad (\text{A}) \quad (13)$$

q est la charge électrique totale sur la longueur du conducteur et γ_z son accélération.

L'équation (13) est la relation fondamentale du rayonnement électromagnétique que l'on peut interpréter comme suit : *pour obtenir un rayonnement électromagnétique, on doit disposer soit d'un courant électrique variable (dans le temps), soit de charges électriques accélérées* [6]. On peut ainsi tirer trois conclusions :

- a) Des charges fixes ne produisent pas de rayonnement électromagnétique.
- b) Dans le cas de charges se déplaçant à une vitesse constante, on distingue deux cas possibles
- Si le conducteur est droit (rectiligne) et infiniment long, il n'y a pas de rayonnement ;
 - A la moindre discontinuité (figure I.23), la vitesse des charges change et on obtient un rayonnement électromagnétique [6].

Par discontinuité, on désigne toute courbure, troncature, terminaison chargée ...

- c) Si les charges oscillent (cas d'une structure en naissance), le rayonnement prend naissance même si le fil est droit. [6]

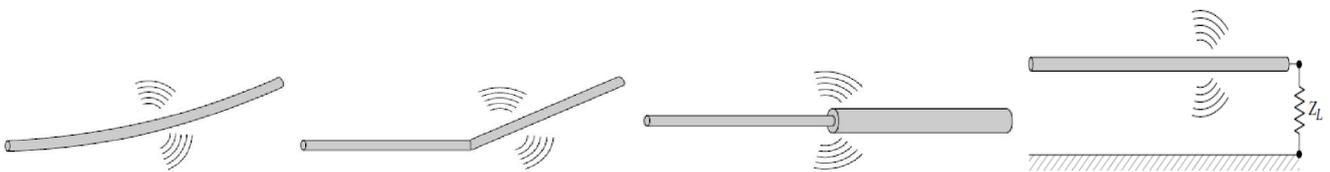


Fig I.23 Discontinuité générant un rayonnement électromagnétique [18]

I.10.2 : DU CIRCUIT OSCILLANT A L'ANTENNE :

Une bonne antenne émettrice doit avoir des champs électrique et magnétique aussi puissants que possible qui couvre un espace aussi grand que possible. On obtient des champs puissants en employant une bobine d'induction comme générateur du champ magnétique et un condensateur de capacités comme générateur du champ électrique que l'on connecte pour ainsi former un circuit oscillant excité par sa propre fréquence (figure I.24). De cette manière, pour une puissance d'alimentation minimale, les courants qui circulent sont maximaux et les tensions appliqués maximales [3].

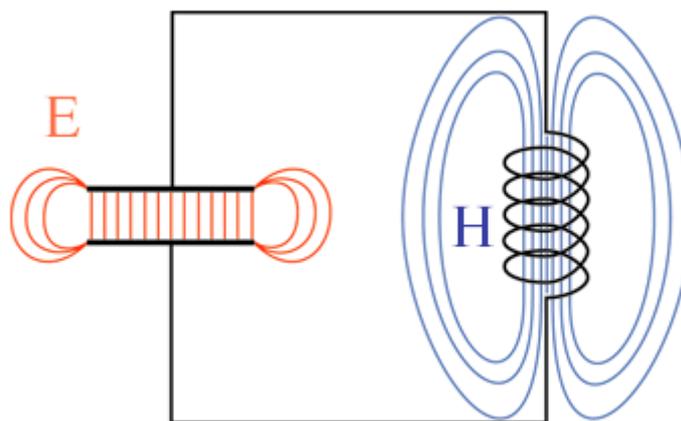


Fig I.24 circuit oscillant [3]

La bobine et le condensateur sont construits de sorte que leurs champs respectifs se concentrent à l'intérieur du composant, ce pourquoi il est nécessaire de dissocier ces deux éléments et de les répartir de manière à ce que les champs électromagnétiques s'étendent sur un vaste rayon.

Pour ce faire, supposant que le circuit oscillant fermé à l'origine est maintenant ouvert entre les deux plaques du conducteur et qu'il est déployé pour ainsi former un dispositif en forme de tige.

La figure suivante (figure I.25) montre le passage d'un circuit oscillant à une antenne. Il est toutefois nécessaire de préciser deux choses importantes :

- Le circuit oscillant fermé est adapté à son environnement de travail et oscille à la fréquence de résonance.
- Les dimensions géométriques de l'installation sont dans la gamme de la longueur d'onde de la fréquence de résonance.

Si l'on déploie le condensateur dans ces conditions, on obtient peu à peu une ligne haute fréquence ouverte qui représente elle aussi un circuit oscillant.

Or, cette ligne à haute fréquence concentre les champs électrique (E) et magnétique (H) au sein de l'installation, tout comme le circuit oscillant précité théoriquement, une ligne ouverte ne rayonne aucune énergie étant donné qu'à l'extrémité libre de la ligne, il se produit une réflexion totale de l'onde qui se propage : celle-ci revient dans la ligne.

Si nous séparons maintenant les deux conducteurs, cette ligne rayonne de plus en plus de puissance électromagnétique dans l'espace libre. Ce phénomène peut être traduit de la manière suivante : par l'ouverture de la tige, il se produit une adaptation de plus en plus appropriée de la résistance de la tige- dans notre cas la résistance de source-, à la résistance de l'espace dans l'entourage de l'antenne. En cas d'adaptation optimale, la ligne ouverte et dépliée va rayonner toute l'énergie de la source dans l'espace libre.

Nous avons de ce fait créé une antenne. Cette antenne est la forme élémentaire d'une antenne, elle porte le nom de **dipôle**

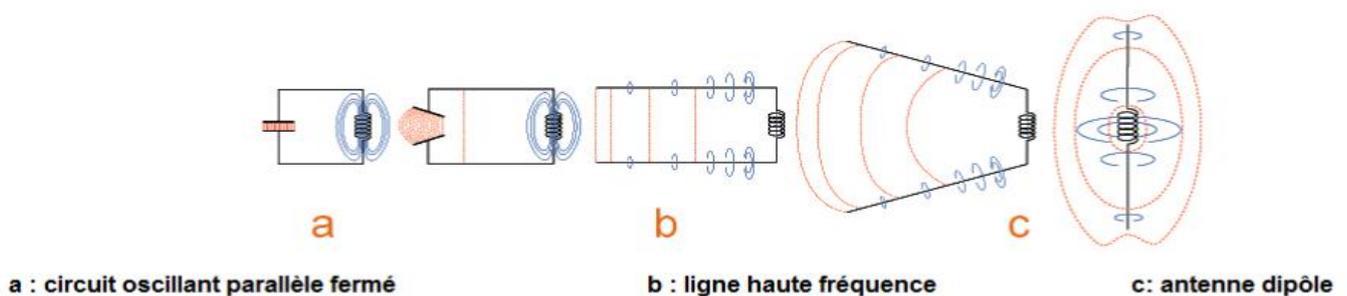


Fig I.25 Du circuit oscillant à l'antenne [3]

Par analogie avec le circuit oscillant fermé, les champs électrique (a) et magnétique (b) n'apparaissent pas simultanément avec un dipôle. Ils sont déphasés d'un quart de période et surviennent en alternance (figure 26).

Le champ électrique est surtout concentré aux extrémités du dipôle puisqu'il y'a là des tensions élevées mais qu'aucun courant ne circule. Inversement, l'intensité du champ magnétique est maximale au milieu du conducteur parce qu'il y circule une grande quantité de courant et qu'il règne une tension faible. Ainsi qu'illustré dans la figure précédente, les vecteurs d'intensités des champs \vec{E} et \vec{H} sont perpendiculaires. Par conséquent, ils sont déphasés de 90° non seulement dans le temps mais également dans l'espace [3].

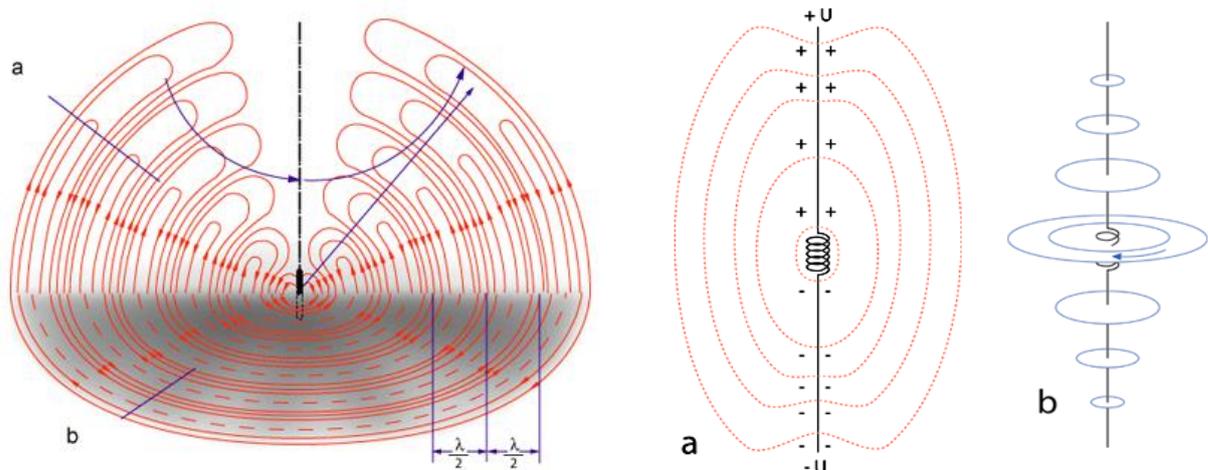
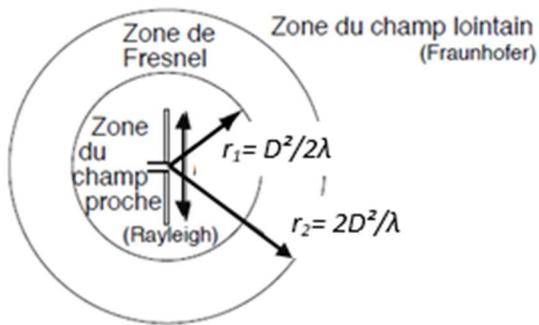


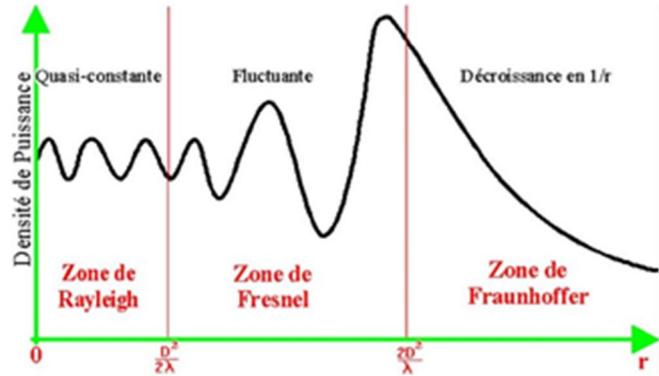
Fig. 26 Répartition du champ électromagnétique autour d'un dipôle [3]

I.11. ZONES DE RAYONNEMENT :

L'espace entourant l'antenne est généralement subdivisé en trois régions : la région du champ proche réactif (*zone de Rayleigh*), la région du champ proche rayonné (*zone de Fresnel*) et la région du champ lointain (*zone de Fraunhofer*). Ces régions sont ainsi désignées selon la structure des champs dans chacune d'elles. Bien qu'il n'existe aucun changement notable de configuration des champs à la limite de séparation entre ces régions (pas de discontinuité), les puissances rayonnées sont différentes. Comme la délimitation de ces régions n'est pas unique, différents critères ont été établis pour identifier ces trois régions.



(a) Délimitation des zones de rayonnement



(b) Forme de l'onde dans les trois zones de rayonnement

Fig. 27 Zones de rayonnement d'une antenne [6]

a. Région de Rayleigh

C'est la région entourant la source rayonnante où la puissance réactive (purement imaginaire) prédomine. L'énergie électromagnétique reste confinée à l'intérieur d'un faisceau tubulaire dans lequel il y'a échange d'énergie réactive entre l'antenne et le milieu extérieur. La densité de puissance est quasi constante. Pour la plus part des antennes, cette région est déterminée par une sphère de rayon $r_1 = D^2 / 2\lambda$. D étant la plus grande dimension de l'antenne et λ la longueur d'onde [6]

b. Région de Fresnel

Il s'agit de la zone intermédiaire dans laquelle la densité de puissance est fluctuante et la divergence du faisceau devient appréciable. Elle est déterminée par l'intervalle de distance $r_1 \leq r \leq r_2$.

c. Région de Fraunhofer (zone du champ lointain)

C'est la région, définie par une distance radiale r supérieure à r_2 , où l'énergie électromagnétique est rayonnée dans toutes les directions de l'espace couverte par le diagramme de rayonnement de l'antenne. La puissance rayonnée est purement réelle et indépendante de la distance radiale. Les champs ont une structure TEM par rapport à la direction radiale (onde planes) et varient en $1/r$ et la densité de puissance décroît en $1/r^2$ [6].

I.12. THEORIE RIGOUREUSE ET THEORIE ELEMENTAIRE DE L'ANTENNE :

Le champ électromagnétique, créé par une antenne, résulte de la somme (intégrale vectorielle) des rayonnements des courants de tous les éléments de l'antenne. Par ailleurs, la valeur du courant sur chaque élément dépend à la fois du courant d'alimentation de l'antenne et du courant sur les autres éléments rayonnants, couplés à l'élément considéré. De point de vue mathématique, il en résulte que le courant, en un point quelconque de l'antenne, est donné par

une équation intégrale. Or la résolution d'une telle équation ne peut être envisagée et n'est effectivement abordée qu'avec des ordinateurs relativement puissants. Mais alors comment peut-on et comment a-t-on pu pendant des dizaines d'années déterminer le rayonnement des antennes avec une précision satisfaisante sans l'utilisation de l'outil informatique ? la réponse est à la fois simple et surprenante : en ne calculant pas la distributions des courants mais en se donnant, a priori, une répartition des courants sur les conducteurs, soit (ce qui est équivalent de point de vue électromagnétique), une répartition du champ sur une surface fermée entourant les conducteurs. Cela permet de remplacer l'équation intégrale par une simple intégrale qui est calculable analytiquement, dans des cas simples ou numériquement dans les cas les plus compliqués, par des méthodes classiques.

Le succès de ce procédé résulte de ce que les distributions estimées du courant ou du champ électromagnétique sont, dans les cas usuels, très proches numériquement des distributions réelles sur la plus grande partie de l'antenne, même si l'expression analytique en est totalement différente. En outre, comme le champ rayonné est obtenu par une opération d'intégration, les écarts entre la valeur réelle et la valeur estimée (ou champ) sur l'antenne ont des effets négligeables.

On peut donc construire ainsi une " théorie élémentaire " de l'antenne qui fournit des résultats suffisants dans de nombreux cas, et qui a l'avantage didactique de bien faire comprendre le processus de rayonnement de l'antenne. Evidemment, pour la mise en œuvre pratique de cette théorie, on est amené à considérer séparément deux familles d'antennes, suivant que les trajets des courants sont imposés (antennes de type filaire) ou non (ouvertures rayonnantes) par la forme de l'antenne. Le point de départ est le même dans les deux cas et seul le processus mathématique est différent bien sur, pour l'étude détaillée et rigoureuse du rayonnement d'une structure particulière de forme complexe, on utilise l'équation intégrale et le calcul numérique, mais cela constitue un autre problème, qui relève autant de l'informatique et de l'électromagnétisme [6].

I.13. CONCLUSION :

Ce chapitre nous permis d'avoir une vue d'ensemble sur les antennes et les phénomènes liés à leurs fonctionnements. Toutefois pour une meilleure connaissance de l'antenne il est nécessaire de connaître ses caractéristiques. Chose que nous allons voir dans le chapitre suivant.

CHAPITRE II

CARACTERISTIQUES GENERALES DES ANTENNES

II.1 INTRODUCTION :

Dans ce chapitre seront définies les caractéristiques des antennes utiles pour le dimensionnement des systèmes d'émission réception, aussi bien celles dépendant du champ lointain (diagramme de rayonnement, directivité, vecteur hauteur effective ...) que celle qui dépendent du champ proche (impédance d'entrée, taux d'onde stationnaire...).

Ces caractéristiques sont nécessaires pour décrire les performances de l'antenne.

II.2 DIAGRAMME DE RAYONNEMENT :

Le diagramme de rayonnement est la distribution spéciale (3D) ou dans un plan (2D) d'une grandeur qui caractérise le champ électromagnétique rayonné par l'antenne. Cette distribution peut être exprimée sous forme d'une fonction ou d'une représentation graphique.

En dehors du cas des antennes omnidirectionnelles, les antennes ne rayonnent pas leur puissance d'une façon uniforme dans toutes les directions de l'espace. Il y'a en général une direction de rayonnement privilégiée autour de laquelle se trouve concentrée une grande partie de la puissance rayonnée, des directions de rayonnement secondaires autour desquelles se repartie la fraction de la puissance restante et des directions où la puissance est nulle. La figure II.1 illustre l'exemple d'un diagramme de rayonnement.

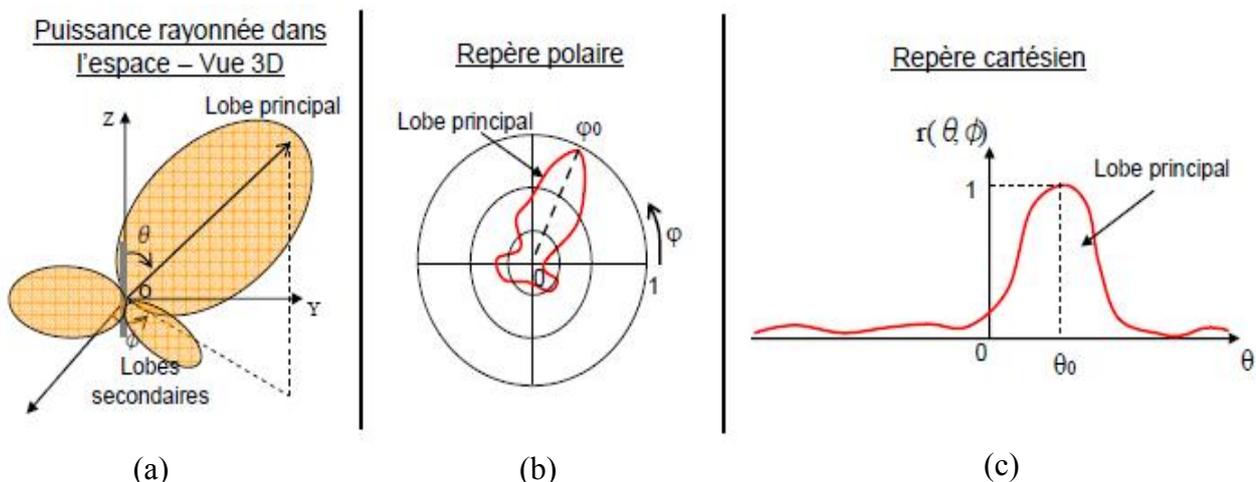


Fig.II.1 Diagramme de rayonnement d'une antenne.

- (a) En 3D.
- (b) Plan vertical en coordonnées cartésiennes.
- (c) Plan vertical en coordonnées polaires

Le tracé du diagramme de rayonnement s'effectue dans un système de coordonnées cartésiennes (figure II.2) de référence (x, y, z) et les composantes du champ rayonné sont généralement exprimées en coordonnées sphériques (r, ϕ, θ) . Le passage d'un système de coordonnées à un autre s'effectue comme suit

$$\begin{bmatrix} \hat{r} \\ \hat{\theta} \\ \hat{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta \cos\varphi & \sin\theta \sin\varphi & \cos\theta \\ \cos\theta \cos\varphi & \cos\theta \sin\varphi & -\sin\theta \\ -\sin\varphi & \cos\varphi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{y} \\ \hat{z} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{y} \\ \hat{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta \cos\varphi & \cos\theta \cos\varphi & -\sin\varphi \\ \sin\theta \sin\varphi & \cos\theta \sin\varphi & \cos\varphi \\ \cos\theta & -\sin\varphi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{r} \\ \hat{\theta} \\ \hat{\phi} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$ et $(\hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\phi})$ sont respectivement les vecteurs unitaires en coordonnées cartésiennes et sphériques

Le point d'observation $M(x, y, z)$ ou $M(r, \theta, \varphi)$ où l'on se propose de déterminer le champ rayonné est défini par

$$\vec{OM} = \vec{r} = r\hat{r} = x\hat{x} + y\hat{y} + z\hat{z} \quad \text{avec} \quad \hat{r} = \vec{r}/|\vec{r}|$$

Tout vecteur \vec{V} peut s'écrire sous la forme

$$\vec{V} = V_x\hat{x} + V_y\hat{y} + V_z\hat{z} = V_r\hat{r} + V_\theta\hat{\theta} + V_\phi\hat{\phi}$$

$$0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ \text{ et } 0^\circ \leq \varphi \leq 360^\circ$$

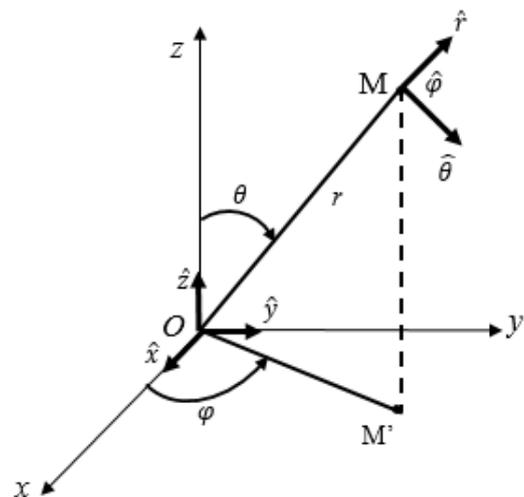


Fig.II.2 Coordonnées cartésiennes et coordonnées sphériques.

Pour tracer le diagramme de rayonnement, les grandeurs généralement utilisées sont proportionnelles à la densité de flux de puissance ou au champ rayonné. On parle alors de diagramme en puissance et de diagramme en champ. Le plus souvent, on utilise les valeurs normalisées de ces grandeurs de telle sorte que le maximum soit égal à l'unité (ou 0 dB).

Ainsi, si $U(\theta, \varphi)$ représente l'intensité de rayonnement d'une antenne dans une direction quelconque définie par $\Delta(\theta, \varphi)$ et $U_0(\theta_0, \varphi_0)$ la valeur maximale de cette grandeur dans la direction privilégiée $\Delta_0(\theta_0, \varphi_0)$, le diagramme de rayonnement est alors la représentation spéciale de la fonction normalisée $r(\theta, \varphi)$ définie par

$$r(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0(\theta_0, \varphi_0)} \quad (3)$$

Le tracé de cette fonction, indépendante de la position (caractéristique propre à l'antenne) est une surface, très souvent pas commode à illustrer en 3D (figure.II 1.a) et à interpréter. On utilise alors des coupes de ce diagramme ; le plus souvent dans des plans particuliers à savoir

- Plan vertical: $\varphi = \text{constante}$, généralement égale à 0^0 (plan xz) ou 90^0 (plan yz) et θ variable (de 0^0 à 180^0) ;
- Plan horizontal: $\theta = \text{constante}$, généralement 90^0 (plan xy) et φ variable (de 0^0 à 360^0) .

On peut également définir un diagramme de rayonnement en champ. La puissance rayonnée étant proportionnelle au carré du champ, la fonction caractéristique normalisée $f_n(\theta, \varphi)$ d'un tel diagramme peut s'écrire alors sous la forme

$$f_n(\theta, \varphi) = \frac{|\vec{E}(r, \theta, \varphi)|}{E_0(r, \theta_0, \varphi_0)} = \sqrt{r(\theta, \varphi)} \quad (4)$$

Le diagramme de rayonnement en champ est une caractéristique qui dépend du champ lointain (onde plane) dont l'amplitude est inversement proportionnelle à la distance OM, c'est la raison pour laquelle $f_n(\theta, \varphi)$ est indépendante de la distance radiale r .

II.2.1 Antenne omnidirectionnelle – Antenne directive

II.2.1.1 Antenne de référence : la source isotrope

La source isotrope est par définition, constituée d'une source ponctuelle qui rayonne une puissance de façon identique dans toutes les directions de l'espace. Dans un milieu homogène et isotrope, l'onde rayonnée est une onde sphérique, c'est-à-dire que les surfaces équiphasées sont des sphères centrées sur cette source (figure.II 3). Bien qu'une telle source n'ait pas de réalité physique (source fictive) dans le domaine des ondes radioélectrique, elle est très utilisée comme source de référence pour quantifier les performances des autres antennes. Projeté dans n'importe quel plan le diagramme de cette source est circulaire.

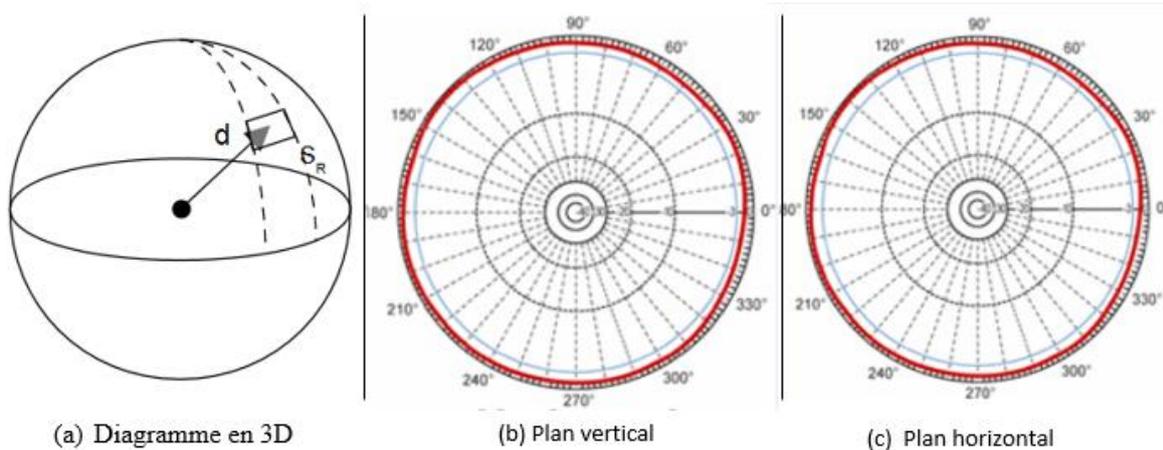


Fig.II.3 Diagramme de rayonnement d'une antenne isotrope.

