



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

MEMOIRE DE MASTER
DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE
FILIERE : GENIE ELÉCTRIQUE
OPTON : MICRO-ONDES

THEME

**Analyse de rayonnement d'un réseau circulaire
d'antennes dipôles en utilisant la méthode des
moments**

Présentée par :
SEGHIROU Sana

Proposée et dirigée par :
Dr. KHEDROUCHE Djamel

N° d'ordre : 2012/ /85/125/

Promotion: JUIN 2012



Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A ma mère avec toute mon affection.

A mon père avec toute ma reconnaissance.

A mon fiancé Chouaib.

A mes frères leurs maries et leurs enfants sur tout mon frère Rabeh.

A ma sœurs Souad, Son mari et leurs enfants.

A mes sœurs ; Warda, Rebeh, Imane.

Je dédie enfin ce travail à toutes mes amies et tous ceux qui m'aiment:

Samira, Somia, Malika, Razika, Meriem, Bakhta, fahima, Sabra

*A tous les amis (es) d'études surtout ceux d'électronique
promotion 2012*

Sana

Remerciements

Nous tenons à remercier tout d'abord Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé, la patience, et la force qui nous a donné pour accomplir ce travail.

*Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur **Dr. KHEDROUCHE DJAMEL** pour avoir d'abord proposée ce thème, pour son suivi continué tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de nous donner des conseils.*

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants ainsi que tous personnels administratifs du département de l'électronique, Nos remerciements vont également à tous les membres de jury qui ont accepté de juger ce travail.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidés à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

SOMMAIRE

DEDICACES

REMERCIEMENTS

SOMMAIRE

LISTE DES FIGURES

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I : Définitions générales.

I.1 Historique	4
I.2 Définition :	4
I.3 Les caractéristiques des antennes	5
I.3.1 Le diagramme de rayonnement d'une antenne	5
I.3.2 Puissance rayonnée - Résistance de rayonnement	6
I.3.3 Bande passante d'une antenne	7
I.3.4 Le Gain d'antenne	8
I.3.5 La directivité	8
I.3.6 Rendement	8
I.4 Les différents types d'antennes	9
I.4.1 Antenne filaire	9
I.4.2 Antenne Yagi	9
I.4.3 Les antennes à réflecteurs (paraboles)	10
I.4.4 Antenne imprimée	11
I.4.5 Antenne dipolaire	13
I.4.6 Antenne dipôle élémentaire	13
I.4.6.1 Gain d'une antenne dipolaire	14
I.4.7 Antenne hélicoïdale	15
I.4.8 Antenne cornet	17
I.5 Réseaux d'antennes	17
I.5.1 Présentation du concept	18
I.5.2 Mode d'alimentation	18

CHAPITRE II : Mise en équations du problème

II.1 Introduction	21
II.2 Impédance propre et impédance mutuelle	21
II.3 Couplage d'un réseau de deux antennes	24
II.4 Réseaux planaires de dipôles parallèles	29
II.5. Réseau circulaire	33

CHAPITRE III : Résultats et discussions

III.1 Introduction.....	37
III.2 Réseaux de dipôles parallèles.....	37
III.3 Réseaux de dipôles circulaires	41
CONCLUSION GENERALE	62

LISTE DE FIGURE

CHAPITRE 1

Fig. I.1. Différent diagrammes d'émission d'antenne en deux dimensions. **Erreur ! Signet non défini.**

Fig. I.2. Représentation du champ dans l'espace **Erreur ! Signet non défini.**

Fig. I.3. Puissance rayonnée par une antenne dans une direction de l'espace **Erreur ! Signet non défini.**

Fig. I.4. Bande passante..... **Erreur ! Signet non défini.**

Fig. I.5. Antenne Yagi..... **Erreur ! Signet non défini.**

Fig. I.6. Antenne parabolique **Erreur ! Signet non défini.**

Fig. I.7. Diagramme d'émission d'une antenne parabolique..... **Erreur ! Signet non défini.**

Fig. I.8. Structure de base d'une antenne imprimée **Erreur ! Signet non défini.**

Fig. I.9. Antenne dipolaire..... **Erreur ! Signet non défini.**

Fig. I.10. Schéma géométrique d'un dipôle élémentaire. **Erreur ! Signet non défini.**

Fig. I.11. Dipôle court **Erreur ! Signet non défini.**

Fig. I.12. Antenne hélicoïdale **Erreur ! Signet non défini.**

Fig. I.13. Antenne cornet **Erreur ! Signet non défini.**

Fig. I.14. Diagramme de rayonnement d'une antenne cornet **Erreur ! Signet non défini.**

Fig. I.15. Association de plusieurs éléments rayonnants ou réseau d'antennes **Erreur ! Signet non défini.**

CHAPITRE 2

Figure II.1 Dipôles linéaires parallèles **Erreur ! Signet non défini.**

Figure II.2 Disposition de deux antennes linéaires adjacentes.....30

Figure. II.4. Géométrie d'un réseau circulaire uniforme de N éléments.....34

CHAPITRE 3

Figure III.1 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E , $V = [1, 0, 0]^T$ **Erreur ! Signet non défini.**

Figure III.2 Disposition géométrique des éléments d'un réseau circulaire... **Erreur ! Signet non défini.**

Figure III.3 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire, $L = 0.5$
 $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [0, 1, 1]^T$ **Erreur ! Signet non défini.**

Figure III.4 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 6
éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [0, 1, 1, 1, 1, 0]^T$ **Erreur ! Signet non défini.**

Figure III.5 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 13
éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [0, 1, 1, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 1]^T$ **Erreur ! Signet non défini.**

Figure III.6 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 15
éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [0, 1, 1, 0, 1, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 1, 1]^T$ **Erreur ! Signet non défini.**

Figure III.7 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 20
éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [0, 1, 1, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 1]^T$ **Erreur ! Signet non défini.**

Figure III.8 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 4
éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [1, 0, 0, 0]^T$ **Erreur ! Signet non défini.**

Figure III.9 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 4
éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [1, 1, 0, 0]^T$ **Erreur ! Signet non défini.**

Figure III.10 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 4
éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [1, 1, 1, 0]^T$ **Erreur ! Signet non défini.**

Figure III.11 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 4
éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [1, 1, 1, 1]^T$ **Erreur ! Signet non défini.**

Figure III.12 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 4
éléments, $L = 0.5$, $b = 0.08$, $a=0.001$, $V = [0, 1, 1, 0]^T$ **Erreur ! Signet non défini.**

Figure III.13 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 4
éléments, $L = 0.5$, $b = 0.7$, $a=0.001$, $V = [0, 1, 1, 0]^T$ **Erreur ! Signet non défini.**

Figure III.14 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 5
éléments, $L = 0.125$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [0, 1, 1, 1, 1]^T$ **Erreur ! Signet non défini.**

Figure III.15 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 5
éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [0, 1, 1, 1, 1]^T$ **Erreur ! Signet non défini.**

Figure III.16 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire
de 5 éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [0, 1, 1, 1, 1]^T$ **Erreur ! Signet non défini.**

Résumé

Les réseaux circulaires d'antennes dipôles sont très utilisés dans la radiodétection, le radar, le sonar et d'autres applications. Habituellement les réseaux circulaires sont composés d'éléments identiques et uniformément espacés.