Si P_t représente la puissance totale émise par l'antenne, la densité surfacique de puissance $W(r)$ à une distance r de la source est indépendante de la direction (θ, φ) et vaut

$$w(r) = \frac{P_t}{4\pi r^2} \quad (\text{W/m}^2) \quad (5)$$

Dans ces conditions, l'intensité de rayonnement et le champ normalisés par rapport à leurs valeurs maximales se réduisent à l'unité :

$$r(\theta, \varphi) = f_n(\theta, \varphi) = 1 \text{ (soit 0 dB)}.$$

II.2.1.2 Antenne directive : cas d'un dipôle demi-onde :

Lorsque le rayonnement d'une antenne n'est pas uniforme, on dit qu'elle présente des propriétés de directivité. En d'autres termes elle rayonne plus dans certaines directions que dans d'autres. C'est le cas par exemple, du dipôle demi onde vertical qui présente un diagramme de forme torique dans le plan du site (plan vertical). On dit qu'elle est directionnelle dans ce plan avec respectivement un rayonnement maximum dans la direction horizontale et un rayonnement nul dans la direction verticale (figure.II.4).

Par contre, une telle antenne rayonne la même quantité d'énergie dans le plan horizontal. On dit alors qu'elle est omnidirectionnelle

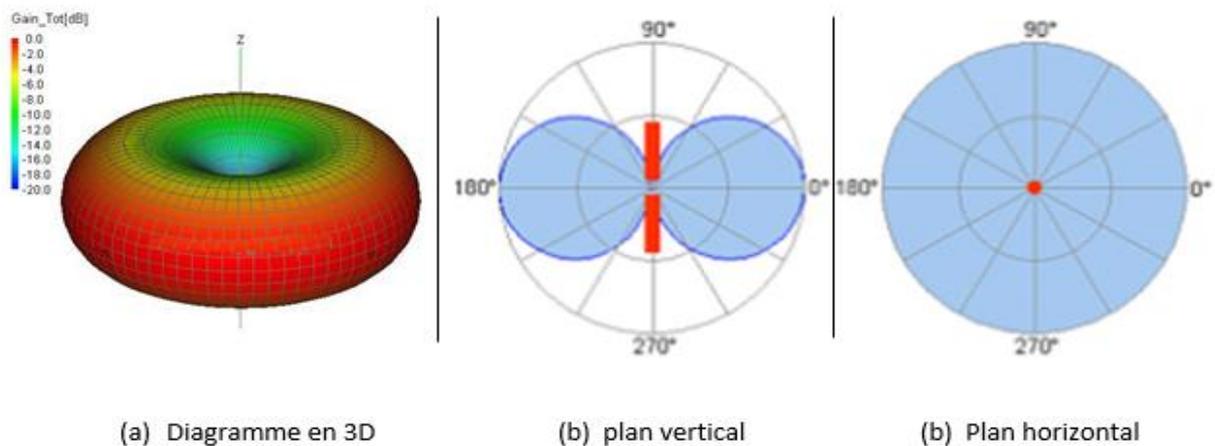


Fig.II.4 Diagramme de rayonnement d'un dipôle demi-onde

II.2.2 Caractéristiques du diagramme de rayonnement :

La figure II.5 donne l'illustration d'un diagramme de rayonnement en puissance d'une antenne directive. En général, un diagramme de rayonnement présente plusieurs lobes séparés par des directions où le rayonnement est nul.

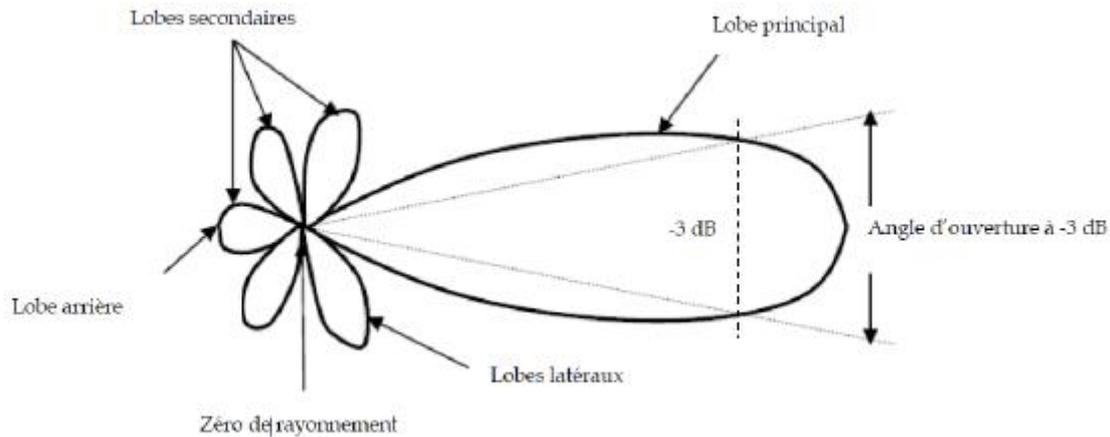


Fig.II.5 Principales caractéristiques d'un diagramme de rayonnement en puissance

- Le lobe principal (main lobe en anglais) est dirigé selon la direction de rayonnement maximal et représente la plus grande partie de la puissance rayonnée par l'antenne. Certains dispositifs rayonnants présentent (deux parfois plusieurs) lobes principaux.
- Les autres lobes sont des lobes secondaires (minor lobe en anglais). Un lobe latéral (side lobe en anglais) est un lobe dans une direction autre que celle souhaitée pour le rayonnement de l'antenne. En général, l'antenne est conçue pour exploiter son rayonnement dans la direction du lobe principal et donc tous les lobes latéraux et arrières sont secondaires.
- L'angle d'ouverture à -3dB (half power beamwidth en anglais) est l'angle entre deux directions où la densité de puissance est la moitié de la valeur maximale. Dans le cas d'un diagramme en champ, cet angle est défini par l'écart angulaire entre les directions où le champ est égal à $(1/\sqrt{2})$ fois sa valeur maximale.
- La largeur du lobe principal est l'écart angulaire entre les deux premiers zéros de part et d'autre du lobe principal.
- L'importance des lobes latéraux est quantifiée par le rapport du niveau du premier lobe secondaire par rapport à celui du lobe principal. Ce rapport (side lobe level en anglais ou *SLL*) est généralement exprimé en dB. Les lobes secondaires représentent généralement le rayonnement dans les directions indésirables et, par conséquent, leur niveau doit être minimisé. Une antenne dont le *SLL* est inférieur ou égal à -20 dB par rapport au niveau du lobe principal (dont le niveau de référence est pris égal à 0 dB), peut être considérée comme très satisfaisante dans beaucoup d'application. Une antenne ayant un mauvais *SLL* présente les inconvénients suivants :
 - En émission, elle rayonnerait dans des directions indésirables et engendrait alors une dégradation du rendement de la station d'émission.
 - En réception, on pourrait recevoir des signaux indésirables avec un niveau assez élevé (clutters dans le cas du radar) et il en résulterait des problèmes sérieux d'interférence.

Toutefois, la diminution de la valeur du SLL entrainerait un élargissement de l'angle d'ouverture Θ_{3dB} et, par conséquent, une diminution de la directivité de l'antenne. Le problème entre le *SLL* et la directivité est un vrai dilemme exactement comme l'est le gain et la bande passante d'un amplificateur.

II.3 VECTEUR DE POYNTING-DENSITE SURFACIQUE DE PUISSANCE :

Avant d'introduire ces deux notions, il est utile de faire un rappel sur la notion d'angle solide

II.3.1 Angle solide :

Avant d'introduire ces deux notions, il est utile de faire un rappel sur la notion d'angle solide. L'angle solide se mesure en stéradian (sr). Un stéradian est la mesure d'un angle solide de sommet O, centre d'une sphère de rayon r, qui intercepte une surface égale à r^2 (figure 6)

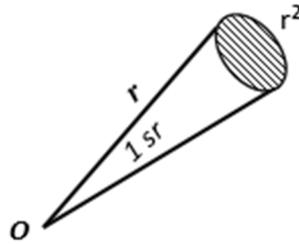


Fig.II.6 Représentation d'un angle solide

On a donc

$$\left. \begin{array}{l} 1 \text{ sr} \text{ -----} \rightarrow r^2 \\ \Omega \text{ -----} \rightarrow s \end{array} \right\} S = r^2 \Omega$$

Ω étant l'angle solide

D'où $ds = r^2 d\Omega$

En coordonnées cartésiennes, on a

$$ds = (r d\theta) (r \sin\theta d\varphi) = r^2 \sin\theta d\theta d\varphi$$

$$ds = \frac{ds}{r^2} \sin\theta d\theta d\varphi$$

$$d\Omega = \sin\theta d\theta d\varphi$$

II.3.2 Vecteur de Poynting :

Les ondes électromagnétiques sont utilisées pour transporter des informations d'un point à un autre. Il est donc naturel d'associer au champ électromagnétique une puissance et une énergie.

La grandeur utilisée pour quantifier la puissance d'une onde électromagnétique est le vecteur de Poynting instantané défini par

$$\vec{\mathfrak{N}}(M, t) = \vec{\varepsilon}(M, t) \wedge \vec{\mathcal{H}}(M, t)$$

Où $\vec{\mathfrak{N}}(M, t)$: vecteur de Poynting instantané (W/m²).

$\vec{\varepsilon}(M, t)$: Champ électrique instantané (V/m).

$\vec{\mathcal{H}}(M, t)$: Champ magnétique instantané (A/m).

Le vecteur de Poynting est donc homogène à une densité surfacique de Puissance (W/m²). Son flux à travers un élément de surface représentera la puissance traversant cet élément de surface

$$dP = \vec{\mathfrak{N}}(M, t) \cdot d\vec{s} \quad (7)$$

Et pour une surface quelconque S, la puissance la traversant est égale à

$$P = \iint_S \vec{\mathfrak{N}}(M, t) \cdot d\vec{s} \quad (8)$$

II.3.3 Densité surfacique de puissance :

La densité surfacique de puissance d'une onde électromagnétique est égale à la grandeur du vecteur de Poynting :

$$\vec{\mathfrak{N}}(M, t) = \vec{\varepsilon}(M, t) \wedge \vec{\mathcal{H}}(M, t) \quad (9)$$

La puissance traversant une surface S est donc égale au flux du vecteur de Poynting à travers cette surface :

$$P = \iint_S \vec{\mathfrak{N}}(M, t) \cdot d\vec{s} = \iint_S \vec{\mathfrak{N}}(M, t) \cdot d\vec{s} \quad (10)$$

En régime harmonique du temps, on a

$$\vec{\varepsilon}(M, t) = R_e[\vec{E}(M, t)] = R_e[\vec{E}(M)e^{j\omega t}] \quad (11)$$

$$\vec{\varepsilon}(M, t) = R_e\{[\vec{E}_r(M) + j\vec{E}_i(M)] [\cos \omega t + j \sin \omega t]\} \quad (12)$$

Donc le champ électrique réel instantané est

$$\vec{\varepsilon}(M, t) = \vec{E}_r(M) \cos \omega t + \vec{E}_i(M) \sin \omega t \quad (13)$$

Il est de même pour le champ magnétique réel instantané

$$\vec{\mathcal{H}}(M, t) = \vec{H}_r(M) \cos \omega t + \vec{H}_i(M) \sin \omega t \quad (14)$$

Le vecteur de Poynting instantané est donc

$$\vec{\mathfrak{N}}(M, t) = (\vec{E}_r \wedge \vec{H}_r) \cos^2 \omega t + (\vec{E}_i \wedge \vec{H}_i) \sin^2 \omega t \quad (15)$$

La valeur moyenne du vecteur de Poynting est

$$\langle \vec{\mathcal{N}}(M, t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T \vec{\mathcal{N}}(M, t) dt \quad (16)$$

Et comme la valeur moyenne de $\cos^2 \omega t$ et celle de $\sin^2 \omega t$ sont toutes les deux égales à $\frac{1}{2}$, celle de $\sin \omega t \cos \omega t$ étant nulle, on a

$$\langle \vec{\mathcal{N}}(M, t) \rangle = \frac{1}{2} [\vec{E}_r \wedge \vec{H}_r + \vec{E}_i \wedge \vec{H}_i] \quad (17)$$

On remarquant que

$$\begin{aligned} \vec{E} \wedge \vec{H}^* &= (\vec{E}_r + j\vec{E}_i) \wedge (\vec{H}_r - j\vec{H}_i) \\ &= (\vec{E}_r \wedge \vec{H}_r + \vec{E}_i \wedge \vec{H}_i) + j(\vec{E}_i \wedge \vec{H}_r - \vec{E}_r \wedge \vec{H}_i) \end{aligned} \quad (18)$$

Et donc que

$$(\vec{E}_r \wedge \vec{H}_r + \vec{E}_i \wedge \vec{H}_i) \equiv R_e[\vec{E} \wedge \vec{H}^*]$$

On arrive à

$$\langle \vec{\mathcal{N}}(M, t) \rangle = \frac{1}{2} [\vec{E} \wedge \vec{H}^*] = R_e[\vec{E}_{eff} \wedge \vec{H}_{eff}^*] \quad (19)$$

Cette valeur moyenne représente la densité surfacique de puissance active. La partie imaginaire représente la densité surfacique de puissance réactive.

La valeur moyenne de la puissance active traversant une surface S est donc

$$P_{moy} = \frac{1}{2} R_e[\vec{E} \wedge \vec{H}^*] \cdot d\vec{s} \quad (20)$$

II.4. INTENSITE DE RAYONNEMENT :

II.4.1 Champ dans la zone en champ lointain :

Dans cette zone, l'amplitude associée au champ électrique s'écrit

$$\vec{E}(M) = \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{E}(\theta, \varphi) \quad (21)$$

Il en est de même pour le champ magnétique :

$$\vec{H}(M) = \frac{1}{\eta} \vec{\mu}_r \wedge \vec{E}(M) = \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{\eta} \vec{\mu}_r \wedge \vec{E}(\theta, \varphi) \quad (22)$$

$$\vec{H}(M) = \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{H}(\theta, \varphi) \text{ avec } \vec{H}(\theta, \varphi) = \frac{1}{\eta} \vec{\mu}_r \wedge \vec{E}(\theta, \varphi)$$

On remarque que $\vec{E}(M) \perp \vec{H}(M)$; $\vec{E}(M) \perp \vec{\mu}_r$ et $\vec{H}(M) \perp \vec{\mu}_r$

La valeur moyenne du vecteur de Poynting est

$$\langle \vec{\mathcal{N}}(M, t) \rangle = \frac{1}{2} [\vec{E}(M) \wedge \vec{H}^*(M)] \quad (23)$$

Comme

$$\vec{H}^*(M) = \frac{e^{+jkr}}{r} \vec{H}^*(\theta, \varphi) \quad \text{ou} \quad \vec{H}^*(M) = \frac{1}{\eta} \vec{\mu}_r \wedge \vec{E}^*(M)$$

Donc

$$\vec{H}^*(M) = \frac{e^{+jkr}}{r} \frac{1}{\eta} \vec{\mu}_r \wedge \vec{H}^*(M)$$

D'où

$$\langle \vec{\mathfrak{N}}(M, t) \rangle = \frac{1}{2} R_e \left\{ \frac{e^{-jkr}}{r} \wedge \vec{E}(\theta, \varphi) \wedge \left[\frac{e^{+jkr}}{r} \frac{1}{\eta} \vec{\mu}_r \wedge \vec{E}^*(\theta, \varphi) \right] \right\}$$

Après simplification on obtient :

$$\langle \vec{\mathfrak{N}}(M, t) \rangle = \frac{1}{r^2} \frac{1}{2\eta} |\vec{E}(\theta, \varphi)|^2 \vec{\mu}_r \quad (24)$$

II.4.2 Intensité de rayonnement :

On remarque que la variable r est séparée des variables angulaires θ et φ dans l'expression de la valeur moyenne du vecteur de Poynting. Cette dernière décroît en $\frac{1}{r^2}$ comme l'exige la conservation de l'énergie. Afin de s'affranchir de cette dépendance et de ne garder que la dépendance en θ et φ , on définit l'intensité de rayonnement d'une antenne par

$$\Psi(\theta, \varphi) \equiv |\langle \vec{\mathfrak{N}}(M, t) \rangle| r^2 \quad (25)$$

C'est un paramètre de l'antenne dans la zone en champ lointain. L'intensité de rayonnement s'écrit aussi

$$\Psi(\theta, \varphi) = \frac{1}{2\eta} |\vec{E}(\theta, \varphi)|^2 \quad (26)$$

II.4.3 Puissance Totale rayonnée par une antenne :

Elle est égale au flux de la valeur moyenne du vecteur de Poynting à travers une surface fermée quelconque ; on prendra alors une surface d'une sphère de rayon suffisamment grand pour être dans la zone en champ lointain. On a donc.

$$P_r \triangleq \oiint \langle \vec{\mathfrak{N}}(M, t) \rangle \cdot d\vec{s} \quad (27)$$

$$P_r \triangleq \oiint |\langle \vec{\mathfrak{N}}(M, t) \rangle| \vec{\mu}_r \cdot d\vec{s}$$

Et comme par définition de l'angle solide élémentaire, on a

$$P_r \triangleq \frac{d\vec{s} \cdot \vec{\mu}_r}{r^2} \rightarrow \vec{\mu}_r \cdot d\vec{s} = r^2 d\Omega \quad (28)$$

En coordonnées sphériques (r, θ, φ) on a :

$$d\Omega = \sin\theta \, d\theta \, d\varphi \quad (29)$$

Donc $\vec{\mu}_r \cdot d\vec{s} = r^2 \sin\theta d\theta d\varphi$ et par conséquent

$$P_r \triangleq \int_0^{2\pi} \int_0^\pi | \langle \vec{N}(M, t) \rangle | r^2 \sin\theta d\theta d\varphi \quad (30)$$

Que l'on peut écrire en fonction de l'intensité de rayonnement $\Psi(\theta, \varphi)$

$$P_r = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \Psi(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi \quad (31)$$

$\Psi(\theta, \varphi)$ est donc homogène à une puissance rayonnée par unité d'angle solide ; elle s'exprime donc en « **watts/stéradians** » = **w/sr**.

On peut également l'exprimer en fonction de $\vec{E}(\theta, \varphi)$:

$$P_r \triangleq \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2\eta} |\vec{E}(\theta, \varphi)|^2 \sin\theta d\theta d\varphi \quad (32)$$

Cette puissance ne dépend pas du rayon de la sphère d'intégration comme il se doit pour la conservation de l'énergie. La décroissance en $1/r$ des champs en champ lointain est donc dictée par la conservation de l'énergie.

II.4.4 Résistance de rayonnement d'une antenne :

Par analogie à la puissance dissipée par effet joule, on définit la résistance de rayonnement d'une antenne par :

$$P_r \triangleq R_r I_{eff}^2 \quad \text{avec} \quad R_r = \frac{1}{I_{eff}^2} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2\eta} |\vec{E}(\theta, \varphi)|^2 \sin\theta d\theta d\varphi \quad (33)$$

Pour une antenne, plus grande est sa résistance de rayonnement mieux elle rayonne.

II.5 DIRECTIVITE D'UNE ANTENNE :

La directivité $D(\theta, \varphi)$ d'une antenne, dans une direction donnée $\Delta(\theta, \varphi)$, est le quotient de l'intensité de rayonnement dans cette direction par la valeur moyenne de cette intensité de rayonnement pour toutes les directions de l'espace, c'est à dire

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\Psi(\theta, \varphi)}{\frac{1}{4\pi} \oint \Psi(\theta, \varphi) d\Omega} \quad (34)$$

En remarquant que la somme au dénominateur est la puissance totale rayonnée par l'antenne ($P_r = \oint \Psi(\theta, \varphi) d\Omega$), la directivité s'écrit aussi

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi \Psi(\theta, \varphi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \Psi(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi} \quad (35)$$

Note : pour une antenne ISOTROPE, $| \langle \vec{N} \rangle |_{iso}$ est indépendant de la direction θ et φ , on a alors $P_r \triangleq \oint | \langle \vec{N}(M, t) \rangle |_{iso} \cdot d\vec{s}$ et pour une surface d'une sphère suffisamment grand mais fixe on aura

$$| \langle \vec{N} \rangle |_{iso} = \frac{P_r}{4\pi r^2} \quad (36)$$

II.6. RENDEMENT D'UNE ANTENNE :

Le rendement d'une antenne est, par définition, le rapport entre la puissance totale rayonnée et la puissance d'alimentation, on le note η_R (à ne pas confondre avec $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$)

$$\eta_R = \frac{P_r}{P_a} = \frac{\text{puissance totale rayonnée}}{\text{Puissance d'alimentation}} \quad (37)$$

$$\eta_R = \frac{P_r \triangleq \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2\eta} |\vec{E}(\theta, \varphi)|^2 \sin\theta \, d\theta \, d\varphi}{P_a}$$

II.7 GAIN D'UNE ANTENNE :

a. **Le gain absolu** d'une antenne dans une direction $\Delta(\theta, \varphi)$ est par définition

$$G(\theta, \varphi) = \eta_R D(\theta, \varphi) \quad (38)$$

Où η_R est le rendement de l'antenne

(3) $D(\theta, \varphi)$ est sa directivité dans la direction $\Delta(\theta, \varphi)$

b. **Le gain relatif** d'une antenne par rapport à une autre antenne, dite antenne de référence, est égal au rapport des gains absolus de ces deux antennes

$$G_r(\theta, \varphi) = \frac{G(\theta, \varphi)}{G(\theta, \varphi)_{\text{référence}}} \quad (39)$$

c. **Le gain** d'une antenne, tout court, sans préciser la direction est réservé au gain dans la direction de rayonnement maximal, il est noté **G**.

Remarque : le plus souvent surtout aux fréquences élevées, le rendement ($\eta_R=1$) est très voisin de l'unité et l'on confond le gain et la directivité.

II.8. VECTEUR HAUTEUR EFFECTIVE

Le vecteur hauteur effective d'une antenne est une grandeur vectorielle complexe, définie par

$$\vec{h}_e(\theta, \varphi) = h_{e\theta}(\theta, \varphi)\hat{\theta} + h_{e\varphi}(\theta, \varphi)\hat{\varphi} \quad (40)$$

C'est donc une caractéristique dépendant du champ lointain auquel elle est reliée par l'équation

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi) = E_\theta(r, \theta, \varphi)\hat{\theta} + E_\phi(r, \theta, \varphi)\hat{\phi} = -j\frac{k\eta}{4\pi}I_n\Psi(r)\vec{h}_e(\theta, \varphi) \quad (41)$$

I_n étant le courant à l'entrée de l'antenne.

Pour une antenne de réception, de vecteur hauteur effective $\vec{h}_e(\theta, \varphi)$ recevant un champ incident $\vec{E}(r, \theta, \varphi)$, la force électromotrice induite à vide aux bornes de cette antenne est

$$v_{oc} = \vec{E}^i(\theta, \varphi) \cdot \vec{h}_e(\theta, \varphi) \quad (42)$$

En écrivant que

$$\begin{aligned} \vec{E}^i(\theta, \varphi) &= E^i(\theta, \varphi) \cdot E^i(\theta, \varphi)\hat{e}_i \\ \vec{h}_{er}(\theta, \varphi) &= h_{er}(\theta, \varphi) \cdot h_{er}(\theta, \varphi)\hat{e}_r \end{aligned}$$

\hat{e}_i et \hat{e}_r étant les vecteurs unitaires indiquant respectivement les polarisations du champ $\vec{E}^i(\theta, \varphi)$ et de l'antenne de réception. On définit les pertes par polarisation par le paramètre PLF (polarisation loss factor en anglais) défini comme suit

$$PLF = |\hat{e}_i \cdot \hat{e}_r|^2 \quad (43)$$

II.9 POLARISATION D'UNE ANTENNE :

La polarisation d'une antenne est la propriété décrivant la variation temporelle de la direction et du module du vecteur champ électrique \vec{E} rayonné par cette antenne. Elle est caractérisée par la courbe décrite dans le temps par l'extrémité de ce vecteur et observée à partir de la direction de propagation.

La polarisation peut être linéaire, circulaire ou elliptique. Si le vecteur du champ électrique \vec{E} garde une direction constante (possédant donc une seule composante), la polarisation est dite **linéaire** ou **rectiligne**. C'est le cas de la majorité des antennes filaires. Dans le cas général, \vec{E} décrit une ellipse et la polarisation est alors dite **elliptique**. Les polarisations circulaire et linéaire sont des cas particuliers de la polarisation elliptique et sont obtenus respectivement lorsque l'ellipse devient une droite ou un cercle.

Considérons une onde plane se propageant sans la direction (+z) dont le champ électrique instantané \vec{E} s'écrit :

$$\vec{E}(z, t) = \varepsilon_x(z, t)\hat{x} + \varepsilon_y(z, t)\hat{y} \quad (44)$$

Avec

$$\varepsilon_x(z,t) \hat{x} = [E_{ox} e^{j(w(\omega t - kz + \varphi_x))}] = \mathcal{E}_{ox} \cos(\omega t - kz + \varphi_x) \quad (45a)$$

$$\varepsilon_y(z,t) \hat{y} = [E_{oy} e^{j(w(\omega t - kz + \varphi_y))}] = \mathcal{E}_{oy} \cos(\omega t - kz + \varphi_y)$$

\mathcal{E}_{ox} et \mathcal{E}_{oy} étant des amplitudes maximales (réels positifs), φ_x et φ_y les phases initiales. La polarisation de l'onde est déterminée par ces quatre paramètres :

Comme on s'intéresse à la variation temporelle du champ \vec{E} , on peut effectuer l'étude de la polarisation en posant $z=0$ dans (36a) et obtenir :

$$\varepsilon_x(z,t) = \mathcal{E}_{ox} \cos(\omega t + \varphi_x) \quad (45b)$$

$$\varepsilon_y(z,t) = \mathcal{E}_{oy} \cos(\omega t + \varphi_y)$$

II. 9.1 Polarisation linéaire horizontale ou verticale:

La polarisation linéaire (appelée également polarisation rectiligne) est la plus simple à étudier. C'est celle d'un champ électromagnétique dont l'orientation reste la même au cours de la propagation (figure II.7). Le champ électrique est parallèle au vecteur \vec{u}_x et le champ magnétique est parallèle au vecteur unitaire \vec{u}_y . Le vecteur de propagation \vec{k} est alors parallèle au vecteur unitaire \vec{u}_z .