Dans ce travail on a assumé un réseau de dipôles circulaire dont les éléments sont uniformément espacés et chaque élément est alimenté en son centre. En pratique, on applique habituellement des tensions au milieu des dipôles, dont les courants d'entrées sont inconnus. Pour déterminer les courants d'entrée de chaque antenne, on a utilisé la méthode des moments. En suite, on a procédé à la résolution de l'équation intégrale résultante. Une fois les courants d'entrées sont déterminés, les caractéristiques de rayonnement du réseau circulaire, notamment le diagramme de rayonnement plan E et plan H, sont facilement déterminées.

Mot clés : Réseau D'antennes ; antenne dipôle ; Diagramme de rayonnement

Abstract

This work concerns the study of the effect of mutual coupling in a circular array antenna. A rigorous analysis is presented to calculate the matrix of the mutual impedances. Then, we calculated the input currents of antennas of the array from the non homogeneous system of equations obtained. Once the input currents were calculated, the E-plane and H-plane radiation pattern of the array is calculated in term of normalized power gain. A series of simulations results, concerning several examples, is presented showing the effect of the structural parameters of the array on the radiation pattern. We showed that the normalized patterns in the two planes are affected by the change of the structural parameters.

Key words: *Antenna arrays ; mutual coupling; radiation pattern.*

Un réseau d'antennes est un ensemble d'antennes séparées et alimentées de façon synchrone. C'est-à-dire que le déphasage du courant entre chaque paire d'antennes est fixe. Un réseau peut comporter des éléments non alimentés directement par une source (éléments parasites) mais qui sont alimentés par le champ produit par le reste des éléments. Le champ électromagnétique produit par un réseau d'antennes est la somme vectorielle des champs produits par chacun des éléments. En choisissant convenablement l'espacement entre les éléments et la phase du courant qui circule dans chacun, on peut modifier la directivité du réseau grâce à l'interférence constructive dans certaines directions et à l'interférence destructive dans d'autres directions.

Dans tout ce qui a été dit précédemment, nous avons gardé sous silence l'interaction entre antennes. En effet, L'interaction entre éléments individuels induit des courants dans les autres éléments ce qui modifie l'impédance de l'élément, ce qui peut modifier la phase du courant d'alimentation. Ceci fait que fixer la phase de chaque élément quand les éléments interagissent est extrêmement compliqué. Une façon de contourner le problème est d'alimenter un seul élément. De cette façon la phase du courant des autres éléments est fixée par la seule géométrie du réseau. Une autre façon d'éviter les interactions est de choisir le type d'antenne individuelle et sa disposition. Ainsi, si on utilise des antennes dipolaires, on peut les disposer alignées, car ces antennes n'émettent pas dans le sens de leur longueur. Une autre possibilité est celle d'utiliser des antennes individuelles qui ne rayonnent pas dans la direction des autres antennes du réseau. C'est la solution utilisée dans les réseaux adaptés "phased arrays".

Dans ce travail, l'étude de l'effet de couplage mutuel dans un réseau d'antenne circulaire est considérée. Une analyse rigoureuse, basée sur la méthode des moments, est présentée pour calculer la matrice des impédances mutuelles. Ensuite, on a calculé les courants d'entrées des antennes du réseau à partir du système d'équations non homogène obtenu. Une fois les courants d'entrées calculés, le diagramme de rayonnement du réseau est obtenu en terme de gain en puissance normalisé. Une série de résultats de simulations, concernant plusieurs exemples, est présentée montrant l'effet du nombre d'éléments, du rayon du réseau, de

l'espacement entre les éléments et de la longueur des éléments sur le diagramme de rayonnement plan E et plan H.

Ce mémoire est organisé comme suit :

Dans le premier chapitre, nous donnons des définitions générales concernant les antennes, notamment les différents paramètres des antennes, les différents types de celles-ci et une introduction aux antennes réseaux.

Dans le deuxième chapitre, on procède à la mise en équation du problème de couplage mutuel entre les différents éléments d'un réseau d'antennes. On a commencé par calculer l'impédance mutuelle dans le cas d'un réseau de deux antennes. Ensuite, l'étude est généralisée au cas pratique d'un réseau d'antennes planaire avec un nombre quelconque d'éléments. Des équations donnant le diagramme de rayonnement des différents types de réseaux on été également établies. Le cas particulier du réseau planaire circulaire et ensuite évoqué et étudié.

Le troisième chapitre est consacré à la réalisation d'une série de simulation, implémentant les différentes équations obtenues dans le chapitre II. Finalement nous terminons par une conclusion générale de ce travail.

Chapitre 1

Définitions Générales

I.1 Historique

L'antenne a été découverte par Alexander Popov. Heinrich Hertz (1857-1894) utilisa pour la première fois, en 1889, des antennes pour démontrer l'existence des ondes électromagnétiques prédites par la théorie de James Clerk Maxwell. Il utilisa des antennes doublet tant pour la réception que pour l'émission. Il installa même le dipôle émetteur au foyer d'un paraboloïde. Le terme antenne fut utilisé par Marconi (1874-1937). L'antenne est un conducteur électrique plus ou moins complexe généralement placé dans un endroit dégagé. Elle se définit par les caractéristiques suivantes : bande de fréquence d'utilisation -polarisation- directivité et diagramme de rayonnement-gain- type d'antenne-mode d'alimentation et impédance au point d'alimentation [1]

I.2 Définition :

Les antennes sont des dispositifs qui ont pour fonction de transformer les ondes électromagnétiques guidées en onde se propageant dans l'espace libre et, réciproquement, de capter les ondes de l'espace pour les conduire vers les circuits. Ce sont les adaptateurs d'impédance entre l'espace et les circuits. Elles permettent de recevoir ou de faire rayonner des ondes. Ainsi il existe des antennes d'émission et de réception. Un émetteur fournit à sa sortie un courant HF modulé. Pour transmettre l'information à distance, le courant modulé doit être transformé en ondes électromagnétiques capables de se déplacer dans l'atmosphère ou dans le vide : c'est le rôle de l'antenne d'émission. Après un périple plus ou moins long dans l'atmosphère, les ondes arrivent au voisinage du récepteur. C'est l'antenne de réception qui est chargée de la mission de convertir l'onde EM en courant susceptible d'être traité par le récepteur.

Pour capter ou émettre un signal (une onde) dans l'atmosphère, on doit utiliser des "antennes" accordées ou non accordées, sur une ou plusieurs fréquences. En général, pour les ondes métriques et décimétriques, les antennes sont généralement constituées de fils (filaires). Une antenne peut être ainsi un simple bout de fil qui aura une longueur en rapport avec la longueur d'onde du signal à capter ou à émettre. Par exemple, les antennes accordées de postes radio sont réalisées à l'aide d'un bobinage de fil de cuivre enroulé sur un bâton en ferrite (une sorte de

céramique magnétisée) montée en parallèle avec un condensateur variable. Il faut savoir que selon l'orientation d'une antenne, on parvient à mieux capter le signal pour lequel elle est accordée [2].

I.3 Les caractéristiques des antennes

Un certain nombre de paramètres permet de classier la grande famille des antennes. Ces paramètres peuvent être la forme du diagramme de rayonnement, la bande de fonctionnement, la bande passante, la directivité, la fonction réalisée, le coût ...