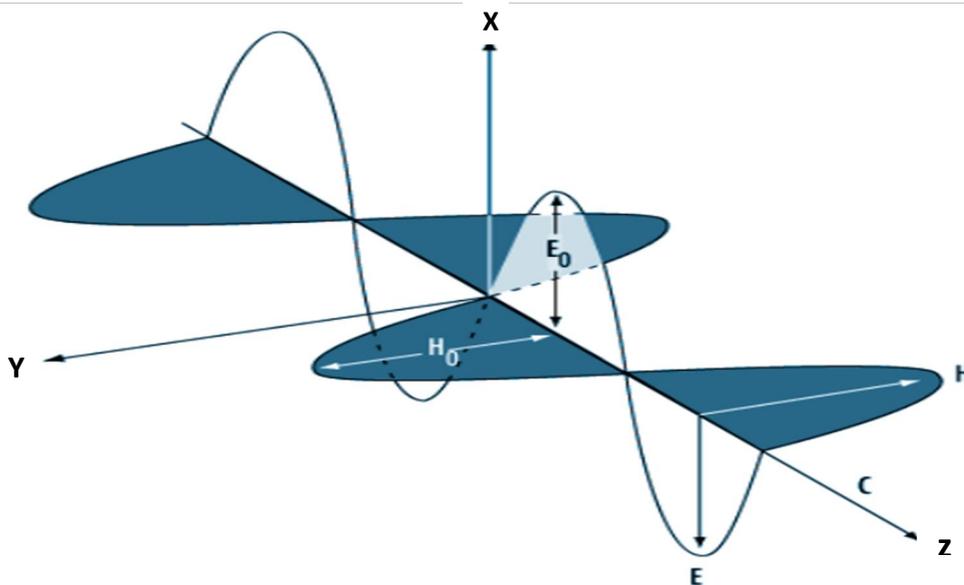
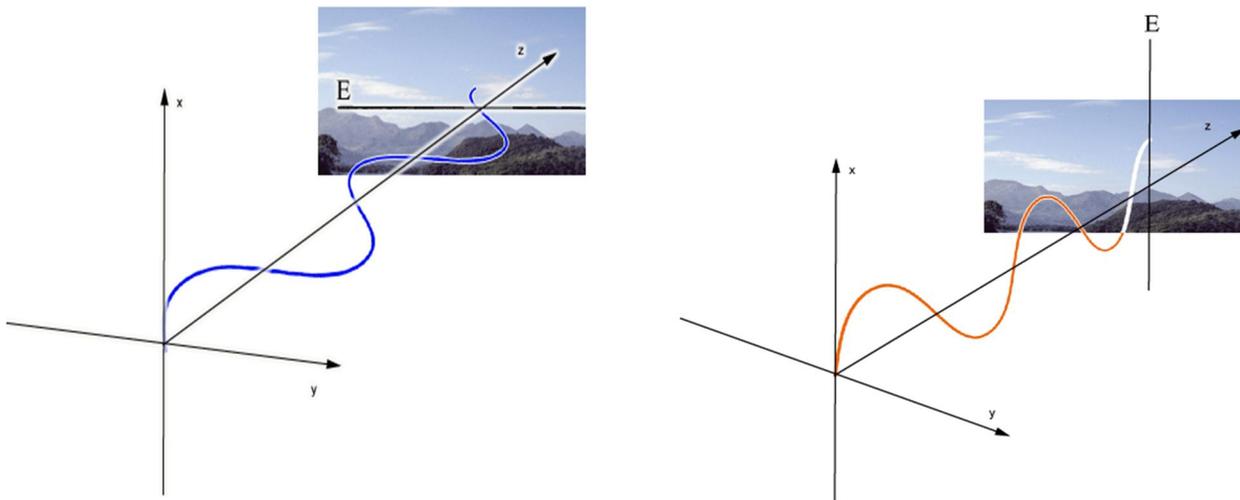


Fig.II.7 Champ électromagnétique d'une onde polarisée linéairement

Lorsque l'une des composantes du champ formulé par (45b) est nulle, il est évident que la polarisation est linéaire (horizontale selon l'axe Ox ou verticale selon l'axe Oy). Ce cas est illustré par la figure II.8



Polarisation horizontale

Polarisation verticale

Fig.II.8 Polarisation linéaire horizontale et verticale.

Afin de connaître la polarisation dans les autres cas, on calcule d'abord le déphasage entre les deux composants du champ électrique \vec{E} , soit

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x$$

II. 9.1.1 Polarisation linéaire dans une direction quelconque :

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = n\pi \quad (n = 0, 2, 3 \dots) \quad (46)$$

Dans ce cas les deux composantes sont liées par la relation

$$\mathcal{E}_y = (-1)^n \left(\frac{\epsilon_{oy}}{\epsilon_{ox}} \right) \mathcal{E}_x \quad (47)$$

Ce cas est illustré par la figure 9.

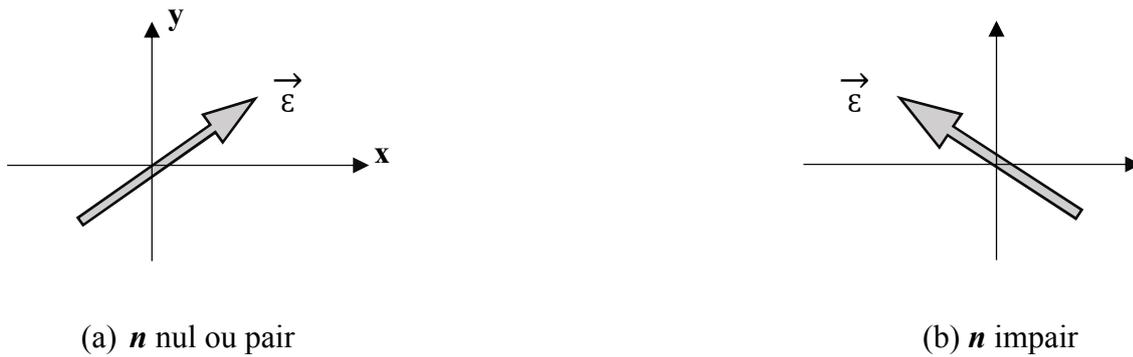


Fig.II.9 Polarisation linéaire quelconque

L'onde polarisée linéairement selon la figure II.9 résulte de la superposition de deux ondes qui se propagent en phase. Le vecteur résultant est situé dans les cadrans 1 et 3 du repère xy . Par contre, si les deux ondes sont en opposition de phase, alors la résultante sera dans les cadrans 2 et 4 du repère xy conformément à la figure 9b.

II. 9.1.2 Polarisation TE et TM :

Une autre façon de définir la polarisation rectiligne est de repérer les champs par rapport au plan d'incidence, défini par la direction d'incidence et la normale au plan vers lequel se dirige l'onde. Lorsque le champ électrique est perpendiculaire au plan d'incidence, la polarisation est dite **transverse électrique** (TE). Si au contraire, elle est dans ce plan, c'est le champ magnétique qui est perpendiculaire au plan d'incidence. La polarisation est dite dans ce cas **transverse magnétique** (TM).

II.9.2 Polarisation circulaire :

La polarisation est circulaire (figure.II.10) lorsque les amplitudes des deux composantes du champ électrique \vec{E} sont égales et leur déphasage $\Delta\varphi$ est un multiple impair de $\pi/2$, conditions qui peuvent être formulées comme suit :

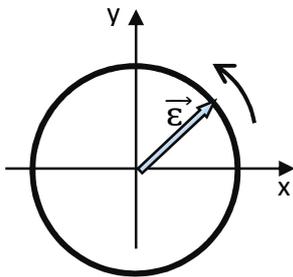
$$\mathcal{E}_{oy} = \mathcal{E}_{ox} = \mathcal{E}_o \quad (48a)$$

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = \begin{cases} + (2n+1) \pi / 2 & \text{sens horaire CW} \\ - (2n+1) \pi / 2 & \text{sens antihoraire CCW} \end{cases} \quad (n = 0, 1, 2, 3 \dots) \quad (48b)$$

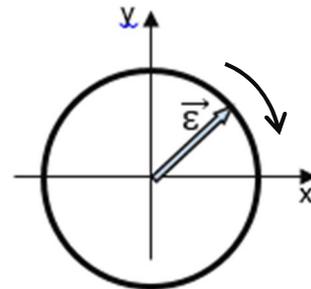
L'extrémité du champ électrique \vec{E} décrit un cercle dans le plan xy dont le sens de rotation dépend du signe du déphasage temporel $\Delta\varphi$ (Figure 10) et du sens de polarisation de l'onde. Si le champ tourne dans le sens antihoraire (*counterclockwise* ou *CCW* en anglais) pour un observateur qui regarde l'onde s'approcher de lui (- de la relation 39b), on parle de polarisation circulaire gauche. Dans le cas contraire (signe+ de la relation 39b), la polarisation est alors dite circulaire droite (*clockwise* ou *CW* en anglais).

Compte tenu de la relation (45), la relation (48b) peut alors s'écrire

$$\mathcal{E}_x^2 + \mathcal{E}_y^2 = \mathcal{E}_o^2 \tag{49}$$



Polarisation circulaire gauche



Polarisation circulaire droite

Fig.II.10 Polarisation circulaire.

II.9.3. Polarisation elliptique :

On parle de polarisation elliptique centrée lorsque les amplitudes des deux composantes du champ électrique \vec{E} sont différentes et que leur déphasage $\Delta\varphi$ est un multiple impair de $\pi/2$, soit

$$\mathcal{E}_{oy} \neq \mathcal{E}_{ox} \tag{50a}$$

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = \begin{cases} + (2n+1) \pi / 2 & \text{sens horaire CW} \\ - (2n+1) \pi / 2 & \text{sens antihoraire CCW} \end{cases} \quad (n = 0, 1, 2, 3 \dots) \tag{50b}$$

Dans ces conditions les composantes du champ sont liées par l'équation

$$\frac{(\mathcal{E}_x)^2}{(\mathcal{E}_{ox})^2} + \frac{(\mathcal{E}_y)^2}{(\mathcal{E}_{oy})^2} = 1 \tag{51}$$

C'est bien l'équation d'une ellipse centrée (figure.II.11) et dont le sens de rotation du champ $\vec{\mathcal{E}}$ est analogue à celui de la polarisation circulaire.

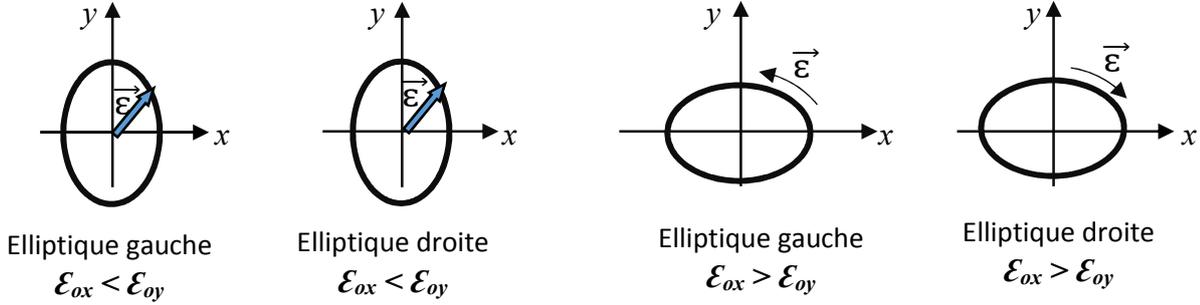


Fig.11 Polarisation elliptique centrée.

Pour un déphasage $\Delta\varphi$ quelconque, l'extrémité du vecteur champ électrique $\vec{\mathcal{E}}$ décrit dans le temps une ellipse inclinée (figure.II.12) d'équation

$$\frac{(\mathcal{E}x)^2}{(\mathcal{E}ox)^2} + \frac{(\mathcal{E}y)^2}{(\mathcal{E}oy)^2} - 2 \left[\frac{\mathcal{E}x}{\mathcal{E}ox} \right] \left[\frac{\mathcal{E}y}{\mathcal{E}oy} \right] \cos \Delta\varphi = \sin^2 \Delta\varphi \quad (52)$$

Cette ellipse peut avoir n'importe quelle forme et n'importe quelle inclinaison caractérisées respectivement par le rapport axial RA et l'angle d'inclinaison τ qui s'écrivent

$$RA = \frac{OA}{OB} \quad (1 \leq RA \leq \infty) \quad (53a)$$

$$\tau = \frac{1}{2} \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{2 \mathcal{E}_{ox} \mathcal{E}_{oy}}{\mathcal{E}_{ox}^2 - \mathcal{E}_{oy}^2} \cos \Delta\varphi \right] \quad (53b)$$

Avec

$$\begin{cases} OA = \left[\frac{1}{2} \left\{ \mathcal{E}_{ox}^2 + \mathcal{E}_{oy}^2 + [\mathcal{E}_{ox}^4 + \mathcal{E}_{oy}^4 + 2\mathcal{E}_{ox}^2 \mathcal{E}_{oy}^2 \cos(2\Delta\varphi)]^{1/2} \right\} \right]^{1/2} \\ OB = \left[\frac{1}{2} \left\{ \mathcal{E}_{ox}^2 + \mathcal{E}_{oy}^2 - [\mathcal{E}_{ox}^4 + \mathcal{E}_{oy}^4 + 2\mathcal{E}_{ox}^2 \mathcal{E}_{oy}^2 \cos(2\Delta\varphi)]^{1/2} \right\} \right]^{1/2} \end{cases} \quad (53c)$$

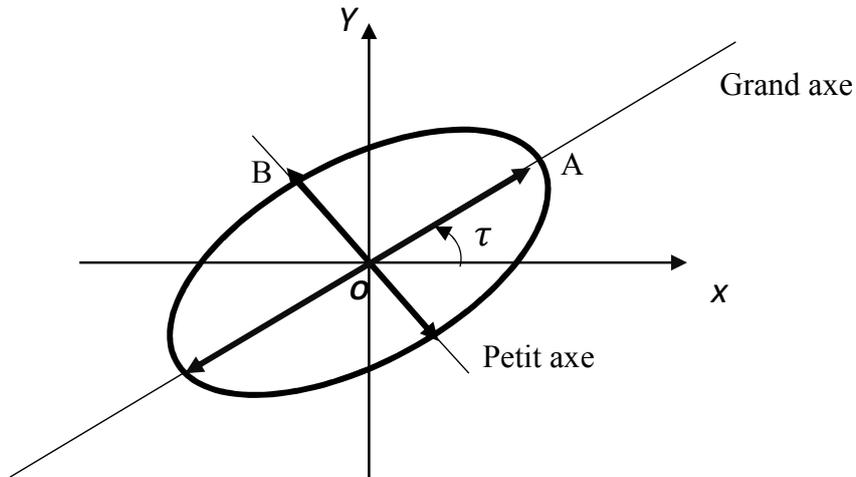


Fig.II.12 Polarisation elliptique quelconque.

Le tableau 1 résume les différents états de polarisation d'une antenne :

| $\Delta\varphi$ (deg.) | 0 | 45 | 90 | 135 | 180 | 255 | 270 | 315 |
|---------------------------------------|---|---------------------|----|-----|-----|---------------------|-----|-----|
| $\mathcal{E}_{ox} = 0$ | | ↑ | ↑ | ↑ | ↑ | ↑ | ↑ | ↑ |
| $\mathcal{E}_{oy} = 0$ | → | → | → | → | → | → | → | → |
| $\mathcal{E}_{ox} < \mathcal{E}_{oy}$ | ↗ | ↻↗ | ○↑ | ↻↗ | ↖ | ↻↖ | ○↓ | ↻↖ |
| $\mathcal{E}_{ox} > \mathcal{E}_{oy}$ | → | ↻↑ | ↻↑ | ↻↑ | ← | ↻↓ | ↻↓ | ↻↓ |
| $\mathcal{E}_{ox} = \mathcal{E}_{oy}$ | ↗ | ↻↑ | ○↑ | ↻↑ | ↖ | ↻↓ | ○↓ | ↻↓ |
| Rotation | | Polarisation gauche | | | | Polarisation droite | | |

Table II.1 Différents états de polarisation d'une antenne

II.9.4 Vecteur de base complexe :

Très souvent, pour décrire la polarisation d'une onde (ou d'une antenne), on utilise une base mieux adaptée, constituée de deux vecteurs unitaire (\hat{e}_+ , \hat{e}_-), défini comme suit :

$$\hat{e}_+ = \frac{1}{\sqrt{2}}(\hat{x} + j\hat{y}) \quad \text{et} \quad \hat{e}_- = \frac{1}{\sqrt{2}}(\hat{x} - j\hat{y}) \quad (54)$$

Ainsi une onde plane uniforme se propageant selon l'axe z (dans le sens positif) à polarisation circulaire gauche peut être décrite tout simplement par

$$\vec{\epsilon}(z, t) = \epsilon_0 \cos(\omega t - kz) \hat{e}_- \quad (55)$$

Si cette onde est à polarisation linéaire elle peut toujours s'écrire sous la forme

$$\vec{\epsilon}(z, t) = \epsilon_0 \cos(\omega t - kz) \hat{e} \quad (56)$$

Où \hat{e} est un vecteur unitaire réel résultant d'une combinaison linéaire de \hat{e}_+ et de \hat{e}_- , qui s'écrit

$$\hat{e} = e^{ja} \hat{e}_+ e^{-ja} \hat{e}_- \quad (57)$$

On peut donc considérer une onde à polarisation linéaire comme une combinaison linéaire de deux ondes à polarisation circulaire de phases opposées. Ce constat est très important lorsque on étudie les milieux anisotropes.

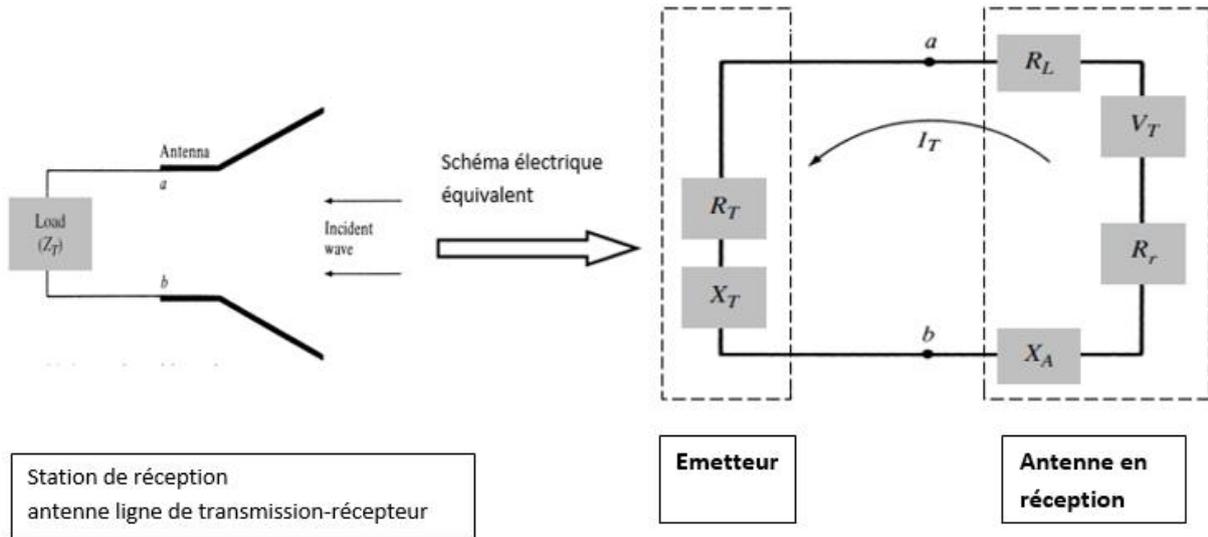
II.10. IMPEDANCE D'ENTREE D'UNE ANTENNE :

L'impédance d'entrée d'une antenne caractérise la charge apportée par cette antenne au circuit d'excitation. Pour évaluer cette impédance, on assume une antenne en émission. L'antenne est alors considérée comme une charge à l'entrée de laquelle existent un courant I_{in} et une tension V_{in} . Le rapport de ces deux quantités, sans charge attachée, fournit l'impédance Z_{in}

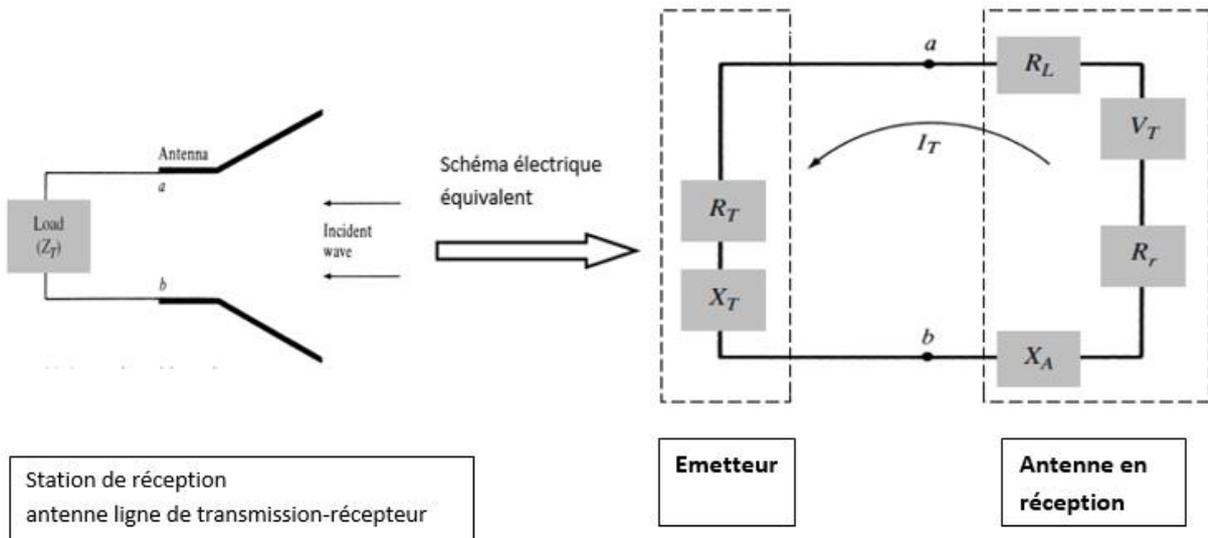
$$\bar{Z}_a = \frac{\bar{V}_{in}}{\bar{I}_{in}} = R_a + jX_a \quad (58)$$

Le cas le plus simple est celui des antenne pour lesquelles on peut définir deux bornes d'entrée (notées a et b) telles qu'en régime d'émission, il existe entre elle une tension V_{in} lorsque circule un courant I_{in} (figure.II.13.a).

L'antenne peut alors être représentée par un dipôle, au sens de la théorie des circuits. La figure.II.13.b donne le circuit équivalent en réception. Les forces électromotrices V_g et V_t sont les tensions de Thévenin en circuit ouvert.



(b) Antenne en réception et son schéma équivalent



(b) Antenne en réception et son schéma équivalent

Fig.II.13 Circuits électriques équivalents d’une antenne en émission et en réception.

En émission (figure.II.3), l’antenne est représentée comme une charge terminale, illustrée par une impédance z_a (impédance d’entrée de l’antenne notée souvent Z_{in}), que l’on peut exprimer par

$$Z_{in} = Z_a = R_a + jX_a = (R_r + R_L) + jX_a \quad (59)$$

La partie réelle de Z_{in} , à savoir la Résistance R_a , correspond à la somme de deux résistances notées respectivement R_r et R_L . La résistance R_r matérialise la puissance rayonnée alors que R_L est liée aux pertes par effet de joules. Cette dernière est en générale petite par rapport à la puissance rayonnée pour assurer le fonctionnement optimal de l’antenne. Cependant les pertes par effet de Joules peuvent présenter des valeurs non négligeables en fonction de la

géométrie de l'antenne. Les pertes dans le plan de masse sont aussi à prendre en considération. Quant à la partie imaginaire, illustrée par la réactance X_a , elle représente l'énergie réactive. Ainsi la résistance d'entrée de l'antenne peut s'exprimer

$$R_{in} = R_a = R_r + R_L \quad (60)$$

Supposant que cette antenne soit parcourue par un courant harmonique de la forme

$$i_{in}(t) = I_{in} e^{j\omega t}$$

La puissance P_{in} fournie à l'antenne se décompose en une puissance active P_{ac} et une puissance réactive P_{reac} qui s'écrivent respectivement comme suit

$$\begin{cases} P_{ac} = \frac{1}{2} R_a I_{in}^2 = P_r + P_L = \frac{1}{2} P_r I_{in}^2 + \frac{1}{2} P_L I_{in}^2 \\ P_{reac} = \frac{1}{2} X_a I_{in}^2 \end{cases} \quad (61)$$

Dans le cas d'antennes résonantes, on a $X_a = 0$. Dans ces conditions, la puissance fournie à l'antenne est purement active. $P_{in} = P_{ac} = P_r + P_L$. Le rendement de rayonnement (ou rendement propre de l'antenne), défini par (**), peut s'exprimer

$$\eta_a = \eta_r = \frac{P_r}{P_{in}} = \frac{P_r}{P_r + P_L} = \frac{R_r}{R_{in}} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (62)$$

La résistance de pertes R_L est en générale difficile à évoluer pour des antennes de forme quelconque. Aussi sa détermination s'effectue plutôt de manière expérimentale. Toutefois pour les antennes simples comme les antennes filaires de faible section, cette résistance peut être calculée avec une bonne précision. Il est bien connu qu'en régime continu (*DC*), la résistance ohmique d'un conducteur de longueur l , de section droite S , et de conductivité δ est

$$R_{dc} = \frac{1}{\delta} \frac{l}{S} \quad (63)$$

En hautes fréquences, le courant circule sur une fine couche située au voisinage immédiat de la surface de ce conducteur (courant superficiel), la résistance du conducteur devient alors

$$R_{hf} = \frac{1}{p} R_s = \frac{1}{P} \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\delta}} \quad (64)$$

P est le périmètre de la section droite du conducteur, R_s , sa résistance surfacique, f la fréquence et $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m la perméabilité magnétique en espace libre.

II.11 BANDE PASSANTE D'UNE ANTENNE :

D'une façon générale, la bande passante d'une antenne est la bande de fréquence pour laquelle les performances radioélectriques de cette antenne restent conformes à une norme imposée. Comme les caractéristiques d'une antenne (impédance d'entrée, gain ...) ne varient pas toujours de la même manière, il est donc possible de considérer plusieurs définitions de la bande passante.

- La bande passante est la bande de fréquence pour laquelle la partie réelle de l'impédance d'entrée est supérieure ou égale à 0.707 fois sa valeur maximale. Il est plus commode de représenter l'impédance d'entrée normalisée en abaque de Smith (figure II.14) et de définir la bande passante comme étant la bande de fréquence pour laquelle cette représentation reste confinée dans un cercle de TOS (taux d'onde stationnaire) égal à une certaine valeur imposée (généralement 2).

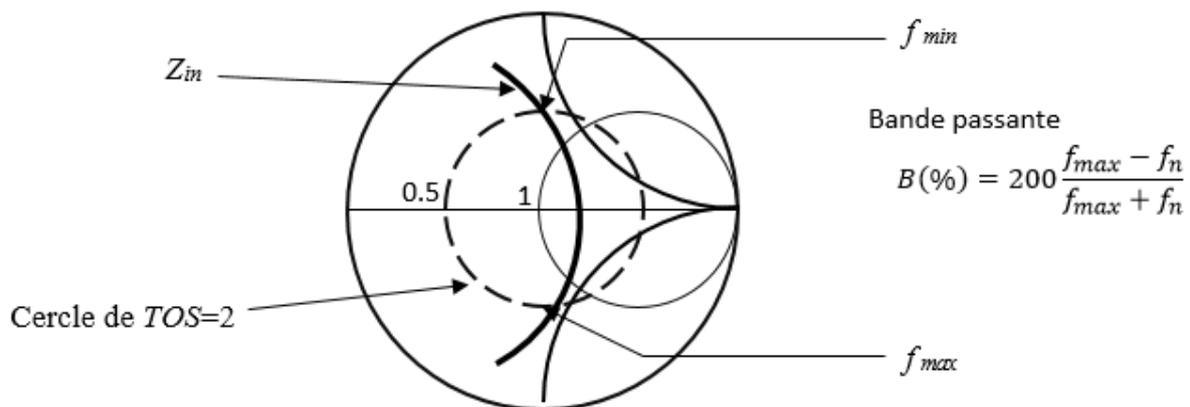


Fig.II 14 Représentation de l'impédance d'entrée en abaque de Smith et détermination de la bande passante pour un TOS égale à 2

- Cette bande peut être définie comme la bande de fréquence pour laquelle la directivité est égale à 3dB en dessous de sa valeur maximale ; ou encore la bande pour laquelle le niveau des lobes secondaire reste inférieur à une limite imposée.

- On peut définir également la bande passante comme étant la bande de fréquence pour laquelle le niveau de la composante croisée ne dépasse pas une valeur imposée (par exemple -20dB par rapport à la composante corolaire).

II.12 AIRE EQUIVALENTE D'UNE ANTENNE :

En émission, une antenne est partout caractérisée par son gain (ou sa directivité). En réception, on utilise plutôt sa performance à recevoir le maximum de puissance véhiculée par l'onde reçue (figure II.15) et qu'on appelle aire équivalente (effective area en anglais).

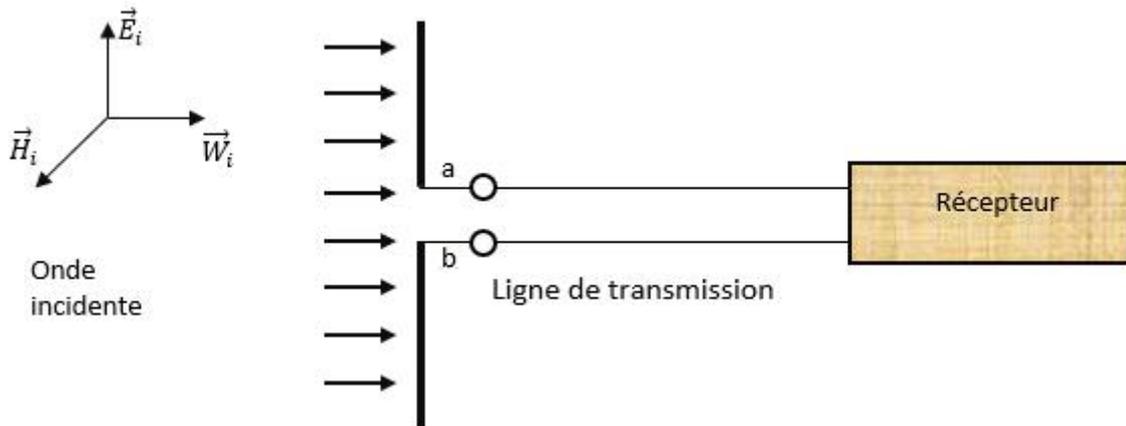


Fig.II.15 Illustration de l'aire équivalente d'une antenne.

L'onde incidente (\vec{E}_i, \vec{H}_i), supposée plane, génère un signal électrique induit qu'on peut représenter par un générateur de Thévenin (v_a, Z_a) délivrant une puissance au récepteur représenté par la charge Z_L (figure 24b). Supposons qu'au niveau de l'antenne de réception, située en un point $M(r, \theta, \varphi)$, règne une densité surfacique de puissance dont le module est $W_i(r, \theta, \varphi)$. L'aire équivalente, notée $A_e(\theta, \varphi)$, de l'antenne, est par définition, la surface qui, en interceptant $W_i(r, \theta, \varphi)$, fournit à la charge Z_L une puissance P_L s'écrit

$$P_L = A_e(\theta, \varphi) W_i(r, \theta, \varphi) \quad (65)$$

12.1 Aire équivalente d'une antenne :

$$A_e = \frac{P_L}{W_i} = \frac{|v_a|^2}{8W_i} \frac{1}{R_a} = \frac{|v_a|^2}{8W_i} \frac{1}{R_r + R_L} \quad (66)$$

II.12.2 Aire équivalente de rayonnement :

Le courant induit au niveau de l'antenne de réception fait qu'une partie de la puissance collectée par celle-ci est rayonnée (ou diffractée). Elle est donc considérée, dans ce sens, comme une perte de puissance et fait chuter le rendement de la station réceptrice. A cette puissance on associe une aire équivalente, notée A_{diff} , qui s'écrit :

$$A_{diff} = \frac{P_{diff}}{W_i} = \frac{|v_a|^2}{8W_i} \frac{R_r}{(R_r + R_L)^2} \quad (67)$$

II.12.3 Aire équivalente de perte dans l'antenne:

Elle est associée à la résistance de perte (Joule et diélectriques) et on peut la formuler de la façon suivante :

$$A_{diff} = \frac{P_{diff}}{W_i} = \frac{|v_a|^2}{8W_i} \frac{R_L}{(R_r + R_L)^2} \quad (68)$$

II.12.4 Aire équivalente totale ou de "captation" :

Associée à la puissance totale P_{tot} délivrée par le générateur v_a , l'aire équivalente totale est

$$A_{etot} = \frac{P_{Ltot}}{W_i} = \frac{|v_a|^2}{8W_i} \frac{1}{(R_r + R_L)} = 2A_e \quad (69)$$

II.13 EQUATION DES TELECOMMUNICATIONS-EQUATION RADAR

Il Est important d'avoir une appréciation du rôle des antennes lorsqu'elles sont employées dans les liaisons radioélectriques et les radars. L'analyse et la conception des systèmes Radar et de communications font appel à l'utilisation de deux équations fondamentales : l'équation des télécommunications de Friis et l'équation Radar.

II.13.1 Équation des télécommunications de Friis :

L'équation des télécommunications de Friis permet d'effectuer le bilan des puissances mises en jeu dans une liaison radioélectrique (figure.II 16). Les lignes de transmissions sont supposées sans pertes mais pas nécessairement adaptées aux antennes.

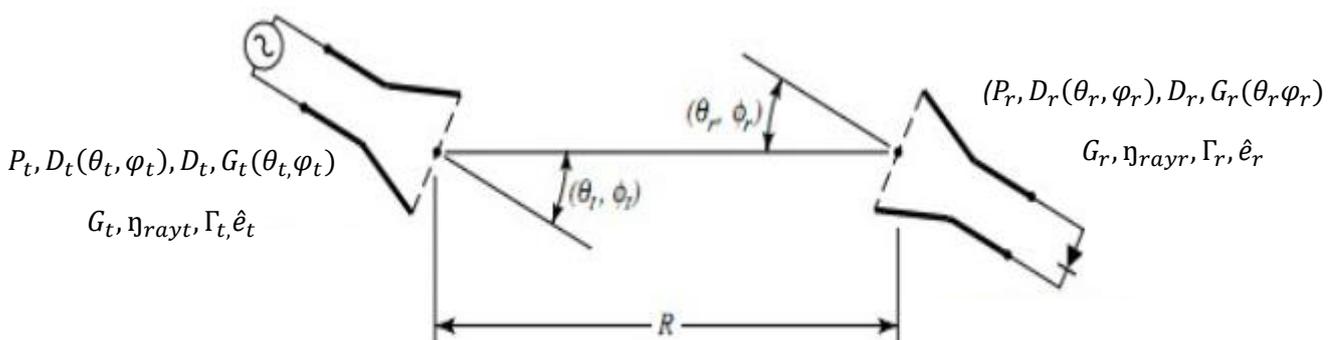


Fig.II.6 Antennes émettrice et réceptrice arbitrairement positionnées.

Les paramètres $P_i, D_i(\theta_i, \phi_i), D_i, G_i(\theta_i, \phi_i), G_i, \Gamma_i, \hat{\epsilon}_i$ ($i=t$ ou r) des deux antennes ont été définis dans les paragraphes précédents. Les lignes de transmissions sont supposées sans perte aussi bien à l'émission qu'à la réception.

Si P_t est la puissance fournie par l'émetteur, la valeur de la densité surfacique de puissance dans la direction (θ_t, φ_t) et à la résistance R s'écrit

$$W_t(R, \theta_t, \varphi_t) = (1 - |\Gamma_t|^2) \frac{P_t G_t(\theta_t, \varphi_t)}{4\pi R_i^2} = (1 - |\Gamma_t|^2) \eta_{rayt} \frac{P_t G_t(\theta_t, \varphi_t)}{4\pi R_i^2} \quad (70)$$

$D_t(\theta_t, \varphi_t)$ et $G_t(\theta_t, \varphi_t)$ sont respectivement la directivité et le gain de l'antenne d'émission dans la direction (θ_t, φ_t) .

Dans la direction (θ_r, φ_r) , l'antenne de réception est caractérisée par une directivité $D_r(\theta_r, \varphi_r)$, un Gain $G_r(\theta_r, \varphi_r)$ et une aire équivalente $A_{er}(\theta_r, \varphi_r)$.

L'équation des télécommunications de Friis dans sa forme générale s'écrit

$$\frac{P_L}{P_t} = \eta_{rayt} \eta_{rayr} (1 - |\Gamma_r|^2) (1 - |\Gamma_t|^2) D_t(\theta_t, \varphi_t) D_r(\theta_r, \varphi_r) \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 |\hat{e}_t \cdot \hat{e}_r| \quad (71)$$

Cette fonction tient compte de toutes les pertes possibles au niveau de la liaison radioélectrique sauf celle dans les lignes d'alimentation.

Pour des antennes ayant la même polarisation et alignées dans la direction de leur rayonnement maximum et des lignes de transmission bien adaptées à ces antennes, l'équation de Friis se réduit à

$$\frac{P_L}{P_t} = \eta_{rayt} \eta_{rayr} D_t D_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 = (P_t G_t) \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \quad (72)$$

Le terme $\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2$ est appelé facteur de pertes (atténuation) en espace libre. Il montre que la puissance rayonnée par une antenne diminue bien en $(1/r^2)$ qui est la caractéristique de l'affaiblissement de l'onde sphérique. La quantité $(P_t G_t)$ est appelée puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) de la station d'émission dans la direction considérée.

L'atténuation d'une liaison radioélectrique est généralement calculée en décibel. Pour cela, on utilise l'équation (79b) sous forme adéquate suivante

$$P_r(dBm) = P_t(dBm) + G_{ot}(dB) + G_{or}(dB) - 20 \log_{10} R(Km) - 20 \log_{10} f(MHz) - 32,44 \quad (73)$$

dBm : décibels au-dessus de 1 milliwatt (1 milliwatt correspond à 0dBm).

II.13.2 Equation Radar :

Le principe du radar est similaire à celui d'une liaison ordinaire, sauf que la liaison s'effectue par l'intermédiaire de la réflexion (ou diffraction) par une cible, et que l'information recueillie concerne les caractéristiques de cette cible. Deux situations sont disponibles : dans un radar bistatique (figure II.17), l'émetteur et le récepteur sont distincts ; dans un radar monostatique, ils sont confondus ; cette dernière situation est la plus courante.

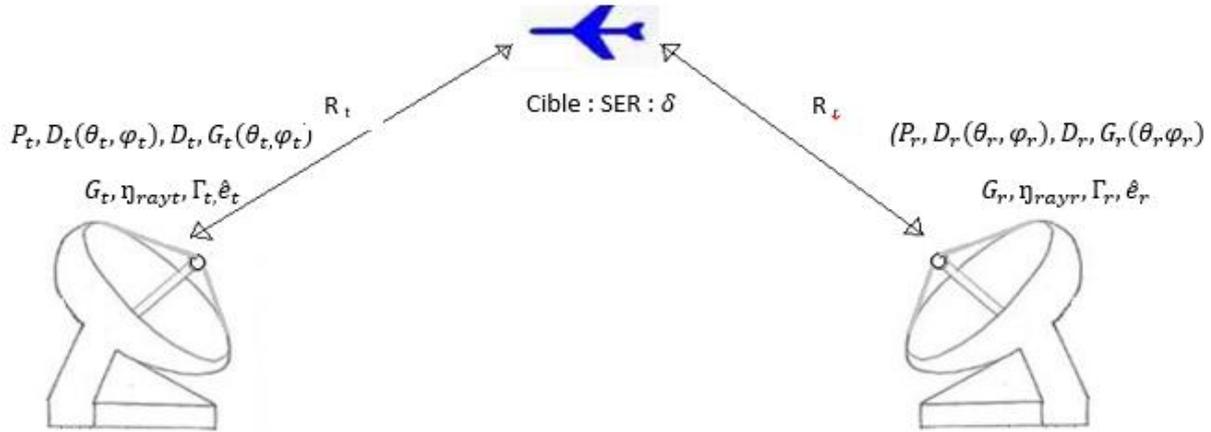


Fig.17 Principe du radar bistatique.

L'équation du radar détermine le lien entre les puissances d'émission et de réception ; elle s'établit de la même manière que l'équation de Friis. L'antenne d'émission illumine l'obstacle, situé en $(P_t, \theta_t, \varphi_t)$, par une onde plane dont la densité de puissance surfacique est

$$W_t(R, \theta_i, \varphi_i) = (1 - |\Gamma_t|^2) \frac{P_t G_t(\theta_t, \varphi_t)}{4\pi R_i^2} \quad (74)$$

Où P_t est la puissance fournie à l'antenne d'émission par l'émetteur. Les lignes de transmission utilisées sont supposées sans pertes.

Une partie de cette puissance est absorbée par la cible, tandis que le reste est diffracté dans toutes les directions. La puissance diffractée doit correspondre à $W_t(R, \theta_i, \varphi_i)$ multiplié par une certaine "surface d'interception". La cible peut, à son tour, être vue comme une antenne, laquelle présente un certain diagramme de rayonnement, auquel est associé un certain gain égal à l'unité, ainsi que des caractéristiques de polarisation. Le produit entre la "surface d'interception" et le gain de la cible dans la direction de l'antenne réceptrice s'appelle la surface de diffraction δ et dépend des directions d'incidence (vers l'antenne émettrice) et de diffraction (vers l'antenne réceptrice), ainsi que la polarisation des champs que de la polarisation des champs que l'on considère à l'émission et à la réception.

$$\delta = [\hat{e}_t, \hat{e}_r, (\theta_t, \varphi_t), (\theta_r, \varphi_r)] \quad (75)$$

La puissance diffractée par la cible s'écrit

$$P_{diff} = \delta W_t(R_t, \theta_t, \varphi_t) = (1 - |\Gamma_t|^2) \delta \frac{P_t G_t(\theta_t, \varphi_t)}{4\pi R_i^2} \quad (76)$$

Du côté du récepteur radar, la cible est assimilée à une antenne isotrope. Ainsi au voisinage de l'antenne de réception du radar situé en $(R_r, \theta_r, \varphi_r)$, la densité de puissance surfacique vaut

$$W_s[(P_t, \theta_t, \varphi_t), (R_r, \theta_r, \varphi_r)] = \frac{P_{diff}}{4\pi r^2} = (1 - |\Gamma_t|^2) \delta \frac{W_t(R_t, \theta_t, \varphi_t)}{4\pi R_r^2} \quad (77a)$$

$$= (1 - |\Gamma_t|^2) \delta \frac{W_t(R_t, \theta_t, \varphi_t)}{(4\pi R_t R_r)^2} \quad (77b)$$

La puissance au niveau du récepteur radar (puissance utile) s'exprime comme suit

$$\frac{P_L}{P_t} = (1 - |\Gamma_t|^2)(1 - |\Gamma_r|^2) \frac{G_t(\theta_t, \varphi_t)G_r(\theta_r, \varphi_r)}{(4\pi)^3} \left(\frac{\lambda}{R_t R_r}\right)^2 |\hat{e}_s \cdot \hat{e}_r| \quad (78)$$

Dans les conditions les plus favorables (ligne des transmissions bien adaptées aux antennes, absence de perte par polarisation, antennes orientés selon leur direction de rayonnement maximum..), l'expression précédente devient :

$$\frac{P_r}{P_t} = \delta \frac{G_t G_r}{(4\pi)^3} \left(\frac{\lambda}{R_t R_r}\right)^2 \quad (79)$$

Pour un radar monostatique ($R_t=R_r=R$ et $G_t=G_r=G$) l'expression de la puissance utile est réduite à

$$\frac{P_r}{P_t} = \delta \frac{G^2}{(4\pi)^3} \left(\frac{\lambda}{R^2}\right)^2 \quad (80)$$

L'affaiblissement est très élevé (décroissance en $1/R^4$). En outre, pour les antennes de surface donnée, l'affaiblissement est inversement proportionnel au carré de la fréquence. C'est la raison pour laquelle l'utilisation du radar est convenable qu'aux hyperfréquences.

14. CONCLUSION :

Durant ce chapitre nous avons définis les caractéristiques générales d'une antenne. Elles servent à décrire les performances d'une Antenne. Dans la pratique elles nous sont d'une grande importance lors du choix de notre dispositif rayonnant.

Chapitre III

Mesures pratiques des caractéristiques d'antennes.

III.1 INTRODUCTION :

Le diagramme de rayonnement, l'angle d'ouverture d'une antenne, sa bande passante constituent les uns des paramètres fondamentaux dans la description des performances d'une antenne. Ils dépendent principalement la géométrie du dispositif rayonnant et de la fréquence avec laquelle il travaille.

Notre objectif dans ce chapitre est d'effectuer des mesures pratiques sur des antennes grâce à un système d'expérimentation, que nous allons présenter ci-dessous, de plusieurs antennes dont certaines citées dans le chapitre I.

III.2 PRESENTATION DU MATERIEL :

“Lucas nulle-Unitrain“ (figure III.1) est un système qui permet, entre autres, de mesurer le rayonnement d'une antenne et donner son diagramme de rayonnement en coordonnées cartésienne et en coordonnées polaires et déterminer l'angle d'ouverture de cette dernière.



Fig III.1 Kit du système Lucas nulle-Unitrain pour les mesures d'antennes

Le système est constitué principalement

➤ **D'un émetteur :**

- Oscillateur en bande X à résonateur diélectrique.
- Fréquence fixe de 9,0 GHz.
- Rayonnement signalé par témoin optique.



Fig.2 Emetteur

➤ **D'un récepteur :**

- LNC en bande X
- Mesures exactes à haute sensibilité jusqu'à -65dBm,
- Mesure réelle de la fréquence

Contrairement à l'émetteur, le récepteur n'a pas de témoin optique.

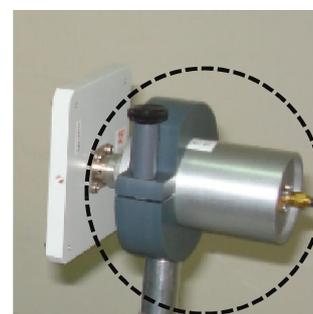


Fig.3 Récepteur

➤ **D'une plate-forme tournante pour antenne**

Elle est commandée par un moteur pas à pas avec une résolution de 0,1°.

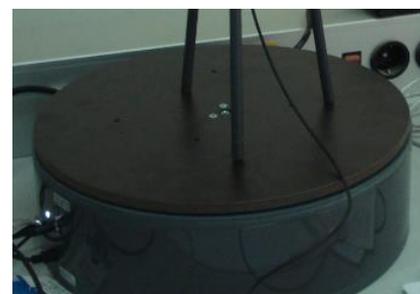


Fig. 4 Plateforme rotative

➤ **d'une interface UniTrain-I avec USB :**

- Oscilloscope avec 2 entrées différentielles analogiques
- Taux d'échantillonnage : 40 Msample/s
- 9 calibres 100 mV - 50 V
- 22 plages de temps 1 μ s - 10 s
- 16 entrées et sorties numériques
- Générateur de fonctions jusqu'à 1 MHz
- 8 relais pour la simulation.



Fig. 5 Interface UniTrain-I

➤ D'un LabSoft :

LabSoft constitue l'interface de contrôle de l'UniTrain-I, une plateforme d'expérimentation ouverte qui permet d'accéder à tous les médias du laboratoire UniTrain-I :

- Fenêtre de navigation avec structure en arborescence pour l'affichage et la sélection directe de tous les cours UniTrain-I installés
- Réalisation des expériences, y compris documentation, évaluation et enregistrement des mesures.

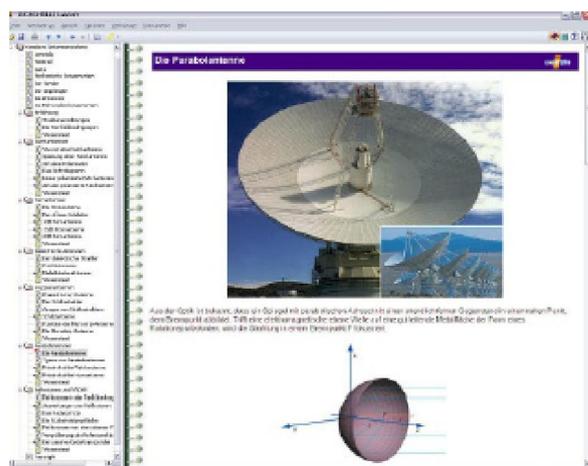


Fig III. 6 Interface du Labsoft.

Note : Dans toutes les mesures que nous allons effectuer, le récepteur est le LNC X SO4 100-8N (figure III. 7)



Fig III.7 Antenne de réception

III.3 COMMENT TRACER LE DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE AVEC Lucas nulle-Unitrain ?

Pour tracer un diagramme de rayonnement d'une antenne dans le système, on procède de la façon suivante :

Après avoir alimenté le système et installé les antennes émettrice et réceptrice dans leurs emplacements respectifs (nous fixons toujours l'antenne que nous aimerions mesurer dans l'émetteur)

- 1- Nous devons veiller à ce que l'antenne émettrice (c'est-à-dire celle dont nous aimerions tracer le diagramme de rayonnement) et l'antenne réceptrice soient parfaitement alignées et séparées d'une distance comprise entre 0.5 et 1 M comme c'est indiqué dans l'interface du LabSoft (figure III.8)

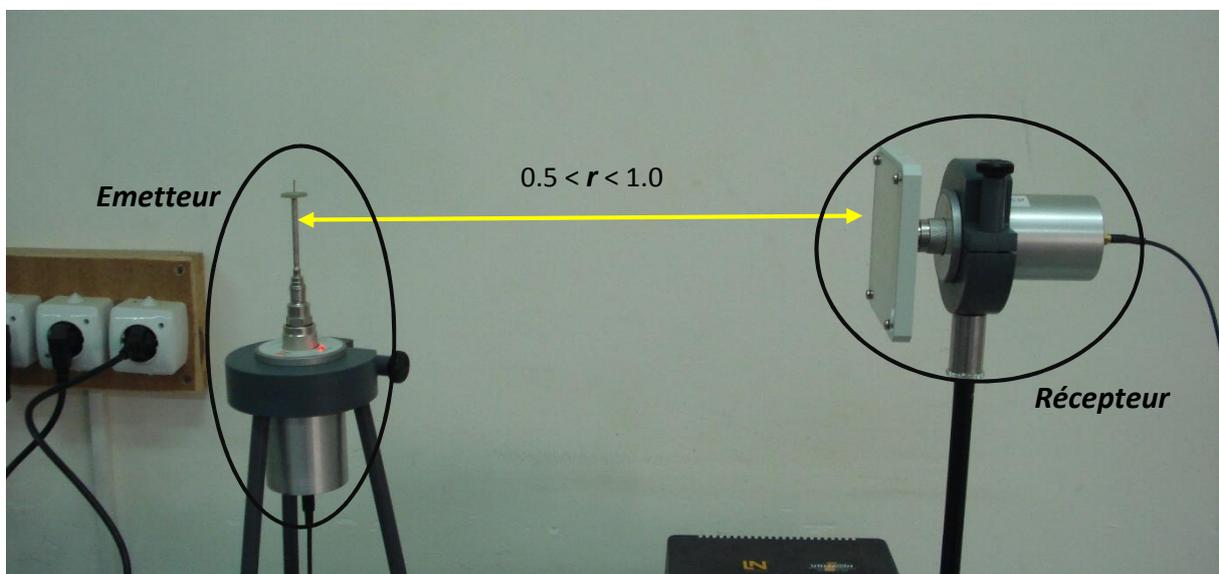


Fig III.8 Positions des antennes émettrice et réceptrice

- 2- Dans l'interface du LabSoft, en haut à gauche nous cliquons sur « centre de contrôle »

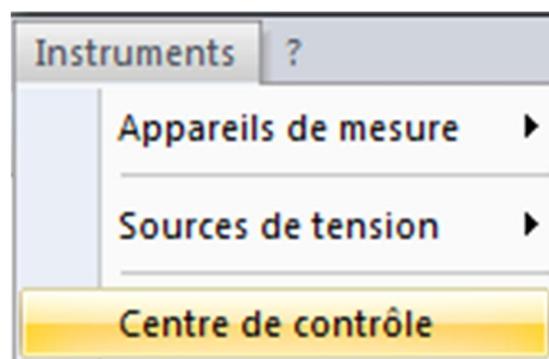


Fig III.9 Menu Instruments

3- Cette fenêtre apparaît :

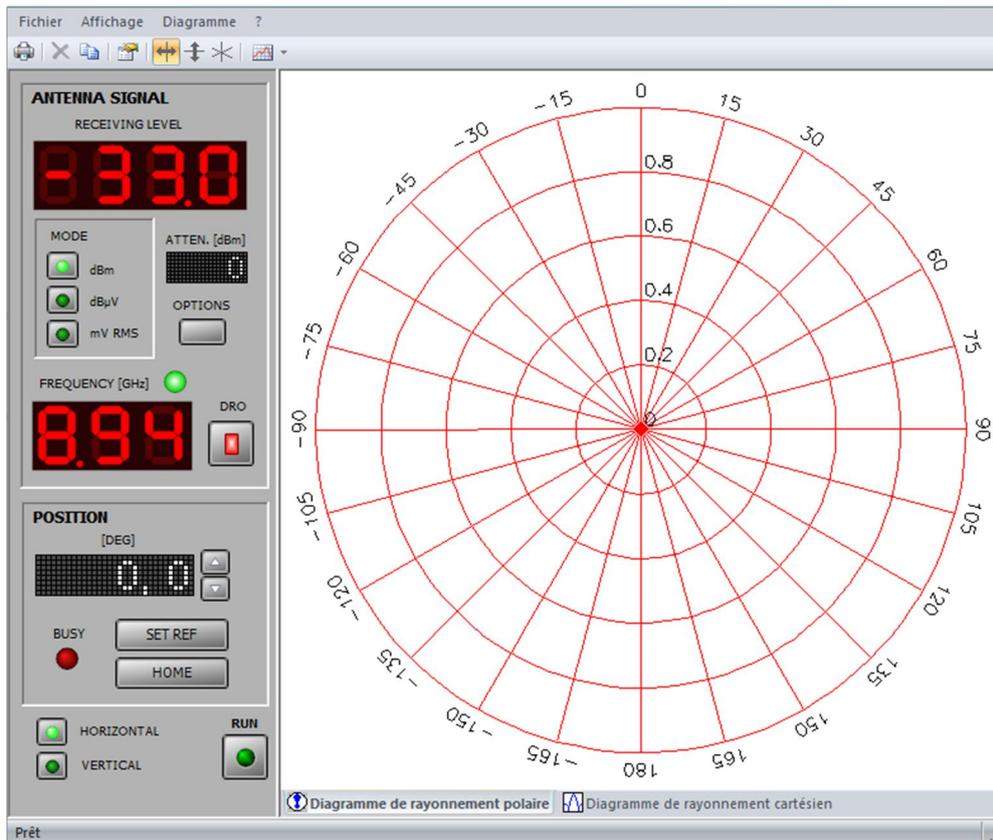


Fig. III.10 Menu centre de contrôle.