I.3.1 Le diagramme de rayonnement d'une antenne

On entend par diagramme de rayonnement la répartition spatiale de la puissance rayonnée par un radiateur ou la répartition spatiale de la puissance récupérée par un capteur (que l'on appelle aussi dans ce cas diagramme de captation). Pour une même antenne, le diagramme de rayonnement et le diagramme de captation sont supposés identiques: on parle de façon générique de diagramme de rayonnement. Les mesures de diagramme de rayonnement constituent une étape primordiale dans l'élaboration d'une liaison microonde par voie aérienne, car elles induisent le choix de l'élément rayonnant suivant l'utilisation désirée. En effet, tout champ rayonné à l'infini admet une forme bien définie et le rayonnement d'une antenne est fonction de ses caractéristiques géométriques. Pour un radar de surveillance, une antenne à faible directivité, donc à large diagramme de rayonnement est souhaitée (de façon à couvrir le maximum d'espace). Par contre pour un radar de poursuite, une antenne à forte directivité, donc à maximum de précision dans une zone précise, est préférable (de façon à pouvoir identifier précisément l'objet éclairé). Dans ce cas précis, les deux types d'antennes sont utilisés simultanément [3].

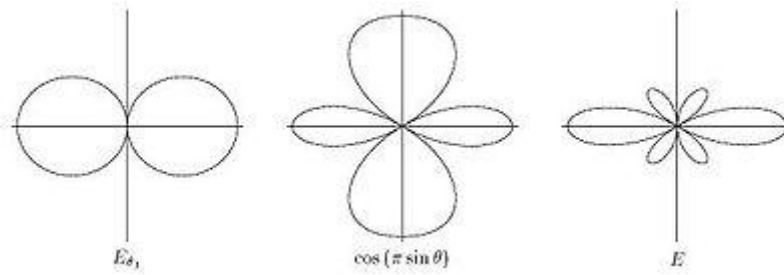


Fig. I.1. Différent diagrammes d'émission d'antenne en deux dimensions

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est censé être mesuré pour tous les points de l'espace, à une distance infinie de l'antenne (sphère de rayon infinie). En pratique, il suffit de se placer en champ lointain, soit à une distance r_0 donnée par la relation suivante:

$$r_0 > 2(d_Q + d_T) / \lambda_0$$

Où

d_Q est la plus grande dimension de l'antenne source

d_T est la plus grande dimension de l'antenne mesurée

λ_0 est la longueur d'onde dans le vide pour laquelle est effectuée la mesure.

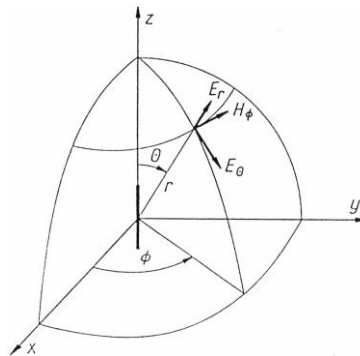


Fig. I.2. Représentation du champ dans l'espace

I.3.2 Puissance rayonnée - Résistance de rayonnement

Une onde électromagnétique qui se déplace entraîne avec elle de l'énergie. L'antenne, qui crée (ou reçoit) une onde électromagnétique rayonne donc une énergie donc une puissance. Le rapport entre la puissance rayonnée par l'antenne et la moitié du courant traversant l'antenne est, par définition, la résistance de

rayonnement de l'antenne. Cependant, toute la puissance fournie à une antenne ne se retrouve pas sous forme d'énergie électromagnétique. En effet, différents phénomènes vont causer des pertes :

- la résistance ohmique du conducteur formant l'antenne
- les courants de Foucault induits dans les conducteurs voisins de l'antenne
- les décharges électriques entre conducteurs à des potentiels différents
- l'isolement imparfait des isolateurs supportant les éléments de l'antenne.

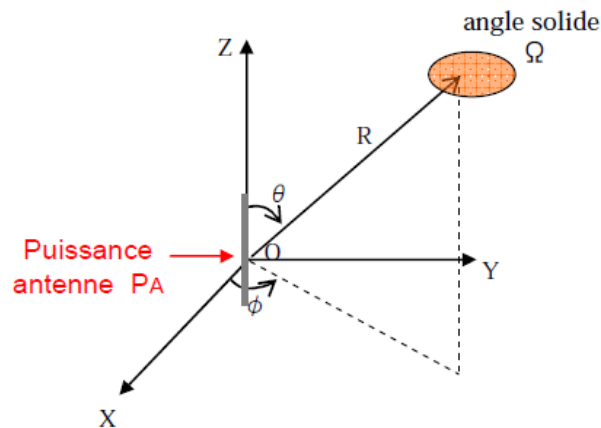


Fig. I.3. Puissance rayonnée par une antenne dans une direction de l'espace

I.3.3 Bande passante d'une antenne

Une antenne est prévue pour fonctionner de manière optimale à une certaine fréquence. Lorsque la fréquence d'émission diffère de cette valeur optimale, la puissance émise par l'antenne diminue. La bande passante d'une antenne décrit la bande de fréquences dans laquelle la puissance émise par l'antenne est supérieure ou égale à la moitié de la puissance maximale.

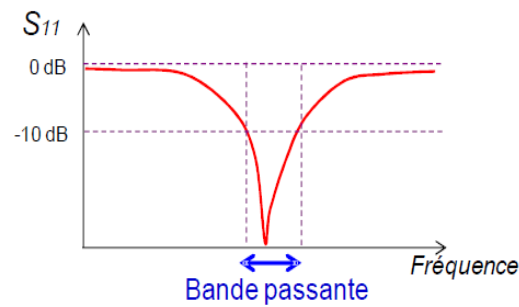


Fig. 1.4. Bande passante

I.3.4 Le Gain d'antenne

Comme l'antenne isotrope est 100% efficace, rayonnant toute la puissance fournie par l'émetteur, nous ne pouvons plus rien faire pour augmenter cette efficacité. Autrement dit, nous ne pouvons augmenter la densité de puissance (dB) uniformément répartie sur la sphère, simplement en changeant d'antenne. Par contre, nous pouvons utiliser la directivité résultant de la propension des antennes physiques à annuler le rayonnement dans certaines directions, cela se traduira par la concentration de la puissance dans certaines directions, au détriment des autres directions. Du point de vue du récepteur se trouvant dans une direction favorable, cela se traduira par une augmentation du signal par rapport à celui reçu de l'antenne isotrope. Par exemple, une antenne dipôle demi-onde, a très peu ou pas de rayonnement depuis ses extrémités. Mais cette partie de puissance se trouve rajoutée à celle rayonnée perpendiculairement à l'élément rayonnant. Supposant toujours qu'il n'y a aucune perte, une antenne demi-onde rayonnera une puissance perpendiculairement à sa longueur, 1,64 fois supérieure à celle rayonnée par une antenne isotrope. Un gain de puissance de 1,64 se traduit par un gain de 2,14 dBi, et ainsi, nous pouvons dire qu'une antenne dipôle demi-onde a un gain de 2,14 dB sur l'antenne isotrope.

I.3.5 La directivité

La directivité dans une certaine direction, $D(\theta, \varphi)$, est définie par le rapport de l'intensité de puissance rayonnée dans une certaine direction sur l'intensité de puissance rayonnée totale d'une antenne isotrope.

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{\text{intensité de puissance rayonnée dans la direction}(\theta, \varphi)}{\text{puissance rayonnée totale}}$$

I.3.6 Rendement

Le rendement η d'une antenne traduit sa capacité à transmettre la puissance électrique en entrée P_A sous forme de puissance rayonnée P_R . On le définit comme le rapport entre la puissance totale rayonnée par une antenne et la puissance qui lui est fournie. Le rendement est lié aux pertes dans le réseau de polarisation et dans les éléments rayonnants. On voit que le rendement relie le gain et la directivité par

$$P_R = \eta \cdot P_A \Rightarrow G = \eta \cdot D$$

I.4 Les différents types d'antennes

I.4.1 Antenne filaire

Les antennes filaire sont bien connues au profane parce qu'elles sont vues pratiquement partout sur des automobiles, bâtiments, bateau, avions, vaisseau spatial et ainsi de suite. Il ya diverses formes des antennes filaire telles qu'un fil droit (dipôle), boucle et spiral. Les antennes boucle doivent non seulement être circulaires, elles peuvent prendre la forme d'un rectangle, ellipse, ou toute autre configuration. La boucle circulaire est plus commune en raison de sa simplicité [4].

I.4.2 Antenne Yagi

L'antenne Yagi ou antenne Yagi-Uda est une antenne à éléments parasites utilisable des HF aux UHF. 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.

Une antenne Yagi peut être assimilée à une antenne réseau dont les éléments seraient alimentés par induction mutuelle. Si les espacements et longueurs des brins sont optimaux, le diagramme de rayonnement et le gain est celui d'un réseau. Une autre image simplifiée est celle d'une focalisation : l'ensemble des éléments parasites se comporte comme une lentille diélectrique.

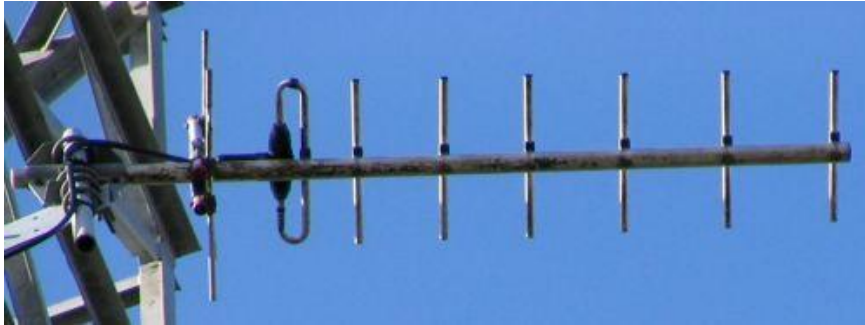


Fig. 1.5. Antenne Yagi

I.4.3 Les antennes à réflecteurs (paraboles)

Une antenne parabolique, communément appelée parabole par le grand public, est une antenne disposant d'un réflecteur paraboloidal, basé sur les propriétés géométriques de la courbe nommée parabole et de la surface nommée paraboloid de révolution. Cette antenne qualifiée d'universelle puisqu'elle fonctionne en théorie sur n'importe quelle fréquence ou longueur d'onde, est cependant seulement employée à partir de la bande L dès 1,1 GHz et lorsqu'un gain d'antenne élevé est recherché. On estime que l'intérêt d'un réflecteur parabolique ne se fait sentir qu'à partir d'un diamètre supérieur à 4 fois la longueur d'onde du signal à transmettre. Sauf exception, les radioamateurs utilisent ce type d'antenne surtout au-dessus de 430 MHz, avec des paraboles qui dépassent par conséquent les 3 mètres de diamètre.



Fig. 1.6. Antenne parabolique

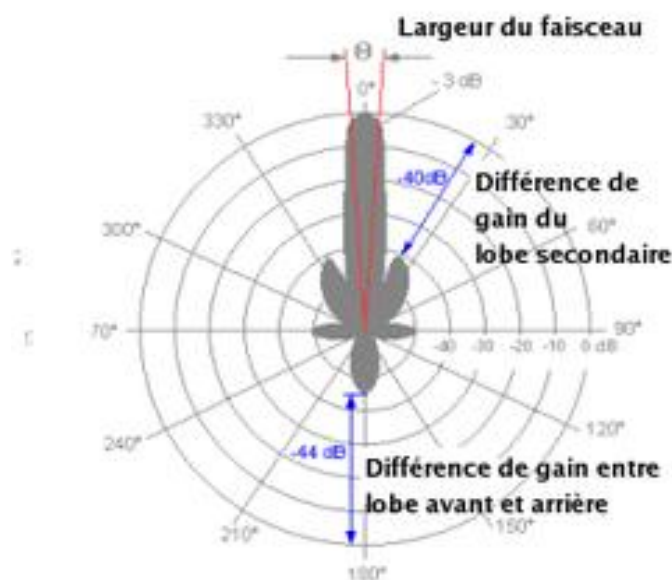


Fig. 1.7. Diagramme d'émission d'une antenne parabolique

La taille de la surface formant un "réflecteur parabolique" est relativement petit en général devant la longueur d'onde du signal émis et il n'est alors pas possible de négliger les phénomènes de diffraction. Chaque point de la surface du "réflecteur" va rayonner comme une source ponctuelle, et le champ total émis en un point est la somme cohérente de tous les champs infinitésimaux. Tout se passe comme dans le cas de la diffraction d'une onde par une ouverture. Quel que soit donc le type d'antenne parabolique, le diagramme d'émission comporte un lobe principal dans la

direction d'émission et des lobes secondaires tout autour de la sphère centrée sur l'antenne et qu'on tente de minimiser.

I.4.4 Antenne imprimée

Dans sa structure de base (**Fig1.10**), une antenne imprimée est constituée d'un conducteur métallique de forme arbitraire, déposé sur un substrat diélectrique au-dessus d'un plan de masse [5]-[6]

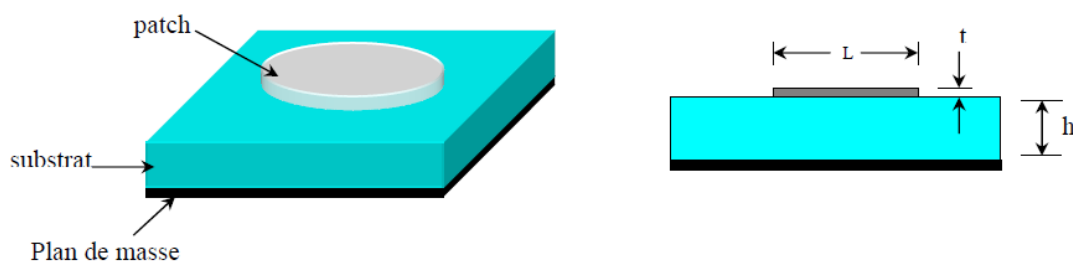


Fig. 1.8. Structure de base d'une antenne imprimée

La forme du patch conducteur peut être variée, mais elle influe sur les modes qui sont susceptibles de s'exciter dans l'antenne, et donc sur la nature du rayonnement. En pratique, on trouve essentiellement des rectangles, des disques, et plus rarement des anneaux ou des Triangles.