Elle est constituée de :



Indique le niveau de la reception réception. Plus ce niveau est grand mieux est la réception.



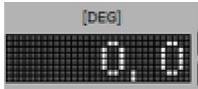
Il nous donne la possibilité de choisir avec quel mode nos mesures seront faites. Nous choisissons dans la majorité des cas le mode dBm.



Cette fenêtre nous informe de la fréquence avec laquelle nous travaillons, c'est-à-dire la fréquence avec laquelle rayonnent les antennes que nous mesurons. Elle est fixée autour de 9 GHz pour toutes nos mesures.



Il nous permet d'allumer ou d'éteindre l'émetteur (DRO).



Il nous informe de la Position(en degrés) de l'antenne lors de sa rotation.



Une fois le diagramme de rayonnement tracé, cette icône nous donne la possibilité de le visualiser en coordonnées polaires ou bien en coordonnées cartésiennes.



Cette application sert à lancer la rotation de la plateforme rotative ou bien l'arrêter si nous le désirons.



Cette touche nous permet de visualiser le diagramme de rayonnement soit(de gauche a droite) : dans le plan vertical, horizontale ou bien en 3D .



Cette icône sert à fixer le point zéro de notre diagramme de rayonnement. On ajuste les antennes jusqu'à lire la plus grande valeur dans « Receiving Level », ensuite on click sur elle, on éteint le DRO puis on le rallume, la valeur est alors fixée.



Cette icône nous permet de sélectionner le plan dans lequel nous aimerions tracer le Diagramme de Rayonnement. Verte pour le plan vertical. Jaune pour le plan horizontal.

Dans le plan vertical, la représentation est donnée dans la couleur Bleu, sur le plan horizontal, elle est donnée en rouge.

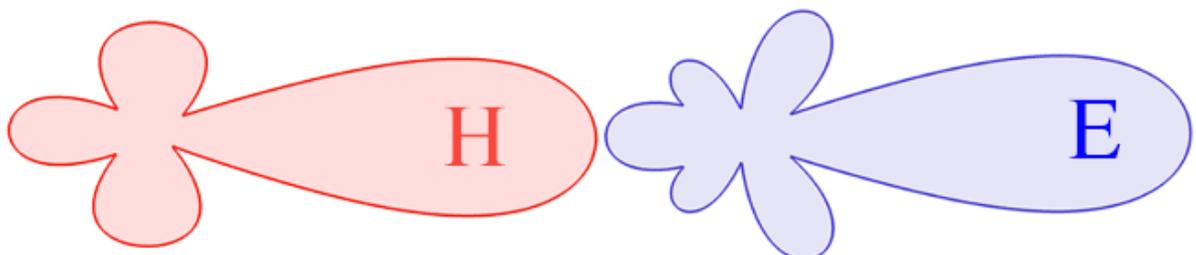


Fig III.11 Coupe dans le plan E (vertical) et H (horizontal).

- 4- Pour fixer certains paramètres du diagramme, nous avons l'icône Diagramme puis propriétés comme le montre cette illustration

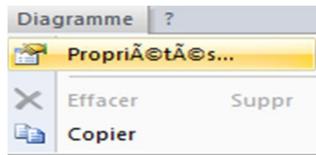


Fig III.12 Menu Diagramme.

- 5- Cette fenêtre apparaît :

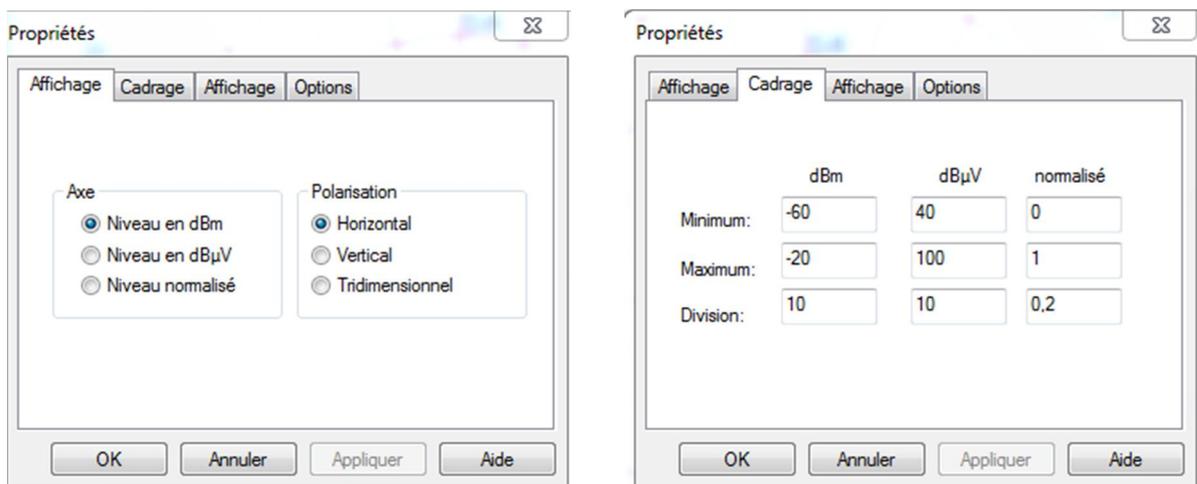


Fig III.13 Menu Propriétés

Nous sélectionnons dans cette fenêtre les critères qui nous sont demandés pour la manipulation. Exemple : lors de la mesure du diagramme de rayonnement l'antenne hélicoïdale nous devons sélectionner « niveau normalisé ». Pour le pour le dipôle, dans l'icône cadrage nous mettrons les valeurs suivantes Minimum-70 | Maximum -20.

6-Une fois l'antenne fixée et les critères choisis, on peut lancer le traçage du diagramme de rayonnement avec le bouton Run. Le diagramme une fois mesuré apparaîtra dans le menu centre de contrôle comme suit (figure III.14) :

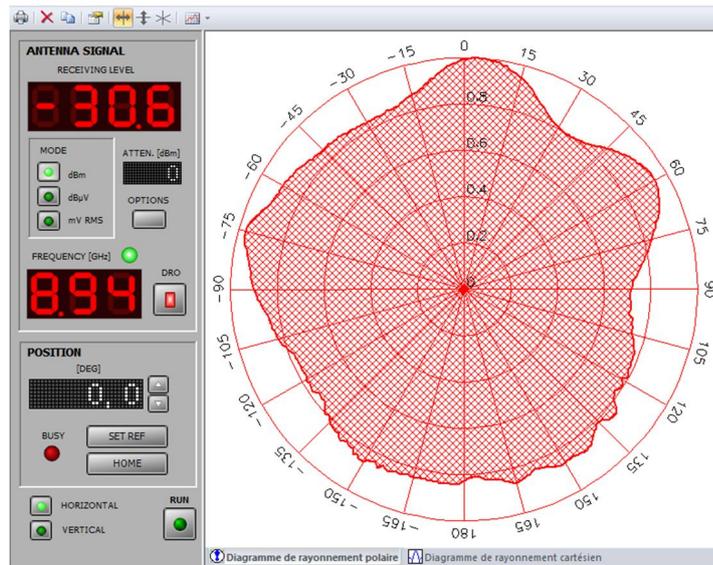


Fig III.14 Exemple d'un Diagramme de rayonnement mesuré sur système Lucas nülle-Unitrain

III.4 ANTENNES MESUREES AVEC Lucas nülle-Unitrain :

III.4.1 Antenne monopole :

III.4.1.1 Montage :



Fig III.15 Montage pour la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne monopole

III.4.1.2 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne monopole :

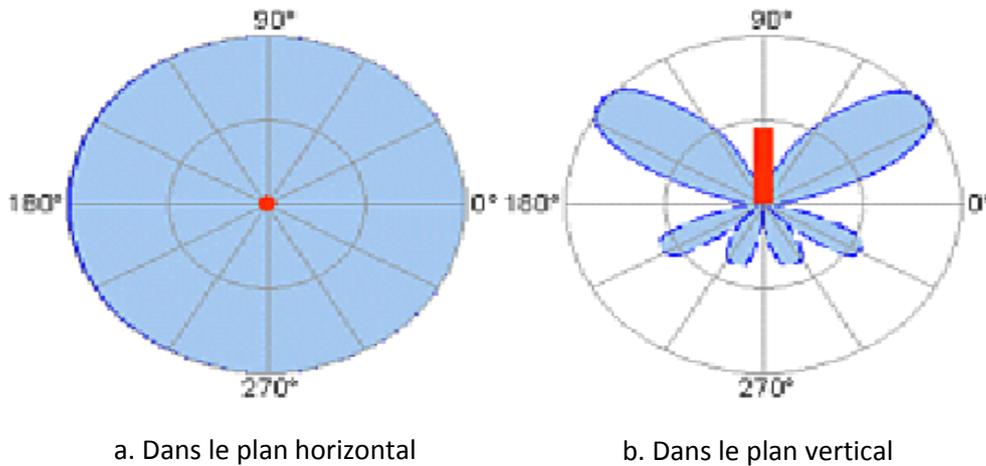


Fig III.16 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne Monopole [1]

III.4.1.3 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne monopole :

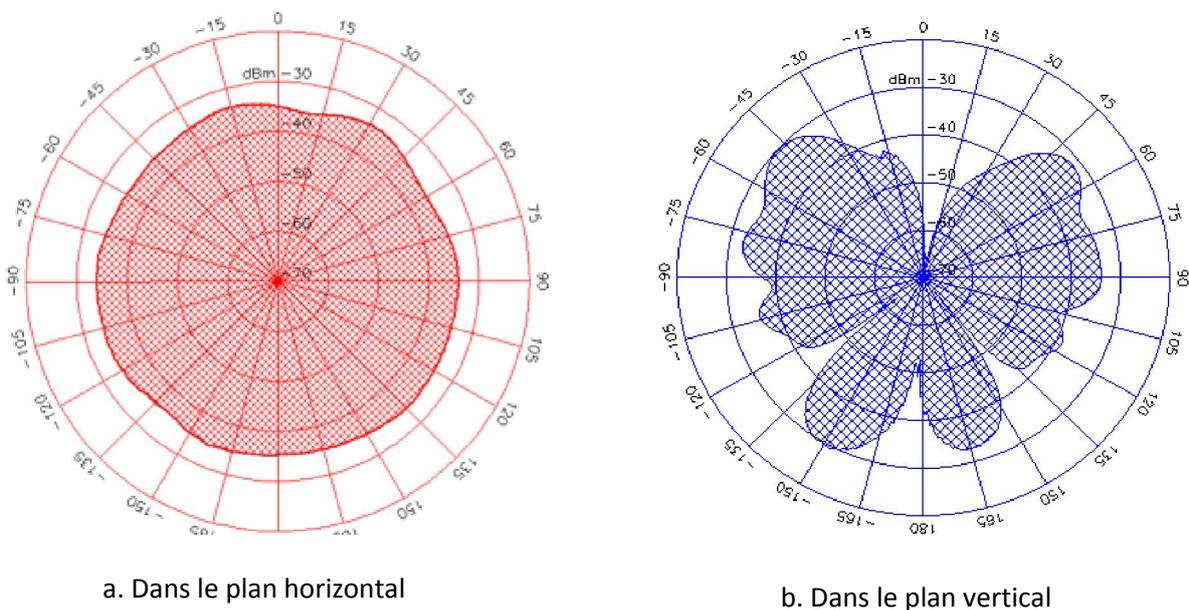


Fig III.17 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne Monopole.

III.4.1.4 Domaines d'application de l'antenne monopole :

L'antenne monopole permet de réduire l'encombrement d'un dipôle en associant à l'antenne un plan de masse de grandes dimensions. C'est le cas, par exemple, d'antennes utilisées sur le toit d'un véhicule.

III.4.2 Antenne dipôle demi-onde :

III.4.2.1 Montage :



Fig III.18 Montage pour la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne Dipôle demi-onde

III.4.2.2 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne Dipôle demi-onde:

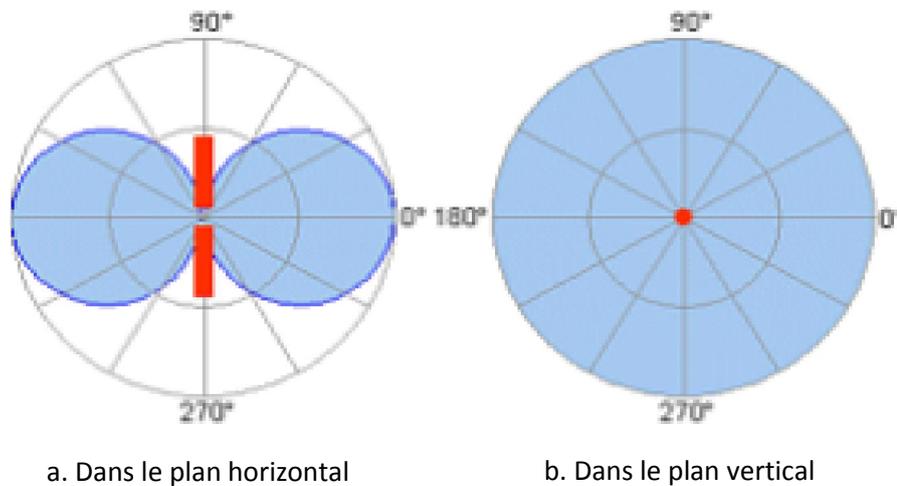
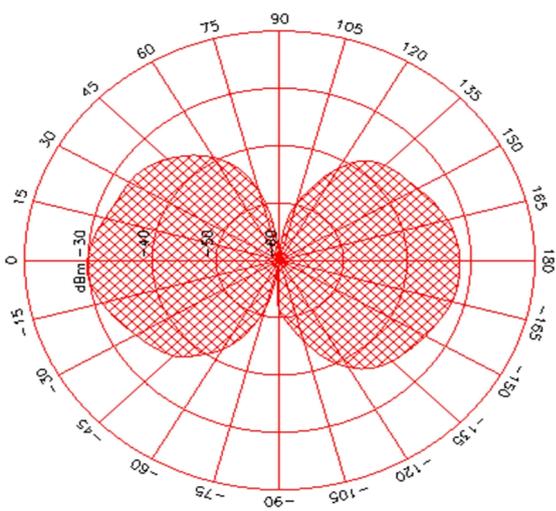
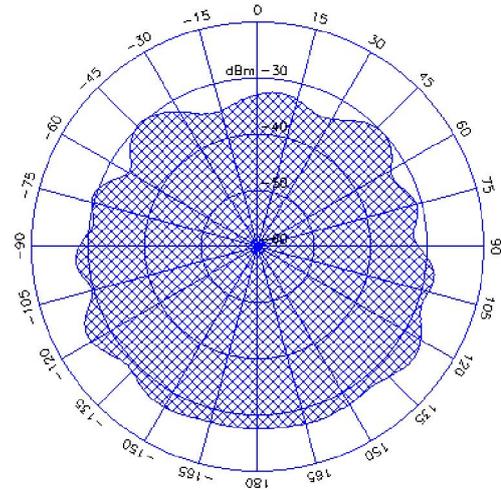


Fig. III.19 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne dipôle demi-onde [1].

III.4.2.3 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne dipôle demi-onde :



a. Dans le plan horizontal



b. Dans le plan vertical.

Fig III.20 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne Dipôle demi-onde .

III.4.2.4 Domaine d'application de l'antenne dipôle demi-onde:

C'est l'antenne filaire rectiligne historiquement la plus ancienne mais toujours très utilisée. On s'en sert pour la réception radio, Utilisée également comme antenne pour les talkiewalkies.

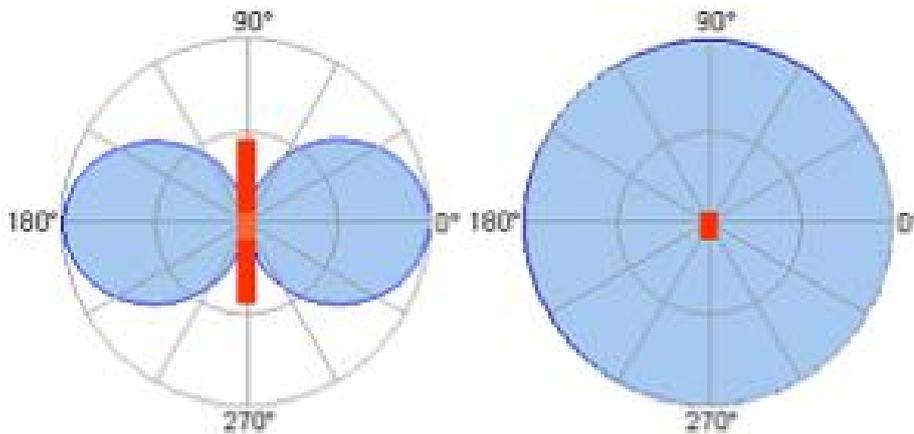
III.5.3 Antenne dipôle replié :

III.5.3.1 Montage :



Fig III.21 Montage pour la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne Dipôle replié.

III.5.3.2 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne Dipôle replié :

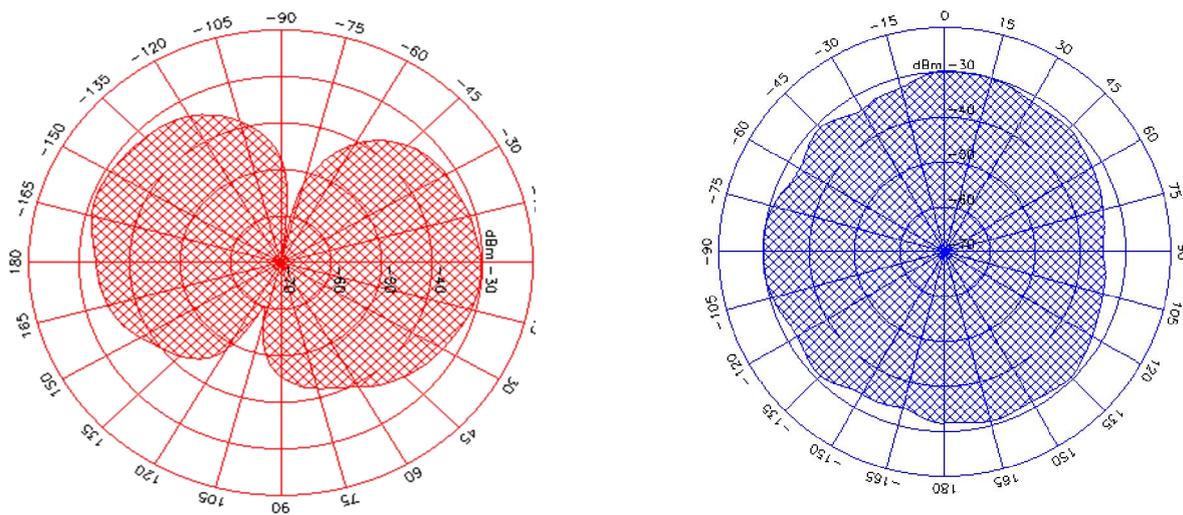


a. Dans le plan horizontal

b. Dans le plan vertical

Fig.III 22 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne dipôle replié [1].

III.5.3.3 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne Dipôle replié



a. Dans le plan horizontal.

b. Dans le plan vertical.

Fig III.23 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne dipôle replié [1].

III.5.3.4 Domaine d'application de l'antenne Dipôle replié :

Le dipôle replié se rencontre principalement dans deux applications : les antennes Yagi multi-éléments et les antennes 88-108 MHz pour l'écoute de la bande FM de radiodiffusion. Un de ses avantages par rapport au doublet demi-onde est sa bande passante plus large, intéressante sur des bandes relativement larges comme la bande 80m et la bande 10m ou encore pour l'écoute des ondes courtes.

III.5.4 Antenne Yagi à 3 éléments :

III.5.4.1 Montage :



Fig III.24 Montage pour la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne Yagi 3 éléments

III.5.4.1 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne Yagi 3 éléments :

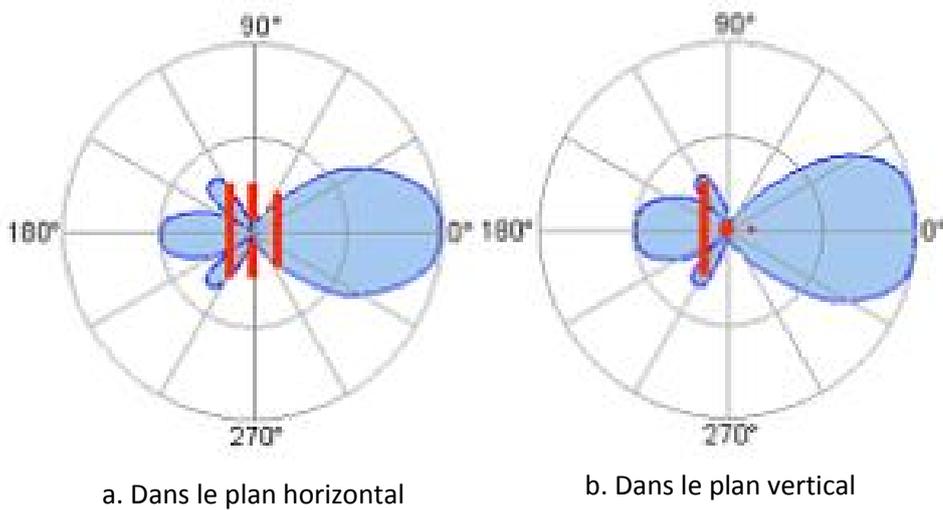


Fig III.25 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne Yagi 3 éléments [1].

III.5.4.1 Diagramme de rayonnement Pratique de l'antenne Yagi 3 éléments :

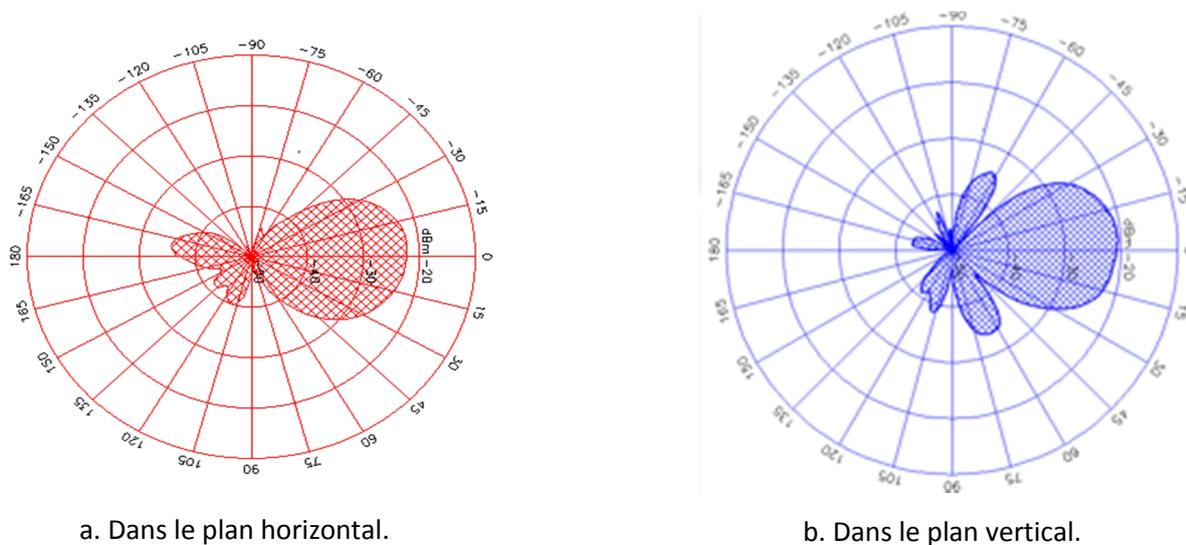


Fig III.26 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne Yagi 3 éléments.