L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif. Les trois principaux types sont :

- alimentation par ligne : une ligne microstrip est reliée au patch et lui amène l'énergie. Elle a l'inconvénient de générer un rayonnement parasite.

- alimentation par connecteur : un connecteur standard (SMA) est soudé au plan de masse qui est perforé pour permettre à l'âme central d'être reliée au patch en traversant le diélectrique. L'énergie est amenée par guide coaxial.

- alimentation par fente : un ligne est disposée au dos du plan de masse, qui est entaillé d'une fente sous le patch afin que l'énergie amenée par la ligne soit communiquée à l'antenne.

L'impédance d'entrée de l'antenne que l'on souhaite la plus proche possible de 50Ω en partie réelle, et nulle en partie imaginaire, dépend du type d'alimentation.

On sait que pour une alimentation par connecteur, l'impédance varie avec la position du contact de la sonde avec le patch. Pour une alimentation par fente, c'est la largeur et la position de la fente qui vont permettre de s'approcher de l'adaptation idéale. D'une manière générale, il s'agit d'un problème complexe qui doit être traité au cas par cas par des simulations numériques, et dont la solution est souvent guidée par l'expérience.

I.4.5 Antenne dipolaire



Fig. 1.9. Antenne dipolaire

L'antenne dipolaire, élaborée par Heinrich Rudolph Hertz vers 1886, est une antenne constituée de deux brins métalliques, alimentée en son milieu et destinée à transmettre ou recevoir de l'énergie électromagnétique. Ce type d'antenne est le plus simple à étudier d'un point de vue analytique.

I.4.6 Antenne dipôle élémentaire

Un dipôle élémentaire est une petite longueur δl de conducteur (petite devant la longueur d'onde λ) dans lequel circule un courant alternatif :

$$I = I_0 e^{j\omega t}$$

avec $\omega = 2\pi f$ est la pulsation, et f la fréquence.

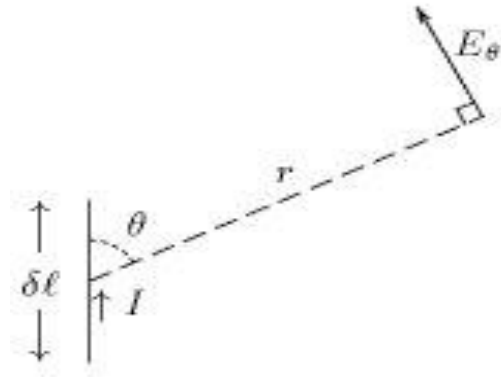


Fig. 1.10. Schéma géométrique d'un dipôle élémentaire.

Il faut remarquer que ce type de dipôle ne peut être fabriqué pratiquement. Il faut bien que le courant vienne de quelque part et qu'il sorte quelque part. En réalité, ce petit morceau de conducteur et le courant qui y circule, seront simplement un des petits morceaux dans lesquels on divisera une antenne macroscopique, pour pouvoir la calculée.

L'intérêt est que l'on peut calculer facilement le champ électrique lointain de l'onde électromagnétique émise par ce petit bout de conducteur.

Si la distance de mesure du champ est beaucoup plus grande que la longueur d'onde, elle-même plus grande que la longueur du dipôle, nous donnons directement l'expression du champ électrique lointain (en V/m) [7]

$$E_{\theta} = -\frac{jI_0}{2\varepsilon_0 c} \frac{\sin \theta}{r} \frac{\delta l}{\lambda} e^{j(\omega t - kr)}$$

où :

- $r \gg \lambda \gg \delta l$,
- ε_0 est la constante de la permittivité du vide ;
- c est la constante de la vitesse de la lumière dans le vide (en m/s) ;
- r est la distance (en m) entre le dipôle et le point où le champ E_{θ} est évalué ;
- δl est la longueur (en m) du dipôle élémentaire ;
- λ est la longueur d'onde (en m) ;
- $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ est le nombre d'onde (en rad/m) ;

- l'exposant de e rend compte de la variation de phase du champ électrique de l'onde avec le temps et avec la distance au dipôle.

I.4.6.1 Gain d'une antenne dipolaire

Les gains de quelques d'antennes dipolaires en fonction de leur longueur (exprimée en nombre de longueurs d'onde) sont montés dans le tableau ci-dessous :

Gain des antennes dipolaires		
Longueur en λ	Gain	Note
$L \ll \lambda$	1,50	Dipôle court
$0,5 \lambda$	1,64	Dipôle demi-onde
$1,0 \lambda$	1,80	Dipôle pleine onde
$1,5 \lambda$	2,00	
$2,0 \lambda$	2,30	
$3,0 \lambda$	2,80	
$4,0 \lambda$	3,50	
$8,0 \lambda$	7,10	

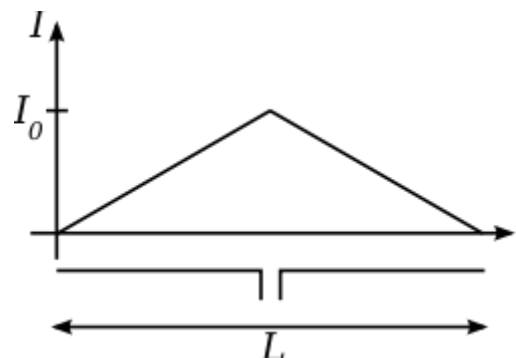


Fig. 1.11. Dipôle court

I.4.7 Antenne hélicoïdale

L'antenne hélice est l'une des plus simples de toutes les antennes à polarisation circulaire. L'analogie avec une vis en mécanique est immédiate. La polarisation circulaire émise ou reçue par une telle antenne a exactement le même sens que le sens de la spirale de l'ellipse. L'antenne hélice se compose d'un fil conducteur enroulé en spirale, généralement alimenté par un câble coaxial. Cette antenne possède généralement aussi un réflecteur de forme circulaire pour respecter la symétrie de révolution. L'âme centrale du coaxial est connectée à l'hélice tandis que le câble extérieur est connecté au réflecteur. Les dimensions de cette antenne sont définies de la manière suivante.

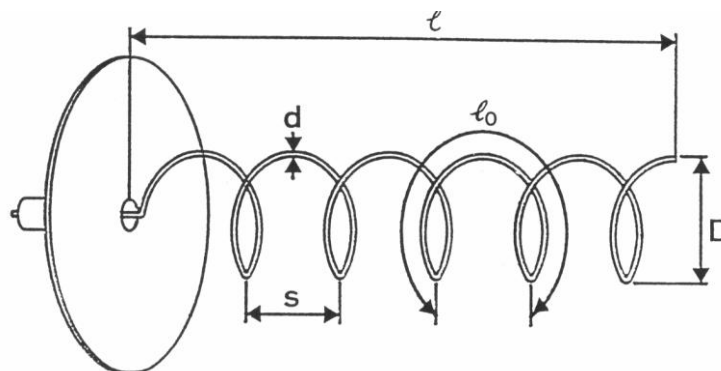


Fig. 1.12. Antenne hélicoïdale

- * n est le nombre de tours de l'hélice
- * D est le diamètre de l'hélice
- * S est le pas entre les différents tours
- * $l = nS$ est la longueur totale de l'hélice
- * l_0 est la longueur d'un tour
- * $L_n = nl_0 = n(S^2 + C^2)^2$
- * $C = \pi \cdot D$

Les antennes en hélice peuvent rayonner dans des modes variés. En pratique, seul le mode normal au rayonnement latéral et le mode axial sont exploités. De part sa popularité, qui rayonne ou reçoit un maximum d'énergie dans la direction axiale de l'antenne.