Nous définissons également l'angle d'ouverture à 3 dB pour cette antenne (graphiquement) :

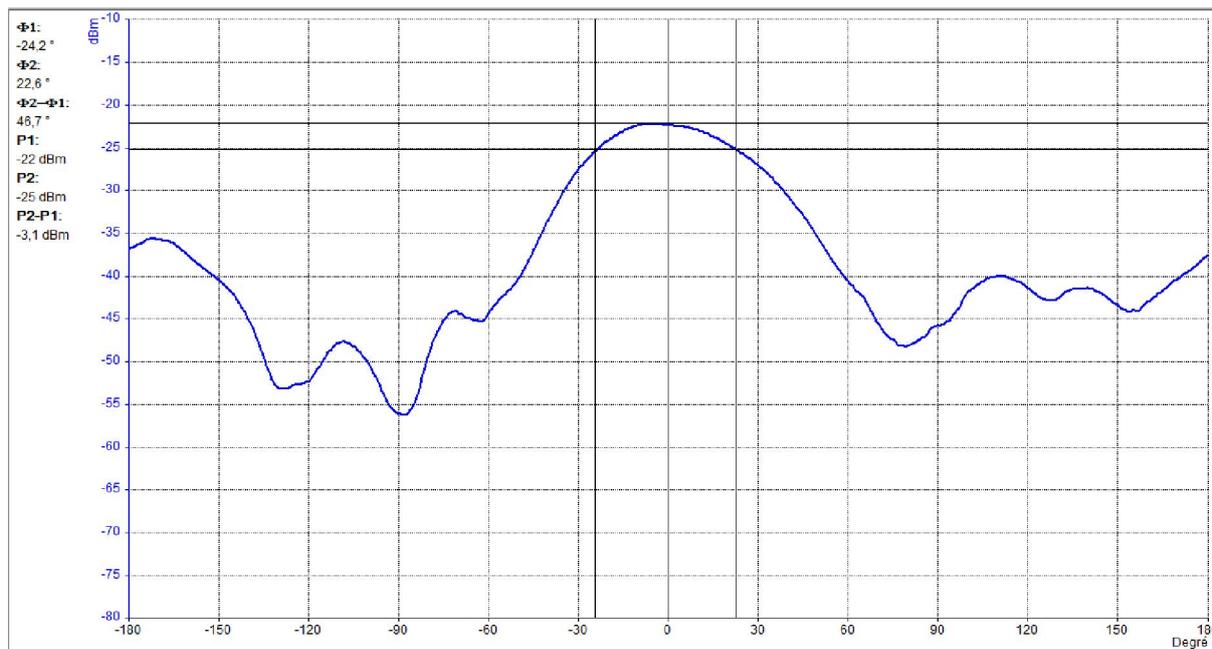


Fig III.27 Représentation de l'ongle d'ouverture à -3dB de l'antenne Yagi 3 éléments

Nous pouvons lire sur la figure 27 que l'angle d'ouverture est 46,7 °.

➤ Comment faire la mesure ?

- 1- Après avoir tracé le diagramme de rayonnement de l'antenne. Dans le menu centre de contrôle, on sélectionne  Diagramme de rayonnement cartésien et on clique sur 
- 2- On ramène le premier trait horizontal situé en haut jusqu' la crête supérieure du graphe.
- 3- On ramène le deuxième trait horizontal jusqu'à lire -3dB dans le volet situé à gauche du graphe.

- 4- On ramène les deux traits verticaux jusqu'à l'endroit sur la figure où se croisent le trait horizontal inférieur et le graphe.
- 5- Nous pouvons désormais lire l'angle dans le menu gauche de la figure.

III.4.5 Antenne Yagi à 6 éléments :

III.5.5.1 Montage :



Fig III.28 Montage pour la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne Yagi 6 éléments

III.5.5.2 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne Yagi 6 éléments :

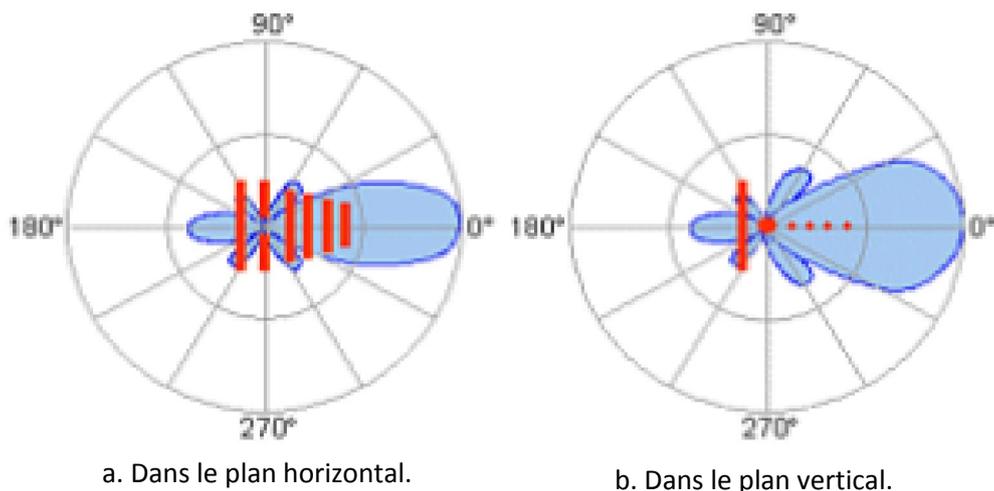
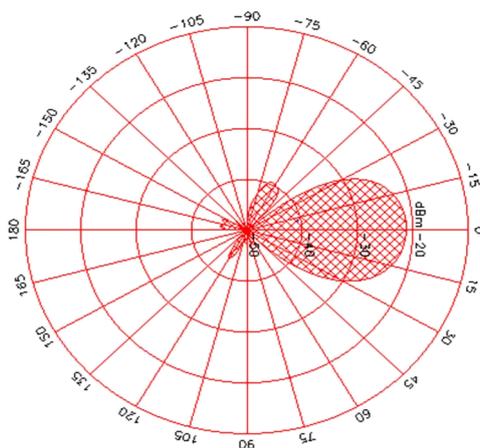
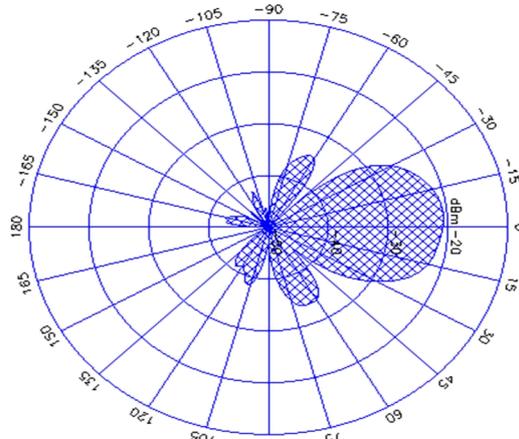


Fig. III 29 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne Yagi 6 éléments

III.5.5.3 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne Yagi 6 éléments :



a. Dans le plan horizontal.



a. Dans le plan vertical.

Fig III.30 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne Yagi 6 éléments

Nous définissons l'angle d'ouverture à -3dB de cette antenne :

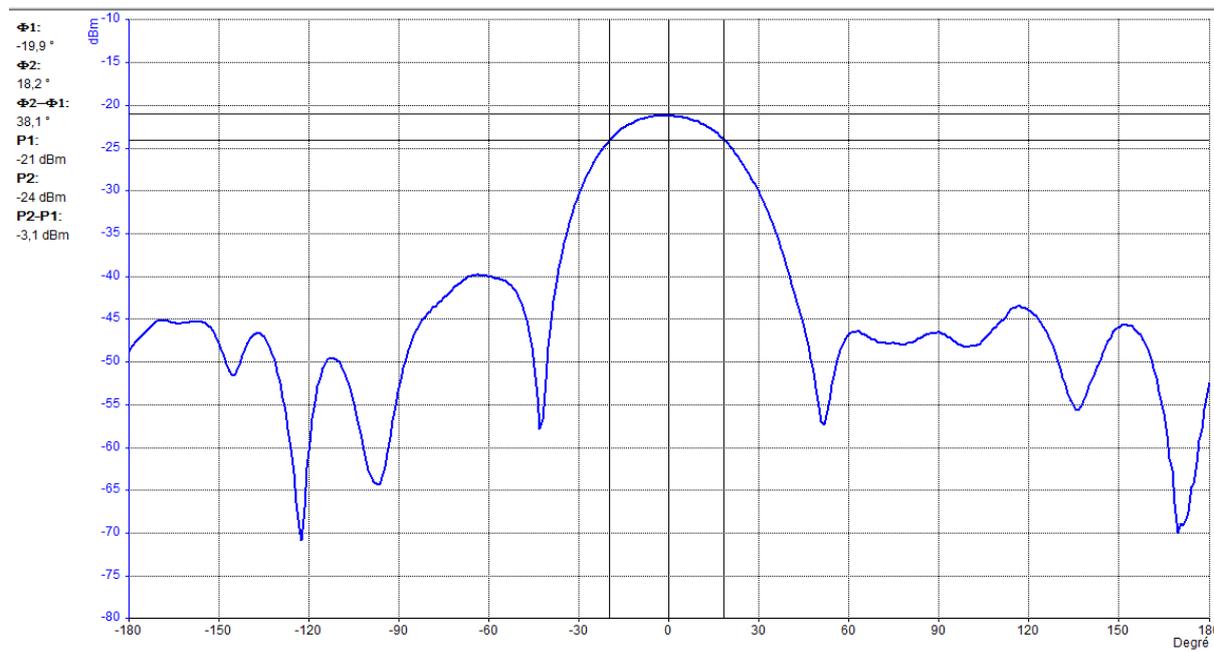


Fig III.30 Représentation de l'angle d'ouverture à -3dB de l'antenne Yagi 6 éléments

Nous pouvons lire sur la figure 30 que l'angle d'ouverture est 38.1°.

Nous remarquons que l'antenne Yagi à 6 éléments est plus directive que l'antenne Yagi à 3 éléments étant donné que son angle d'ouverture (38.1°) est plus étroit que celui de l'antenne Yagi à 3 éléments, qui, ce dernier, est estimé à 46,7°. Nous pouvons conclure par cette observation que nous pouvons augmenter la directivité de l'antenne Yagi en en lui ajoutant des éléments c'est-à-dire des directeurs.

III.5.5.4 Domaine d'application de l'antenne Yagi :

Mécaniquement simple à réaliser, elle est très utilisée en télévision terrestre, en liaisons point à point et par les radioamateurs. Elle fut inventée peu avant la seconde guerre mondiale et utilisée pour les premiers radars.

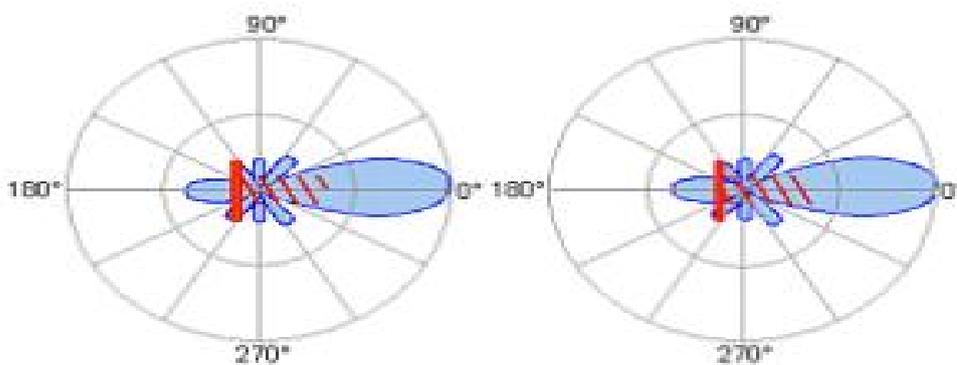
III.5.6 Antenne Hélicoïdale à polarisation circulaire:

III.5.6.1 Montage :



Fig III.31 Montage pour la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne Hélicoïdale à polarisation circulaire.

III.5.6.2 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne hélicoïdale à polarisation circulaire

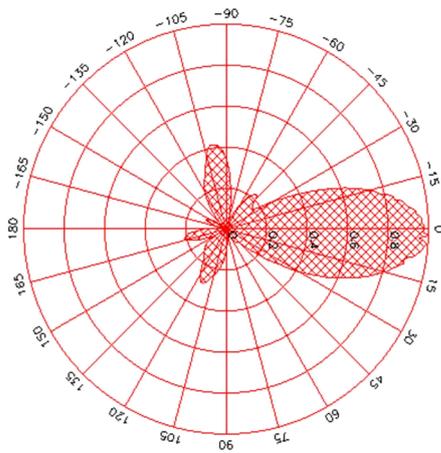


a. Dans le plan horizontal.

b. Dans le plan vertical.

Fig III.32 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne Hélicoïdale à polarisation circulaire [1].

III.5.6.3 Diagramme de rayonnement Pratique de l'antenne hélicoïdale à polarisation circulaire



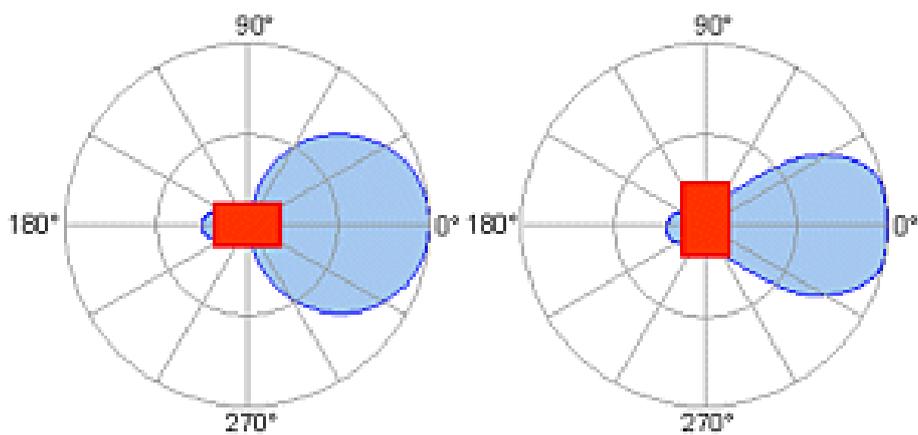
III.5.7 Antenne patch à polarisation linéaire :

III.5.6.1 Montage :



Fig III.34 Montage pour la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne Patch à polarisation linéaire.

III.5.6.1 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne patch à polarisation linéaire :



a. Dans le plan horizontal.

b. Dans le plan vertical.

Fig III.35 Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne Patch à polarisation linéaire [1].

III.5.6.1 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne patch à polarisation linéaire :

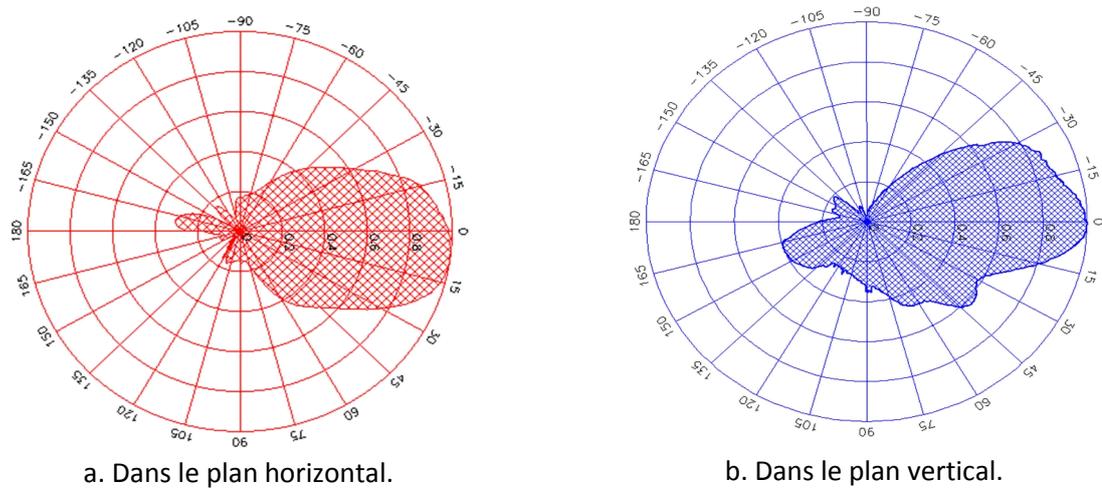
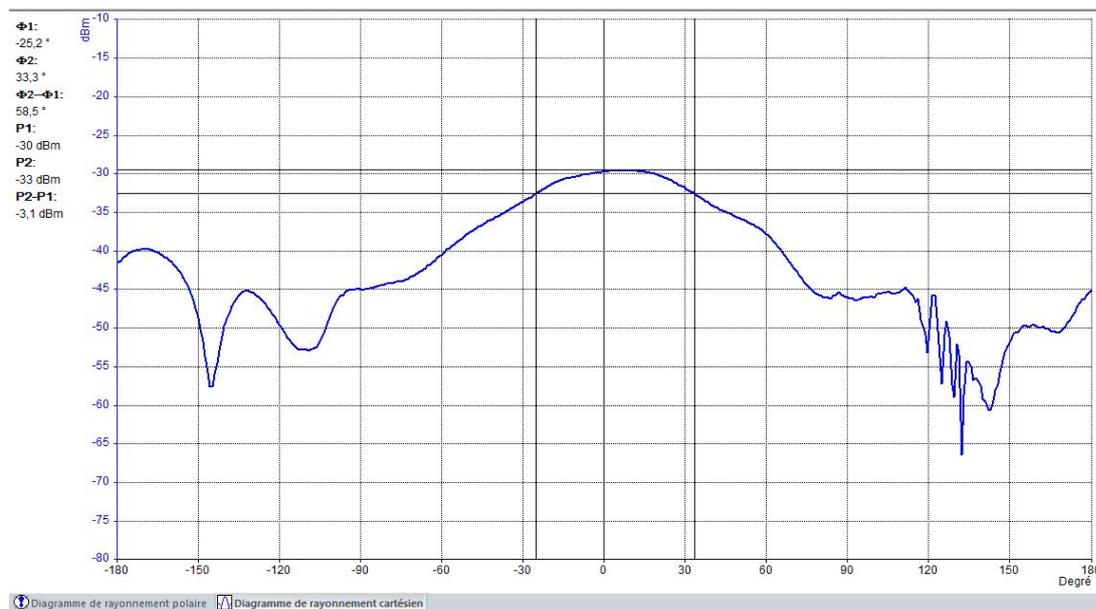


Fig III.36 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne Patch à polarisation linéaire.

Nous avons également défini l'angle d'ouverture à -3dB de cette antenne comme suit



L'angle d'ouverture comme nous pouvons le voir dans cette représentation s'élève à 58.5°. Cette antenne est moins directive que l'antenne Hélicoïdale et l'antenne Yagi.

5.6.4. Domaine d'applications de l'antenne Patch :

Les antennes patchs (planaires) sont utilisées lorsqu'on veut réduire l'encombrement d'une antenne, notamment sa hauteur au-dessus d'un plan de masse, on la retrouve dans les émetteurs-récepteurs portables de radiocommunications, sur les récepteurs GPS. L'antenne patch en réseau actif est une des technologies permettant la réalisation des antennes radar à faisceau contrôlé, en navigation aérienne, surveillance ou observation de la Terre par satellite

III.5.7 Antenne Diélectrique :

En bande X, on trouve une antenne diélectrique, "dite antenne cigare", constituée d'un barreau conique diélectrique excité par un guide d'onde rectangulaire ouvert (Figure 35)

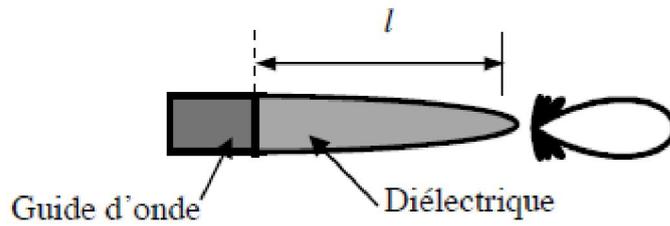


Fig III.37 Antenne Diélectrique de type cigare.

III.5.7.1 Montage :



Fig III.38 Montage pour la mesure du diagramme de rayonnement de cigare

III.5.7.2 Diagramme de rayonnement Mesuré :

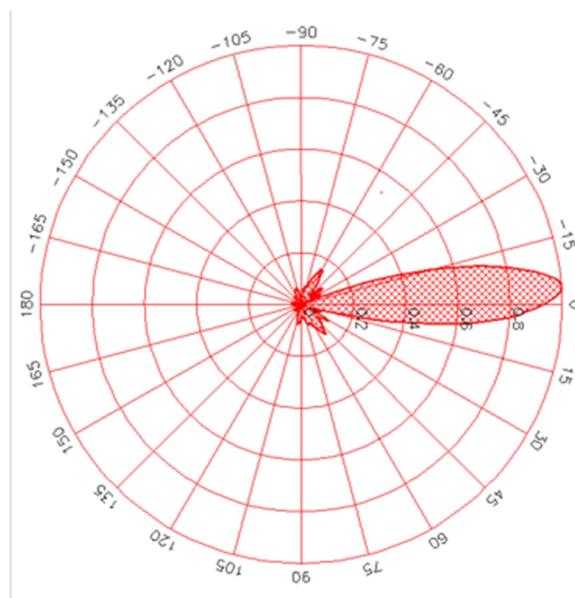
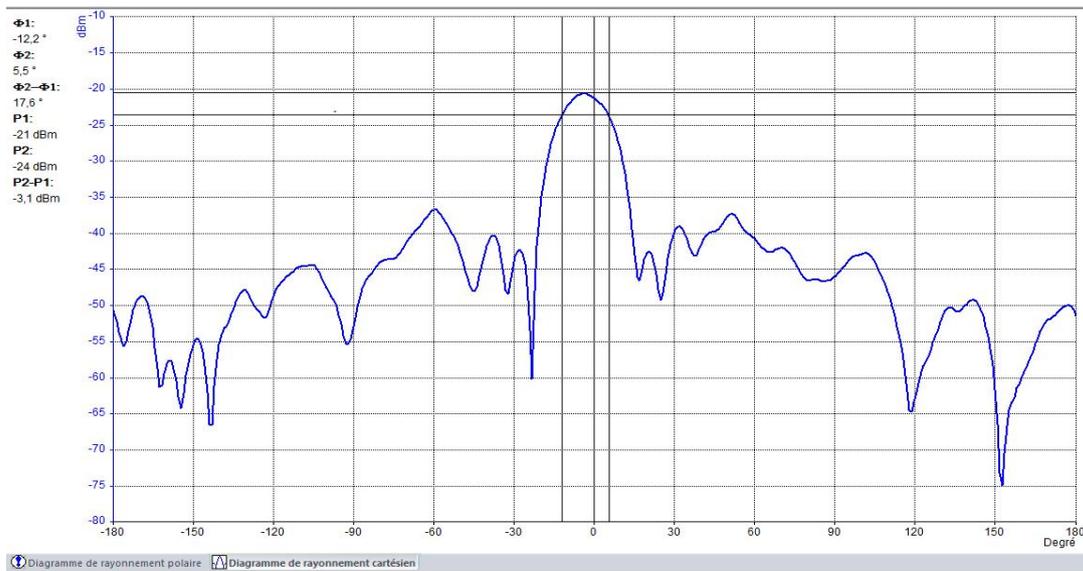


Fig III.39 Diagramme de rayonnement pratique de l'antenne cigare.

Nous déterminons l'angle d'ouverture à -3 dB de l'antenne cigare :



Comme nous pouvons le lire dans cette illustration l'antenne cigare a une grande directivité très prononcée : 17.6°

Toutes les antennes diélectriques ont un diagramme de rayonnement axial et une directivité proportionnelle à la longueur l du barreau [2].

III.5.7.3 Avantage d'utilisation de l'antenne diélectrique :

- Efficacité de rayonnement: l'élément rayonnant n'étant pas métallisé, les pertes par conduction sont réduites. Il en résulte une plus grande efficacité de rayonnement.

Variété de diagrammes de rayonnement

- Selon les modes excités, différents diagrammes de rayonnement sont obtenus. On augmente ainsi le nombre d'applications. Les performances de diagramme de rayonnement et de directivité sont plus élevées en comparaison à ceux des antennes microrubans, fonctionnant sur les mêmes fréquences, que ce soit dans la gamme des ondes millimétrique ou centimétriques [3]

III.5.7 Antenne à Fentes :

Nous allons voir dans cette manipulation comment varie le diagramme de rayonnement de 'antenne à fentes en fonction du nombre de fente ouvertes.