Pour pouvoir exciter ce mode, la circonférence de la spirale doit être dans un rapport

$\frac{3}{4} < \frac{c}{\lambda} < \frac{4}{3}$. La valeur optimale est $c/\lambda=1$ et un pas $S=\lambda/4$. Le réflecteur doit avoir un diamètre d'au moins $\lambda/2$. Si le nombre de tours est supérieur à 3 on a alors les approximations suivantes pour l'antenne hélice dans le mode axial:

*Impédance d'entrée (purement résistive): $Z_{in}=R_{in}=140\left(\frac{c}{\lambda}\right)(\Omega)$

*Ouverture du faisceau à -3dB (soit mi-puissance): $\text{HPBW}=52\lambda^{3/2}$

* Largeur des lobes entre 0: $\text{BNBW}=(115 \lambda^{3/2})$

*Directivité (en linéaire): $D_0=15 n C 2S/ \lambda^3$

I.4.8 Antenne cornet

Les antennes cornet sont des guides d'ondes dont la section augmente progressivement avant de se terminer par une ouverture rayonnante, dont la section peut être rectangulaire, carrée ou circulaire. Suivant la forme du cornet, il est possible d'obtenir un diagramme de rayonnement fin soit dans le plan E, soit dans le plan H, soit les deux. La figure ci-dessous présente un exemple d'antenne cornet (**Fig. 1.16**) ainsi que son diagramme de rayonnement (**Fig. 1.17**) [8]



Fig. 1.13. Antenne cornet

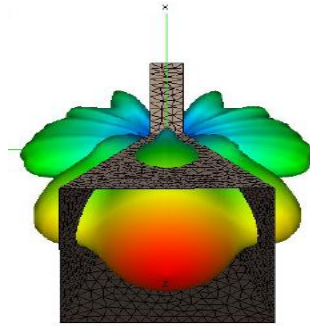


Fig. 1.14. Diagramme de rayonnement d'une antenne cornet

I.5 Réseaux d'antennes

Un réseau d'antennes est un ensemble d'antennes séparées et alimentées de façon synchrone. C'est-à-dire que le déphasage du courant entre chaque paire d'antennes est fixe. Nous verrons plus loin qu'un réseau peut comporter des éléments non alimentés directement par une source (éléments parasites) mais qui sont alimentés par le champ produit par le reste des éléments (c'est le cas des antennes Yagi-Uda). Le champ électromagnétique produit par un réseau d'antennes est la somme vectorielle des champs produits par chacun des éléments. En choisissant convenablement l'espacement entre les éléments et la phase du courant qui circule dans chacun, on peut modifier la directivité du réseau grâce à l'interférence constructive dans certaines directions et à l'interférence destructive dans d'autres directions.

I.5.1 Présentation du concept

L'idée est de combiner le rayonnement de plusieurs éléments rayonnants afin d'accroître le rayonnement de l'antenne dans une ou plusieurs directions données, comme le montre la Figure 52. En d'autres termes, il s'agit de créer une interférence constructive entre les ondes électromagnétiques issues de différentes sources. La combinaison de ces différentes ondes va dépendre de la disposition et de la séparation entre les éléments rayonnants, ainsi que des propriétés en amplitude et en phase de l'excitation. Le réseau d'antennes comprend les différents éléments rayonnants ainsi que les structures permettant de modifier l'excitation de chaque élément rayonnant. Les éléments peuvent être quelconques : dipôles, patches, fentes rayonnantes. L'unique condition est que la mise en réseau de ces éléments

ne modifie pas leurs caractéristiques propres. Par rapport aux éléments rayonnants, le gain et l'angle d'ouverture du réseau d'antenne seront donc modifiés [9].

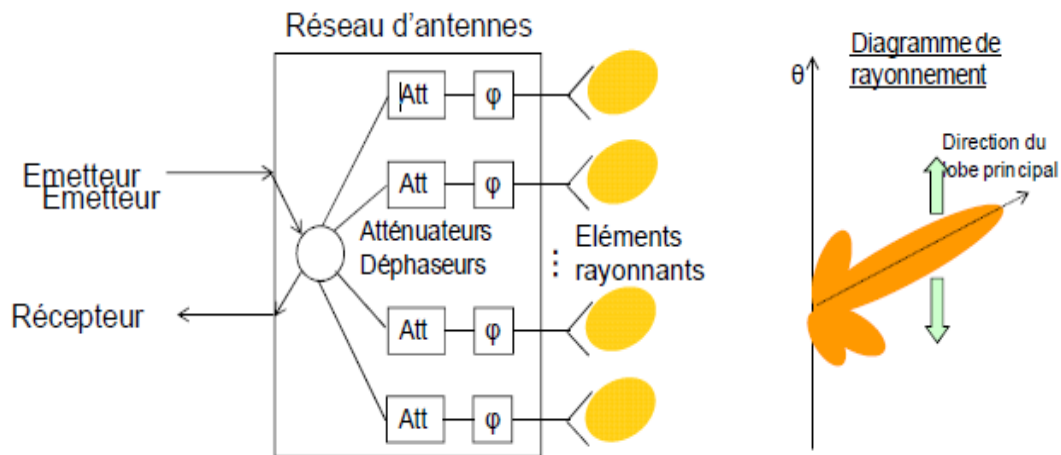


Fig. 1.15. Association de plusieurs éléments rayonnants ou réseau d'antennes

I.5.2 Mode d'alimentation

L'antenne est généralement déployée à l'extérieur, voire fixée au sommet d'un mât. Pour acheminer vers l'antenne l'énergie à haute fréquence fournie par l'émetteur ou en sens inverse amener le signal capté par l'antenne jusqu'à l'entrée du récepteur, on utilise une ligne de transmission ou un guide d'onde.

Pour obtenir un fonctionnement optimal, l'impédance au point d'alimentation doit être égale à l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation. L'ordre de grandeur des impédances rencontrées est de quelques dizaines (50 ou 75 ohms pour le câble coaxial) et quelques centaines d'Ohms (300 ohms pour une ligne bifilaire). Outre l'adaptation des impédances, une antenne symétrique (comme le doublet demi-onde) doit être alimentée par une ligne symétrique (comme la ligne bifilaire) ou par un système rendant l'alimentation symétrique (balun) et une antenne asymétrique comme l'antenne verticale par une ligne asymétrique : un câble coaxial, par exemple.

Une antenne peut également être alimentée par une ligne de transmission à haute impédance, constituée de deux fils parallèles en l'air, d'impédance caractéristique 600 Ohms. L'adaptation à une ligne de transmission classique se fait alors à son extrémité. Ce montage est fréquent pour alimenter les éléments individuels d'une antenne rideau.

Chapitre 2

Mise en équation du problème

II.1 Introduction

Le couplage entre deux antennes rapprochées peut avoir plusieurs origines comme le rayonnement en espace libre, la propagation d'ondes de surface, le couplage capacitif ou inductif... Ces couplages modifient le comportement des sources rayonnantes en affectant leur impédance d'entrée comme leur diagramme de rayonnement.

Le couplage mutuel entre les éléments rayonnants est l'un des principaux problèmes qui peut altérer le diagramme de rayonnement, surtout lorsqu'il s'agit des réseaux à faisceaux dépointés. Lors de la conception des réseaux d'antennes, les phénomènes de couplage ne doivent pas être négligés. En effet, les diagrammes des sources dans un réseau, ne sont généralement plus comparables aux diagrammes de l'élément isolé. En plus, le couplage mutuel affecte les caractéristiques d'adaptation de l'antenne, une partie de l'énergie rayonnée par chacun des accès est captée par les accès à proximité.

II.2 Impédance propre et impédance mutuelle

Le couplage mutuel entre les antennes ne peut pas être ignoré si les antennes sont proche l'un de l'autre. L'impédance mutuelle est une mesure de l'effet de couplage.

Considérons deux dipôles linéaires parallèles alimentés en leur milieu, comme montré dans la Figure II.1. Leur distance selon l'axe Ox est d et leurs centres sont excentrés par b selon l'axe z .

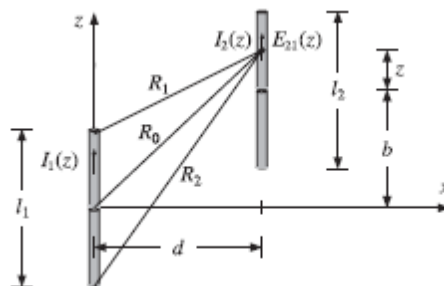


Figure II.1 Dipôles linéaires parallèles

Si l'antenne #1 est alimentée et l'antenne #2 est non alimentée, le champ proche produit par le courant de l'antenne #1 causera une tension circuit-ouvert $V_{21,oc}$ sur l'antenne #2.

L'impédance mutuelle de l'antenne #2 dû à antenne-1 est définie par :

$$Z_{21} = \frac{V_{21,oc}}{I_1} \quad (\text{II-1})$$

où I_1 est le courant d'entrée de antenne #1. Le théorème de réciprocité implique que $Z_{12} = Z_{21}$. Plus généralement, si les deux antennes sont alimentées, alors, la relation des tensions d'alimentation aux courants d'entrées est donnée par

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{aligned} \quad (\text{II-2})$$

Les quantités Z_{11}, Z_{22} sont les impédances propres des deux antennes et sont approximativement égale aux impédances d'entrée des deux antennes isolées, c.-à-d., quand l'autre antenne est absente.

Si l'antenne #2 est non alimentée et la composante z du champ électrique produit par l'antenne #1 et incident sur antenne #2 est $E_{21}(z)$, la tension circuit-ouvert induite est donc [9] :

$$V_{21,oc} = -\frac{1}{I_2} \int_{-h_2}^{h_2} E_{21}(z) I_2(z) dz \quad (\text{II-3})$$

Où $h_2 = l_2/2$, et $I_2(z), I_2 = I_2(0)$ sont le courant et le courant d'entrée de l'antenne #2 en mode transmission. Il s'ensuit que [9] :

$$Z_{21} = \frac{V_{21,oc}}{I_1} = -\frac{1}{I_1 I_2} \int_{-h_2}^{h_2} E_{21}(z) I_2(z) dz \quad (\text{II-4})$$

En assumant des courants sinusoïdaux :

$$I_1(z) = I_1 \frac{\sin(k(h_1 - |z|))}{\sin kh_1} = I_{m1} \sin(k(h_1 - |z|))$$

$$I_2(z) = I_2 \frac{\sin(k(h_2 - |z|))}{\sin kh_2} = I_{m2} \sin(k(h_2 - |z|))$$

Ensuite, le champ électrique $E_{21}(z)$ le long de l'antenne #2 sera [9] :

$$E_{21}(z) = -\frac{j\eta I_{m1}}{4\pi} \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos kh_1 \frac{e^{jkR_0}}{R_0} \right] \quad (\text{II-5})$$

Où $-h_2 \leq z \leq h_2$, et R_0, R_1, R_2 sont définis dans la Figure II.1 :

$$R_0 = \sqrt{d^2 + (z+b)^2}$$

$$R_1 = \sqrt{d^2 + (z+b-h_1)^2}$$

$$R_2 = \sqrt{d^2 + (z+b+h_1)^2} \quad (\text{II-6})$$

On remplace (II-5) dans (II-4) on obtient :

$$Z_{21} = \frac{j\eta}{4\pi \sin kh_1 \sin kh_2} \int_{-h_2}^{h_2} F(z) dz \quad (\text{II-7})$$

$$F(z) = \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos kh_1 \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \right] \sin[k(h_2 - |z|)] \quad (\text{II-8})$$

La définition (II-4) peut également être exprimée pour les courants maximum par la normalisation par le facteur $I_{m1}I_{m2}$, au lieu de I_1I_2 . Dans ce cas, l'impédance mutuelle est $Z_{21m} = Z_{21} \sin kh_1 \sin kh_2$ donc :

$$Z_{21m} = \frac{j\eta}{4\pi} \int_{-h_2}^{h_2} F(z) dz \quad (\text{II-9})$$

L'impédance individuelle d'antenne unique peut être calculée par la même formule (II-9). Evaluons le champ proche sur la surface de l'antenne isolée, c'est-à-dire à $d = a$, où a est le rayon de l'antenne, et posant $h_2 = h_1$ et $b = 0$ dans (II-8) on obtient alors:

$$Z_{11} = -\frac{1}{I_1^2} \int_{-h_1}^{h_1} E_{11}(z) I_1(z) dz = \frac{j\eta}{4\pi \sin^2 kh_1} \int_{-h_1}^{h_1} F(z) dz \quad (\text{II-10})$$

$$F(z) = \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos kh_1 \frac{e^{jkR_0}}{R_0} \right] \sin(k(h_1 - |z|)) \quad (\text{II-11})$$

$$R_0 = \sqrt{a^2 + z^2}, \quad R_1 = \sqrt{a^2 + (z - h_1)^2}, \quad R_2 = \sqrt{a^2 + (z + h_1)^2} \quad (\text{II-12})$$

II.3 Couplage d'un réseau de deux antennes

Dans ce qui suit, on va considérer le cas général d'un réseau linéaire parallèle arbitraire d'antennes. La Figure II.2 montre deux dipôles parallèles dirigés selon z avec leurs centres situés en (x_1, y_1) et (x_2, y_2) .