➤ Premier cas : une seule fente est ouverte :

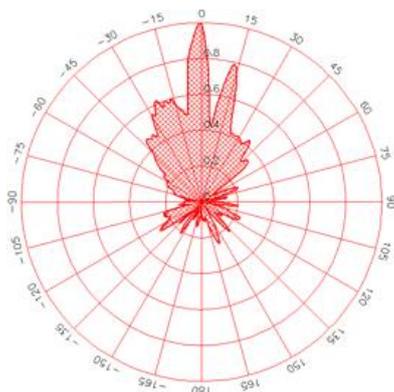
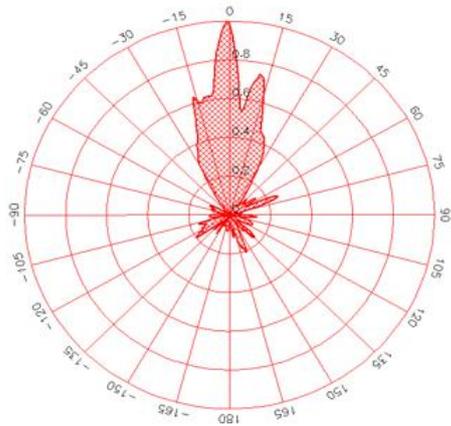
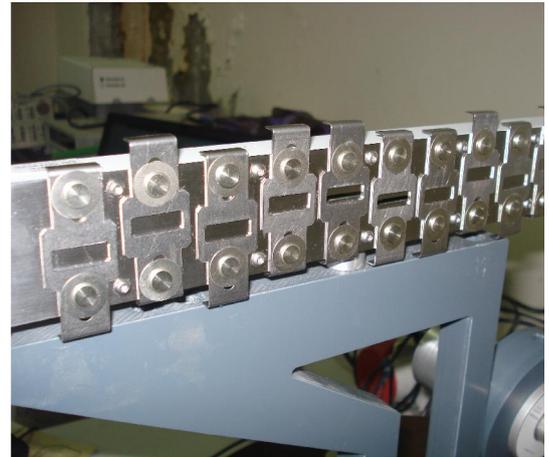


Fig. III.40 Diagramme de rayonnement d'une antenne à fente avec une seule fente ouverte

➤ Deuxième cas : deux fentes ouvertes :



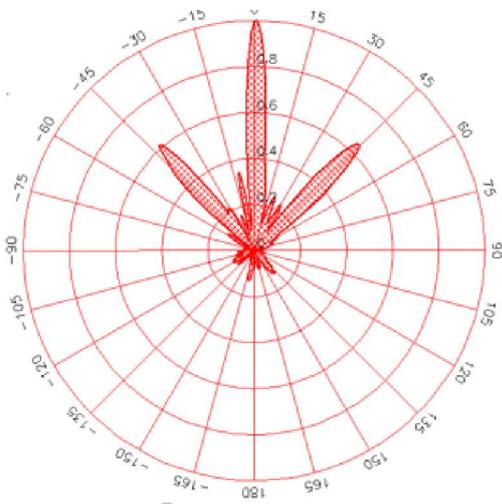
a. Diagramme de rayonnement d'une antenne à fentes avec deux fentes ouvertes



b. Antenne à fente avec deux fentes ouvertes.

Fig. 41 Antenne à fentes avec deux fentes ouvertes.

Troisième cas : cinq fentes ouvertes :



a. Diagramme de rayonnement d'une antenne à fentes avec deux fentes ouvertes.



b. Antenne à fente avec deux fentes ouvertes.

Fig. 42 Antenne à fentes avec cinq fentes ouvertes.

Lorsque nous avons ouvert toutes les fentes, nous avons obtenu le diagramme de rayonnement suivant :

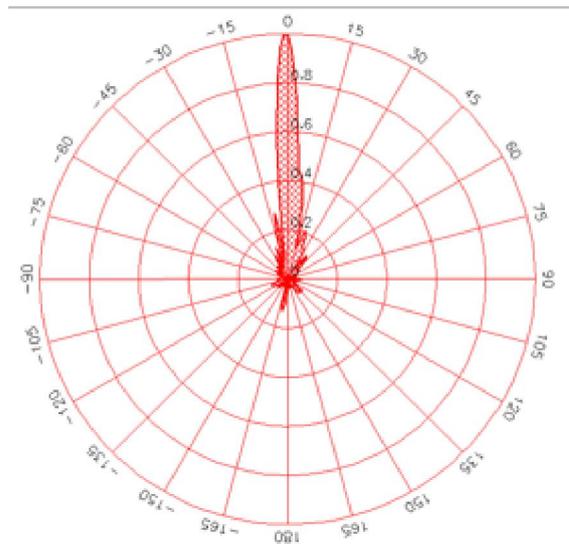


Fig III 43 Antenne à fentes, toutes ses fentes ouvertes.

Nous pouvons voir que la directivité de l'antenne à fente dépend du nombre de ses fentes ouverte, plus nous ouvrons de fente, mieux est la directivité de l'antenne. Lorsque nous n'avons ouvert qu'une seule son diagramme de rayonnement est comme celui d'un guide d'onde ouvert. Son angle d'ouverture à -3dB lorsque toute les fentes sont ouverte est de 6.7° .

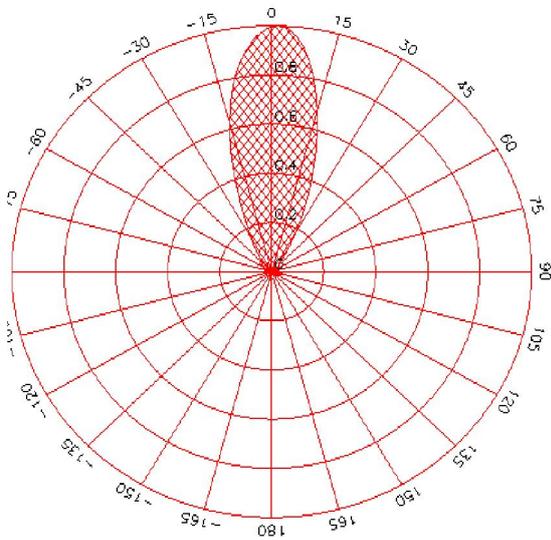
III.5.7.1 Domaine d'application de l'antenne à fente :

L'antenne à fentes est utilisée pour réaliser des antennes sectorielles de télécommunication, pour des radars micro-onde de surveillance maritime et aéroportuaire. Une antenne à fentes du type qu'on voit dans l'image en haut à droite n'a pas de réflecteur mais génère un faisceau dont on peut augmenter la résolution en utilisant une lentille à micro-onde. Une telle antenne placée horizontalement va repérer des navires sur mer ou des véhicules sur terre mais elle n'a cependant aucune résolution dans la verticale et ne peut donc servir pour un balayage en trois dimensions. On les fait donc pivoter horizontalement sur un mât afin de sonder sur 360 degrés.

Grace au cout de leur fabrication relativement bas, Les antennes à fente remplacent avantageusement les antennes faites de sections de paraboles qui étaient utilisées antérieurement.

III.5.8L'antenne cornet :

III.5.8.1 Cornet à 15 dB



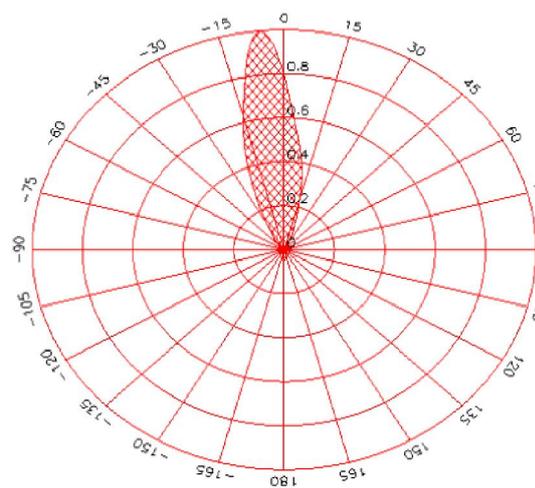
a. Diagramme de rayonnement du cornet à 15 dB



b. Antenne cornet à 15 dB

Fig III.44 Mesure du Diagramme de rayonnement de l'antenne cornet à 15

III.5.8.2 Antenne cornet à 20 dB :



a. Diagramme de rayonnement du cornet à 20 dB



b. Antenne cornet à 20 dB

Fig.45 Mesure du Diagramme de rayonnement de l'antenne cornet à 20 dB

III.5.8.3 Angles d'ouverture à -3dB des antennes cornets à 20dB et 15dB :

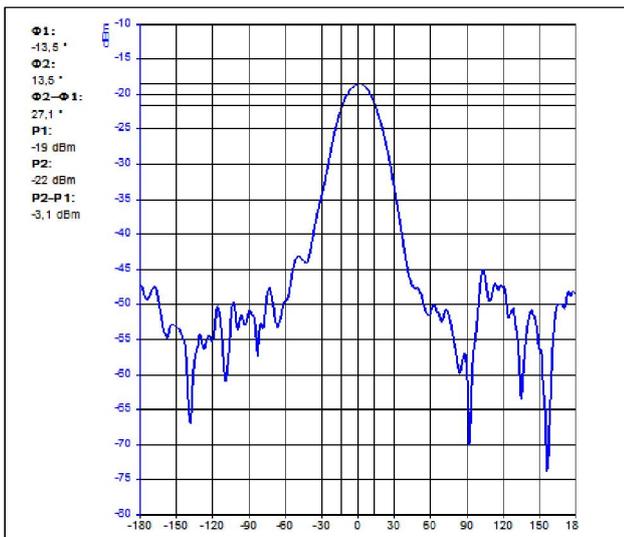


Fig. 46 Angle d'ouverture à -3db de l'antenne cornet à 15dB

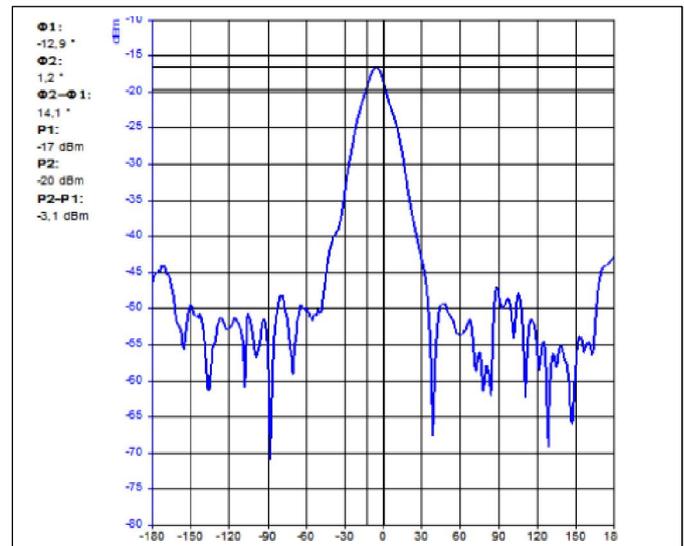


Fig. 47 Angle d'ouverture à -3db de l'antenne cornet à 20dB

Nous pouvons constater à travers cette manipulation que le rayonnement du cornet dépend de sa surface rayonnante, plus celle-ci est élevée, meilleures sont ses performances en terme de directivité.

III.5.8.4 Domaines d'application de l'antenne cornet :

Un dispositif très utilisé pour la propagation d'ondes guidées est le guide d'onde rectangulaire. Sa qualité de transmission est excellente. Pour cette raison, il est utilisé en haute fréquence. Son utilisation est très répandue en hyperfréquences. Le transformateur de puissance électromagnétique guidée en puissance rayonnée est l'antenne cornet (figure I.8) [15]. Sa forme permet de passer graduellement des dimensions du guide d'onde à l'espace libre. L'onde est ainsi naturellement projetée dans l'espace libre.

III.5.8 L'antenne parabolique :

III.5.8.1 Montage :

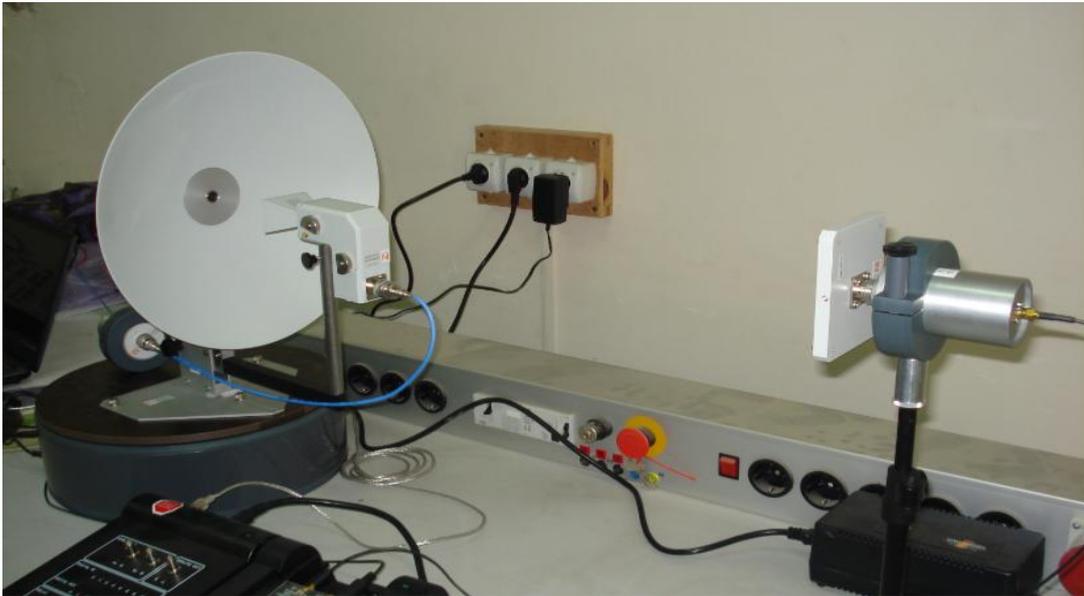


Fig.48 Mesure du Diagramme de rayonnement d'une parabole avec un cornet à 10dB comme source primaire.

Nous allons mesurer le diagramme de rayonnement et l'angle d'ouverture de l'antenne parabolique avec cornet comme source primaire.

Première mesure : Le cornet n'est pas au foyer de la parabole :

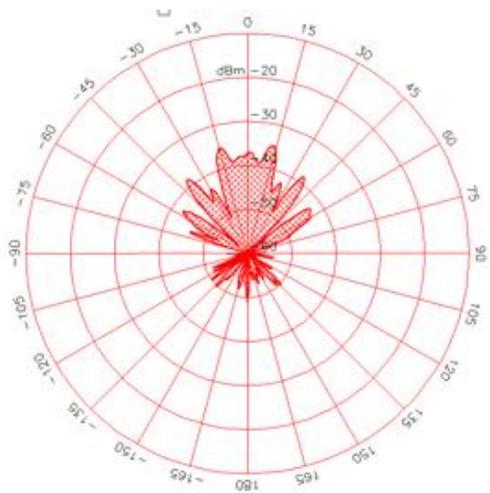


Fig. 49 Diagramme de rayonnement d'une parabole alimenté par un cornet

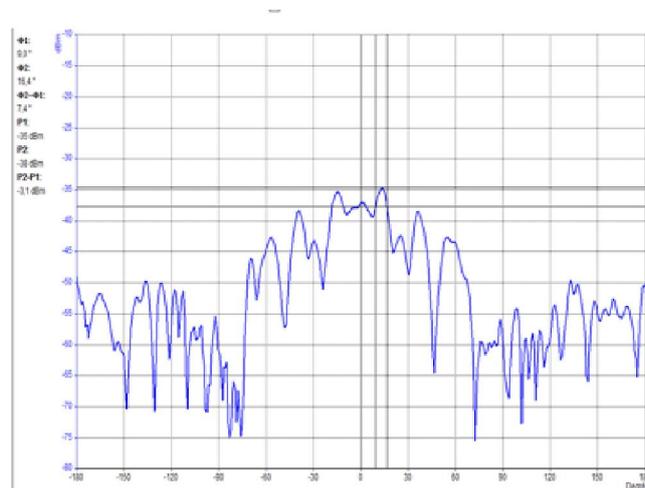


Fig. 50 Angle d'ouverture d'une antenne parabolique avec un cornet comme source primaire

Le cornet est au foyer de la parabole :

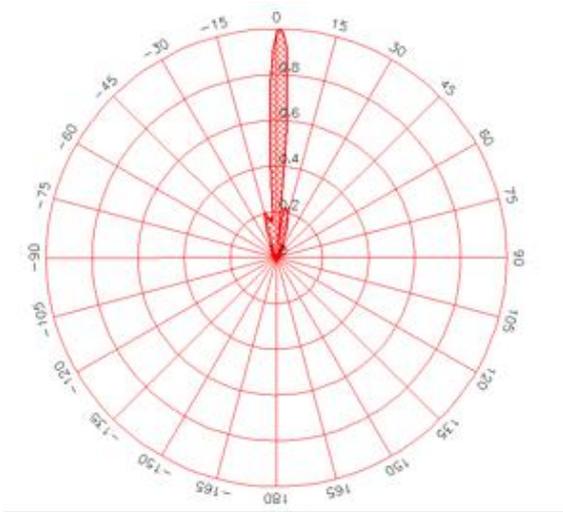


Fig. 51. Diagramme de rayonnement d'une parabole alimenté par un cornet Situé au foyer de la parabole

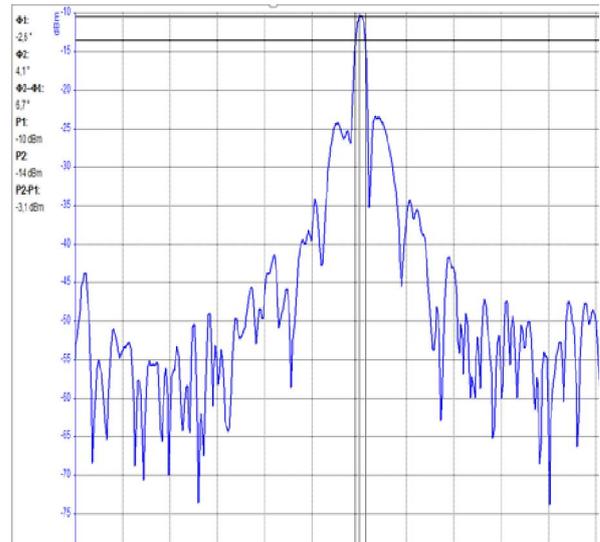


Fig. 52 Angle d'ouverture d'une antenne parabolique avec un cornet comme source primaire situé au foyer.

L'antenne à réflecteur parabolique comme nous l'avons vu dans cette manipulation est constitué d'un paraboloïde métallique et un cornet comme source d'excitation. Il est important que ce dernier soit placé exactement au foyer du paraboloïde pour que les ondes réfléchis soient parallèles à l'axe de la parabole.

III.5.8.2 Domaine d'application de l'antenne parabole :

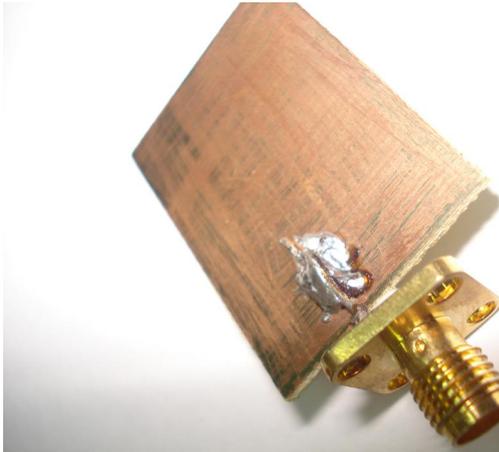
L'antenne parabolique, communément appelée "parabole" se retrouve partout : dans nos maisons pour la réception de télévision, en astronomie, dans la télécommunication. C'est sa capacité de travailler sur pratiquement toutes les fréquences et les longueurs d'onde qui a fait d'elle une antenne universelle.

III 5. ADAPTATION :

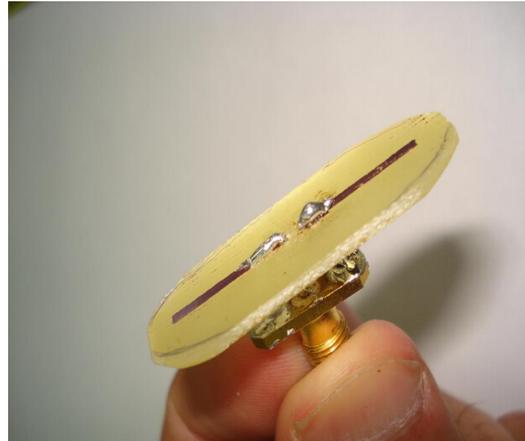
Dans le but d'assurer une utilisation optimale d'une antenne, il est important de l'utiliser dans la bande de fréquence pour laquelle les performances radioélectriques de cette antenne restent conformes à une norme imposée.

La bande passante d'une antenne dépend en général de sa géométrie et des propriétés des matériaux avec lesquels elle est fabriquée.

Dans la manipulation suivante nous allons déterminer les conditions d'adaptation des antennes que nous avons fabriquées à savoir le coefficient de réflexion , la fréquence de résonance et la bande passante (figure III.53) et (figures III.54).



A.a Antenne patch.



A.a Antenne Dipôle

Fig. III 53 Antennes Fabriquées.

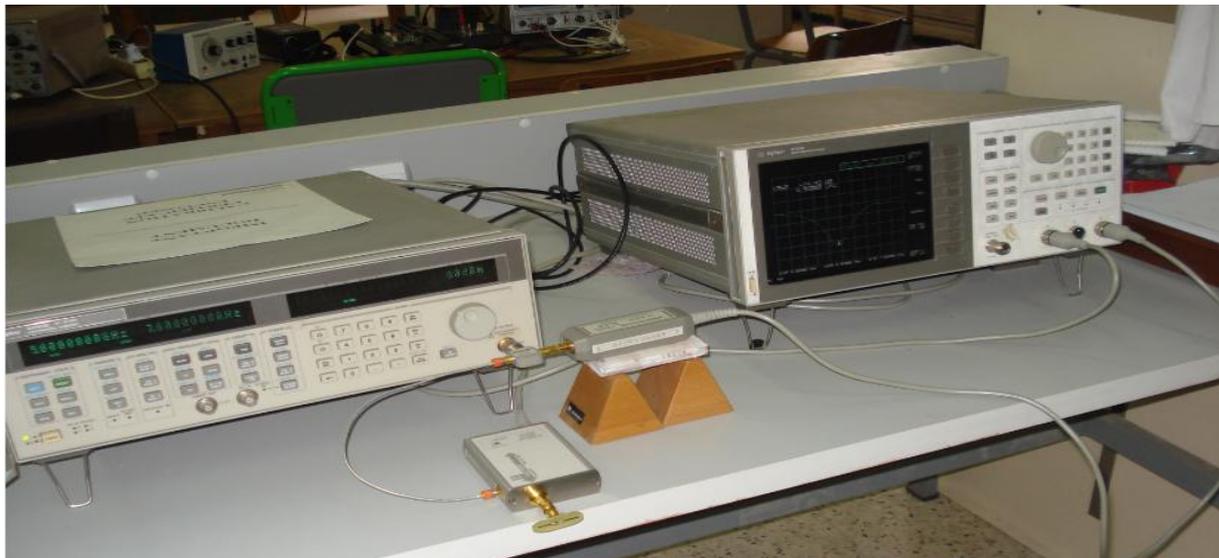
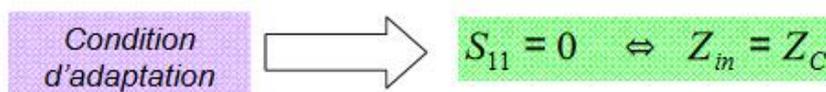


Fig III. 54 Montage pour la mesure du paramètre S11 des antennes considérées.

III.6.1 COMMENT SE FAIT LA MESURE ?

Comme le montre la figure III.48 le générateur excite l'antenne (a) la même puissance (b) est envoyée en parallèle à l'analyseur réseau. La puissance réfléchiée par l'antenne est envoyée également vers l'analyseur réseau(c). Ce dernier fait le rapport entre l'onde réfléchiée et l'antenne incidente.



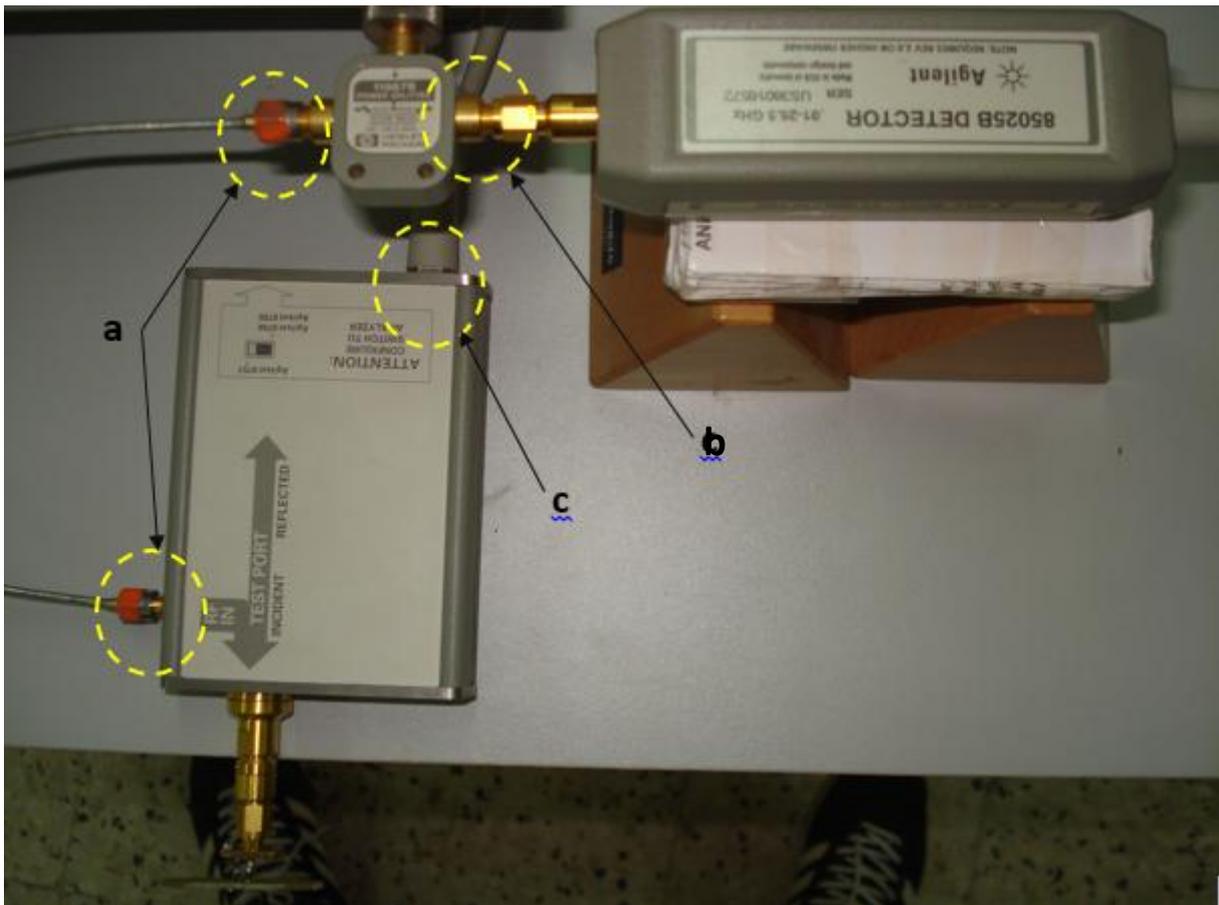


Fig. III. 55 Montage pour déterminer les conditions d'adaptation de l'antenne Dipôle

Ainsi nous avons pu déterminer la fréquence de résonance des antennes considérées ainsi que leurs bandes passantes. Exemple de l'antenne Dipôle demi- Onde (Figure III.49).

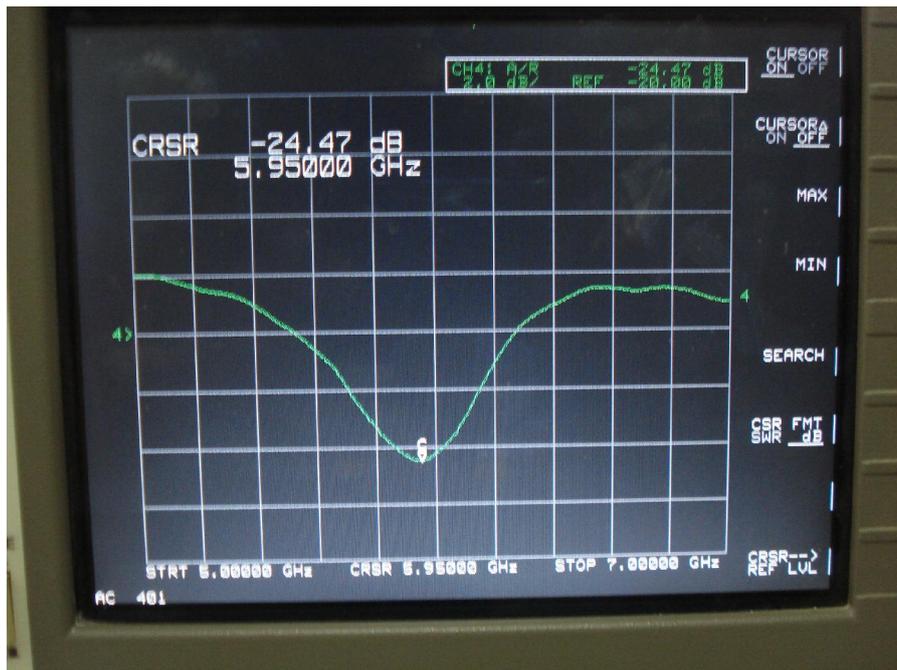


Fig. III. 56 Détermination de la fréquence de résonance et de la bande passante de l'antenne Dipôle demi-onde.

Comme nous pouvons le lire dans la figure III 49 la fréquence de résonance de l'antenne considérée est estimée à 6Ghz, même valeur trouvée lors de la mesure de l'antenne patch.

Nous remarquons que cette valeur trouvée est un peu différente de la fréquence des antennes avec lesquelles nous avons travaillé dans la partie III.5 (LES ANTENNES MESUREES AVEC Lucas nulle-Unitrain), bien qu'elles présentent les mêmes propriétés géométriques que ces dernières. Ceci, en fait est dû principalement aux qualités des substrats diélectriques avec lesquels sont fabriquées les antennes.

III.6 CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons abordé et mesuré une large variété d'antennes, des antennes filaires aux antennes à ouvertures. Nous avons déterminé pratiquement leurs diagrammes de rayonnement et défini leurs angles d'ouvertures ainsi que la bande passante des antennes que nous avons fabriquées. Ces paramètres sont fondamentaux dans la connaissance d'une antenne, cela nous permet de nous en servir d'une façon optimale, chose que nous allons voir dans le chapitre qui suit.

Chapitre IV

Liaison radio

IV.1. INTRODUCTION :

Dans ce chapitre nous allons essayer de situer l'antenne dans une liaison radio, un des nombreux domaines de son utilisation, pour mettre en évidence certaines de ses caractéristiques, évoquées dans les chapitres précédant, qui sont déterminantes dans la qualité d'une transmission radio. L'ensemble des manipulations s'est fait avec le banc de mesure "Lucas nulle-Unitrain" présenté dans le chapitre précédent.

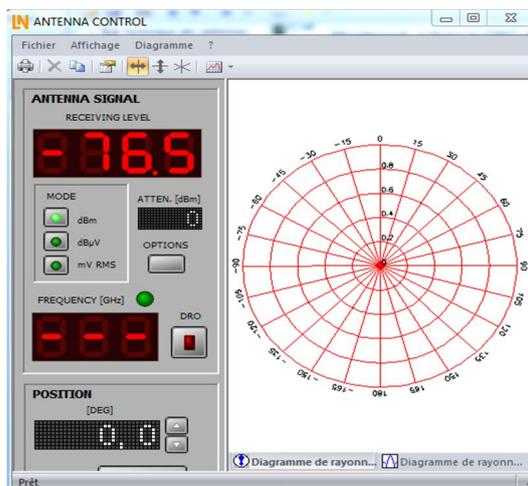
IV.2 LIAISON RADIO :

La liaison radio est une communication par voie hertzienne entre un émetteur et un récepteur. La qualité de celle-ci dépend, entre autres, du milieu que traversent les ondes électromagnétiques pour aller d'un point à un autre, elle dépend aussi de la position de l'émetteur et du récepteur ainsi que leurs caractéristiques.

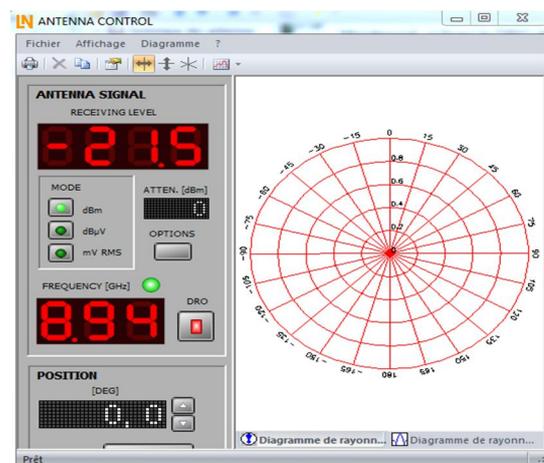
Note : Dans toutes les mesures que nous allons effectuer, le récepteur est le LNC X SO4 100-8N (figure. IV 1).



Fig. VI 1 Antenne de réception



(a) Avant d'allumer le DRO.



(b) Après allumage du DRO et ajustement des deux antennes

Fig. IV 2 Etablissement d'une liaison radio

IV. 2 POSITION DE L'EMETTEUR ET DU RECEPTEUR :

Dans la première situation, nous avons rapproché l'émetteur et le récepteur dans une position

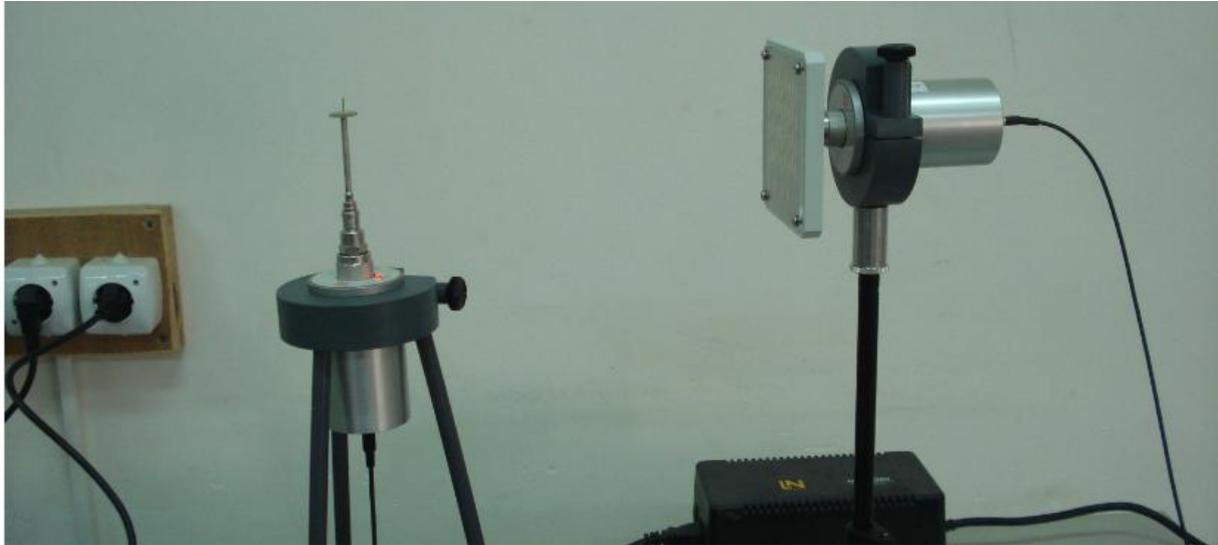


Fig. IV 3 L'émetteur et le récepteur rapprochés.

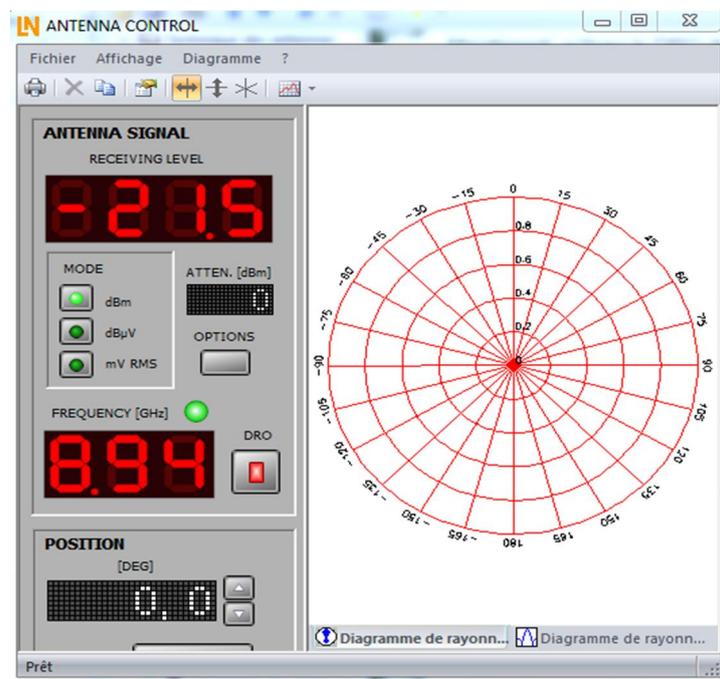


Fig. IV 4 Niveau de réception : l'émetteur et le récepteur rapprochés.

Dans ce deuxième cas de figure nous avons éloigné le récepteur de l'émetteur, la figure suivante illustre la situation



Fig. IV 5 L'émetteur et le récepteur sont éloignés.

Nous obtenons dans cette situation le niveau de réception suivant

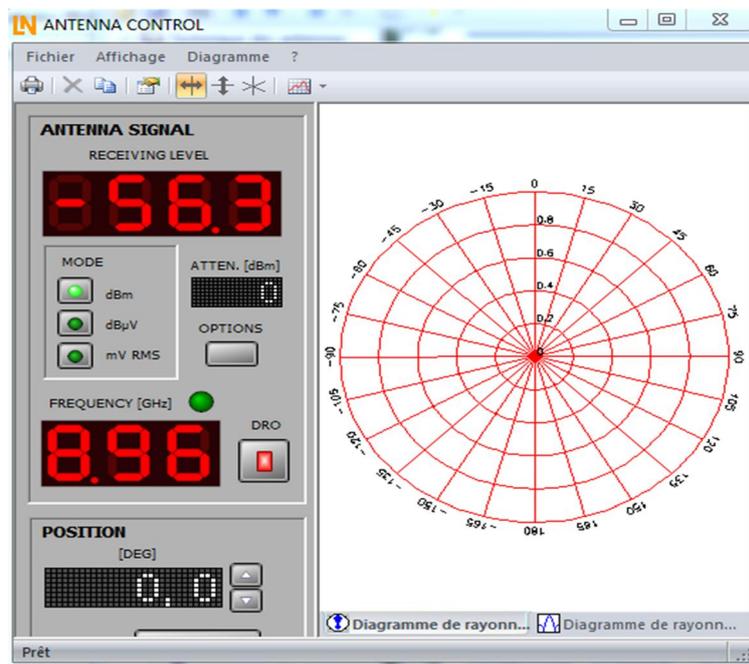


Fig. IV 6 Niveau de réception : l'émetteur et le récepteur éloignés

Nous constatons dans cette manipulation que le niveau, c'est à dire l'énergie, reçu varie en fonction de la distance qui sépare l'émetteur et le récepteur. Cette variation est représentée à la figure 7 du chapitre 1

IV. 3 MILIEU DE PROPAGATION :

Dans cette manipulation, c'est l'antenne cornet qui fait office d'émetteur.

Dans cette première figure, nous allons voir le diagramme de rayonnement d'un cornet mit dans des situations différentes.

IV.3.1 En espace libre :

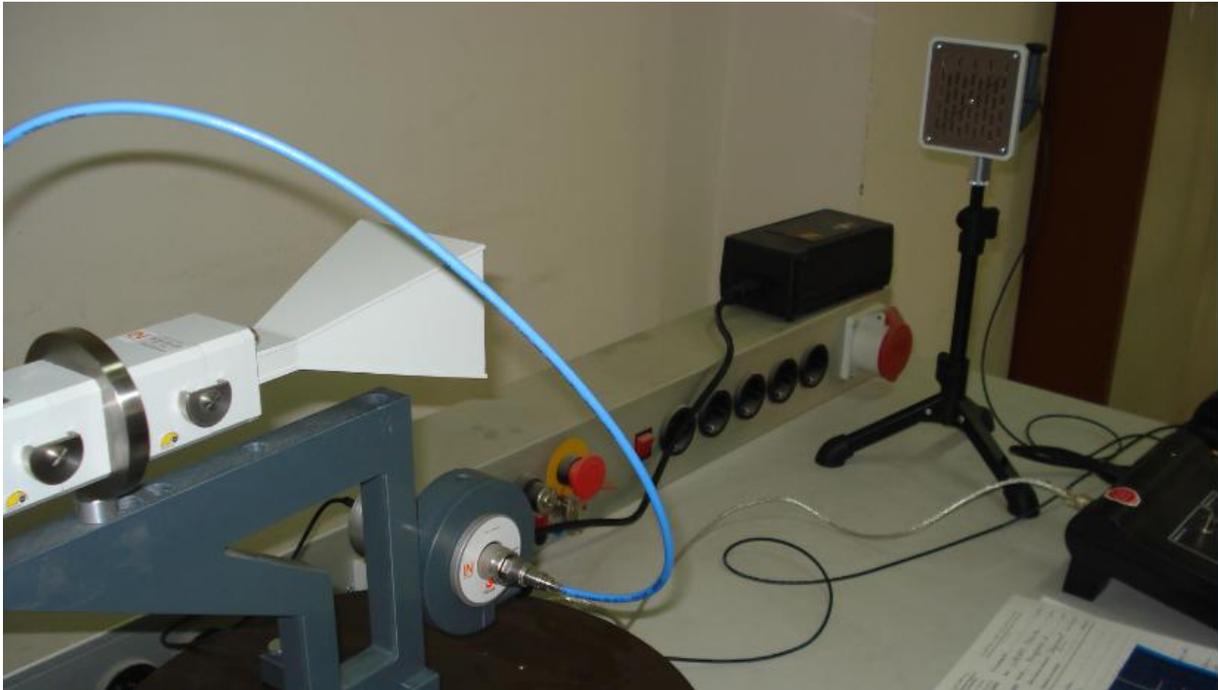


Fig. IV 7 Rayonnement de l'émetteur en espace libre.

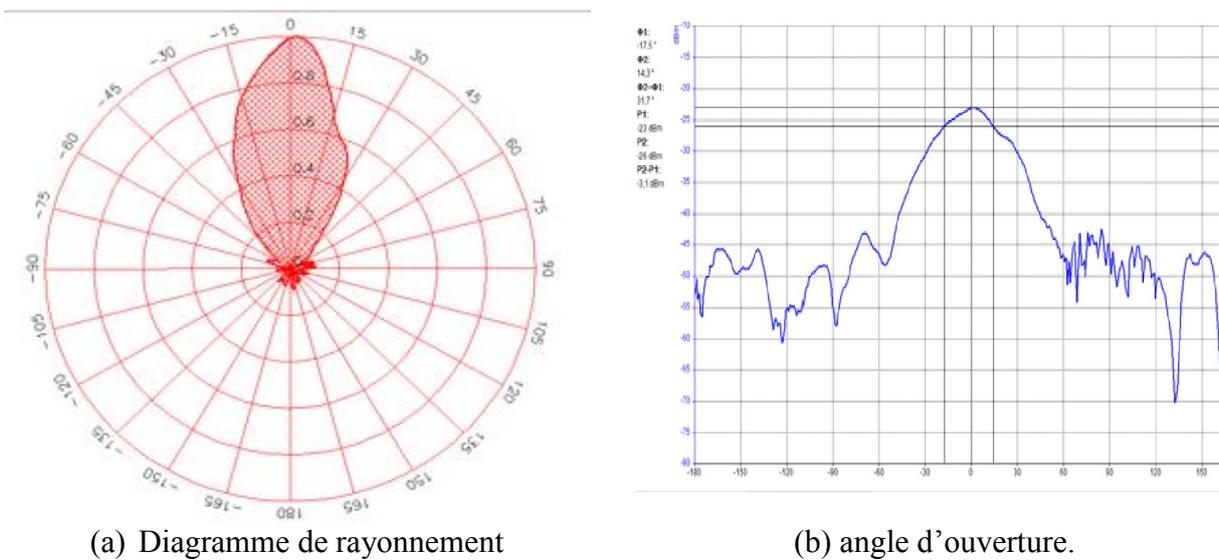
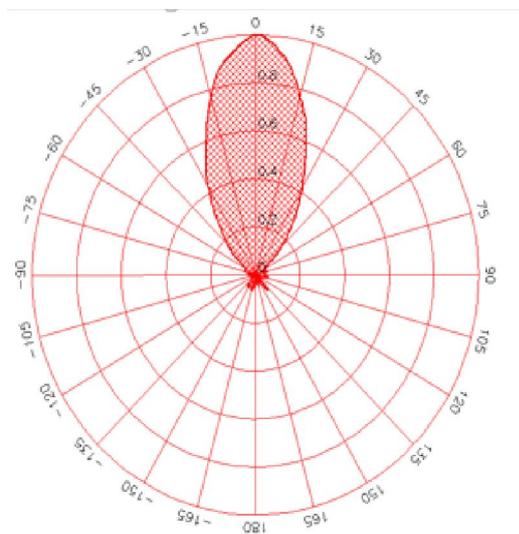


Fig. IV 8 Caractéristiques du rayonnement de l'émetteur en espace libre

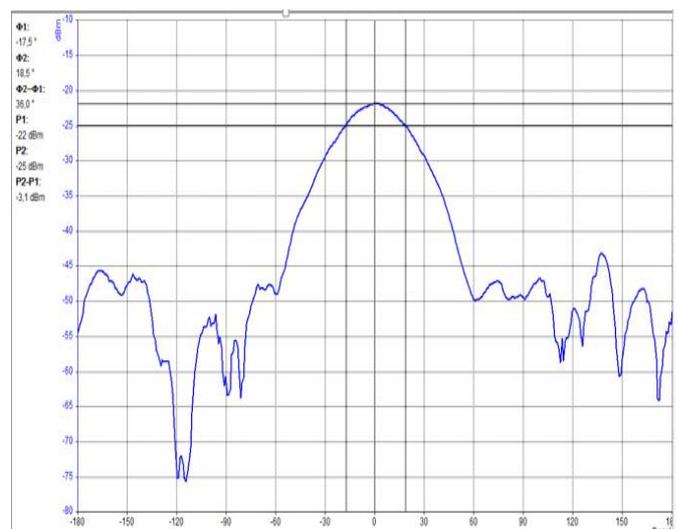
IV.3.2 En présence d'un disque réflecteur :



Fig. IV 9 Rayonnement de l'émetteur en présence d'un disque réflecteur



(a) Diagramme de rayonnement



(b) angle d'ouverture

Fig. IV 8 Caractéristiques du rayonnement de l'émetteur en présence d'un disque réflecteur

Nous remarquons que le rayonnement de l'émetteur dans les deux cas précédents ne se fait pas de la même manière. La présence du disque réflecteur a modifié le rayonnement de l'émetteur vu à la réception. C'est le phénomène de la réflexion vu dans le chapitre 1.

Nous pouvons conclure que le milieu de propagation est un paramètre très important dans une liaison radio.

IV.4 : POLARISATION DE L'ANTENNE :

L'émetteur et le récepteur dans cette manipulation ont des polarisations différentes. Le premier a une polarisation vertical et le deuxième a une polarisation horizontale.



Fig. IV 9 l'émetteur et le récepteur ont des polarisations différentes

Le niveau de la réception obtenu dans cette situation est

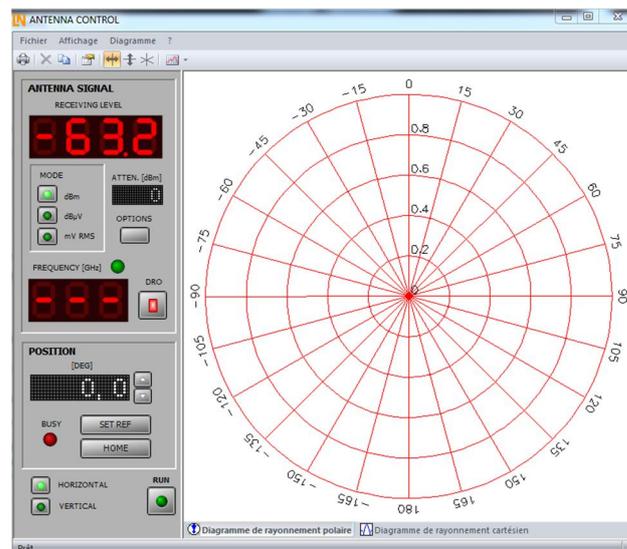


Fig. IV 10 niveau de réception de la puissance rayonnée par l'émetteur

Nous constatons que le niveau reçu est très faible. Donc l'énergie transmise par l'émetteur n'est pas captée en réception. Nous pouvons déduire par-là que la polarisation des antennes est un paramètre fondamental dans une transmission radio.

IV.5 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons abordé la liaison radio, un des domaines d'application pour les antennes, nous avons souligné l'importance de certaines caractéristiques de l'antenne dans la transmission des données, et de ce fait comment optimiser cette liaison radio.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce manuscrit sont axés sur la caractérisation d'antennes.

Tout d'abord, l'étude de la littérature nous a permis de recenser les différents types d'antennes classiquement utilisées dans le domaine de la télécommunication, mais également de présenter plusieurs notions de base permettant d'expliquer et de comprendre les principes de fonctionnement de l'antenne. La compréhension de ce fonctionnement aide d'une part à utiliser l'antenne au mieux de ses performances et d'autre part à en réaliser une utilisation optimale.

Dans le deuxième chapitre ont été données les principales caractéristiques des antennes, aussi bien celles dépendant du champ lointain (diagramme de rayonnement, directivité, vecteur hauteur effective..) que celles dépendant du champ proche (impédance d'entrée, taux d'onde stationnaire..).

Dans le chapitre III nous avons procédé à la mesure pratique de certaines caractéristiques définies théoriquement dans le chapitre II. Avec le banc de mesure "Lucas nulle-Unitrain", nous avons pu déterminer les diagrammes de rayonnements de plusieurs antennes (Antenne Yagi, patch, antenne cornet, antenne parabolique...) ainsi que leurs angles d'ouvertures. Les résultats obtenus ont été comparés à ceux prévus par la théorie.

Enfin, nous avons situé l'antenne dans un des domaines de son utilisation, la liaison radio. Dans cette partie du travail nous avons mis en évidence certaines caractéristiques fondamentales de ce dispositif rayonnant et leur importance dans la mise en point d'une liaison radio.

Bibliographie

Chapitre 1 :

- [1] O. PICON, coll " Les antennes – Théorie, conception et applications ", L'USINE NOUVELLE. Dunod, Paris, 2009.
- [2] D. BENSOUSSAN, Les antennes, TECART, Montreal. 1980
- [3] Cours dans le LabSoft du banc de mesure "Lucas nulle-Unitrain".
- [4] A. BOYER, " Antenne – Support de cours et énoncés de travaux dirigés 5ème Année Réseau et Télécom", INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE TOULOUSE, 2011
- [5] www.e-scio.net/ondes/spectre.
- [6] R. AKSAS, "Antennes-Théorie et applications", Ellipses Edition Marketing S.A., 2013.
- [7] http://www.editions-ellipses.fr/PDF/9782729883515_extrait.pdf.
- [8] H. KANANE, "cours – caractéristiques des antennes ". Faculté de Génie électrique et d'informatique, département d'ELECTRONIQUE, UNIVERSITE Mouloud MAMMERI
- [9] A. BENOMAR, "thèse de Doctorat- thème : Etude des antennes à résonateurs diélectriques, Application aux Réseaux de Télécommunications " UNIVERSIE DE LIMOGES, 2015.
- [10] E. ROUBINE, J.Ch. Bolomey, "Introduction générale", Antennes, tome 1, Masson, Paris, France, 1978.
- [11] J.D. KRAUS, "Antennas, " Mc Graw-Hill book company, New York, USA, 1950.
- [12] R. GARG, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design Handbook," Artech House, London, 2001
- [13] P. VAUDON, "Les antennes cornets," mémoire de maîtrise en Télécommunication, IRCOM université de Limoges. Web:<http://patrick.vaudon.pagesperso-orange.fr/ouverture>, 11 mars 2014.
- [14] S. PUNIT NAKAR, "Design of compact microstrip patch antenna for use in Wireless/cellular Devices", These de Master, college of engineering, Florida state university, 2004.
- [15] S. PUNIT NAKAR, "Design of compact microstrip patch antenna for use in Wireless/cellular Devices", Thèse de Master, college of engineering, Florida state university, 2004.
- [16] L.I. BASILLIO, M.A. KHAYAT, J. Williams, S.A. Long, "The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line fed patch antennas," IEEE trans. Antennas Propagat., vol. 49, pp.45-47, Jan. 2001.
- [17] O. PICON , coll.,"Les antennes Théorie, conception et applications", Dunod, Paris, 2009.
- [18] C.A BALANIS ? " Antenna theory- Analyse and design" J. Wiley and Sons, USA.

Chapitre 2 :

[1] R. AKSAS, “Antennes-Théorie et applications“, Ellipses Edition Marketing S.A., 2013.

[2] H. KANANE, “cours – caractéristiques des antennes “. Faculté de Génie électrique et d’informatique, département d’ELECTRONIQUE, UNIVERSITE Mouloud MAMMERI.

Chapitre 3 :

[1] Cours dans le LabSoft du banc de mesure “Lucas nulle-Unitrain“.