Nous assumons que les dipôles sont alimentés en leur centre par les tensions de générateur V_1, V_2 . Soit $I_1(z), I_2(z)$ les courants induits sur les dipôles par les générateurs et par leur interaction mutuelle et h_1, h_2 sont les demi-longueurs des antennes, et a_1, a_2 leurs rayons respectifs. Alors, en assumant le modèle de l'antenne filaire mince, la densité de courant totale aura seulement la composant z donné par :

$$J_z(x', y', z') = I_1(z')\delta(x' - x_1)\delta(y' - y_1) + I_2(z')\delta(x' - x_2)\delta(y' - y_2) \quad (\text{II-13})$$

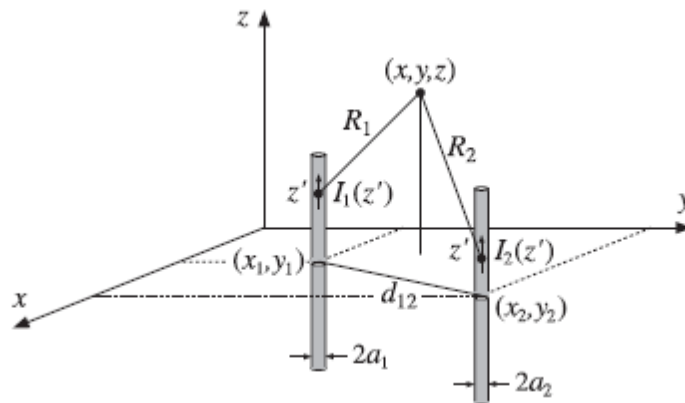


Figure II.2 Disposition de deux antennes linéaires adjacentes.

Alors Le potentiel vecteur magnétique sera:

$$A_z(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int \frac{e^{-jkR}}{R} J_z(x', y', z') dx' dy' dz', \quad R = |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|$$

Substituons (II-13) et intégrant sur x' et y' on aura :

$$A_z(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-h_1}^{h_1} \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} I_1(z') dz' + \frac{\mu}{4\pi} \int_{-h_2}^{h_2} \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} I_2(z') dz' \quad (\text{II-14})$$

avec

$$R_1 = \sqrt{(z - z')^2 + (x - x_1)^2 + (y - y_1)^2}$$

$$R_2 = \sqrt{(z - z')^2 + (x - x_2)^2 + (y - y_2)^2}$$

La composante z du champ électrique induit sera donc [10] :

$$j\omega\varepsilon\mu E_z = (\partial_z^2 + k^2)A_z$$

En effectuant un changement du potentiel vecteur $V(x, y, z) = 2jcA_z(x, y, z)$, on aura donc :

$$V(x, y, z) = \frac{j\eta}{2\pi} \int_{-h_1}^{h_1} \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} I_1(z') dz' + \frac{j\eta}{2\pi} \int_{-h_2}^{h_2} \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} I_2(z') dz' \quad (\text{II-15})$$

$$(\partial_z^2 + k^2)V(x, y, z) = -2k E_z(x, y, z) \quad (\text{II-16})$$

On note par $V_1(z)$ et $V_2(z)$ les valeurs de $V(x, y, z)$ sur les surface de l'antenne #1 et #2 respectivement, nous obtenons à partir de (II-15) :

$$\begin{aligned} V_1(z) &= V_{11}(z) + V_{12}(z) \\ V_2(z) &= V_{21}(z) + V_{22}(z) \end{aligned} \quad (\text{II-17})$$

Les composantes z du champ électrique induit sur les surfaces de l'antenne #1 et #2 sont obtenues par l'application de (II-16) à chaque terme de (II-17) :

$$\begin{aligned} E_1(z) &= E_{11}(z) + E_{12}(z) \\ E_2(z) &= E_{21}(z) + E_{22}(z) \end{aligned} \quad (\text{II-18})$$

où nous définissons, pour $p, q = 1, 2$:

$$V_{pq}(z) = \int_{-h_q}^{h_q} Z_{pq}(z - z') I_q(z') dz' \quad (\text{II-19})$$

$$(\partial_z^2 + k^2)V_{pq}(z) = -2kE_{pq}(z) \quad (\text{II-20})$$

et le noyau d'impédance donné par :

$$Z_{pq}(z - z') = \frac{j\eta}{2\pi} G_{pq}(z - z') = \frac{j\eta}{2\pi} \frac{e^{-jkR_{pq}}}{R_{pq}}, \quad R_{pq} = \sqrt{(z - z')^2 + d_{pq}^2} \quad (\text{II-21})$$

Si $p \neq q$, alors d_{pq} est la distance $x - y$ entre les antennes et si $p = q$ alors d_{pq} sera le rayon de l'antenne correspondante c'est-à-dire :

$$d_{12} = d_{21} = \sqrt{(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2}, \quad d_{11} = a_1, \quad d_{22} = a_2 \quad (\text{II-22})$$

Ainsi, $E_{pq}(z)$ est la composant du champ électrique induite sur l'antenne p par le courant $I_q(z)$ sur l'antenne q .

Maintenant, pour vérifier la condition du champ électrique tangentiel nul sur la surface de la première antenne, le champ électrique E_z doit annuler l'effet du champ engendré par le champ du générateur de tension de gap (delta-gap generator), soit,

$E_1(z) = -E_{1,\text{in}}(z) = -V_1\delta(z)$. Similairement, sur la surface de la deuxième antenne, nous devons avoir $E_2(z) = -E_{2,\text{in}}(z) = -V_2\delta(z)$, donc l'équation (II-18) devient :

$$\begin{aligned} E_{11}(z) + E_{12}(z) &= -V_1\delta(z) \\ E_{21}(z) + E_{22}(z) &= -V_2\delta(z) \end{aligned} \quad (\text{II-23})$$

En combinant l'équation (II-23) avec l'équation (II-19) on obtient la version couplée des équations Hallén – pocklington :

$$\begin{aligned} (\partial_z^2 + k^2)[V_{11}(z) + V_{12}(z)] &= 2kV_1\delta(z) \\ (\partial_z^2 + k^2)[V_{21}(z) + V_{22}(z)] &= 2kV_2\delta(z) \end{aligned} \quad (\text{II-24})$$

L'impédance mutuelle entre l'antenne p et l'antenne q , pour $p, q = 1, 2$, est définie comme suit [11] :

$$Z_{pq} = -\frac{1}{I_p I_q} \int_{-h_p}^{h_p} E_{pq}(z) I_p(z) dz \quad (\text{II-25})$$

où plus explicitement

$$\begin{aligned} Z_{11} &= -\frac{1}{I_1 I_1} \int_{-h_1}^{h_1} E_{11}(z) I_1(z) dz, & Z_{12} &= -\frac{1}{I_1 I_2} \int_{-h_1}^{h_1} E_{12}(z) I_1(z) dz \\ Z_{21} &= -\frac{1}{I_2 I_1} \int_{-h_2}^{h_2} E_{21}(z) I_2(z) dz, & Z_{22} &= -\frac{1}{I_2 I_2} \int_{-h_2}^{h_2} E_{22}(z) I_2(z) dz \end{aligned}$$

En utilisant les définitions et l'équation (II-23), on trouve :

$$\begin{aligned} Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 &= -\frac{1}{I_1} \int_{-h_1}^{h_1} [E_{11}(z) + E_{12}(z)] I_1(z) dz \\ &= -\frac{1}{I_1} \int_{-h_1}^{h_1} [-V_1 \delta(z)] I_1(z) dz = \frac{1}{I_1} [-VI_1(0)] = V_1 \end{aligned}$$

Où par définition $I_1(0) = I_1$.

L'impédance mutuelle définie en (II-25) satisfait la condition de symétrie du théorème de réciprocité, $Z_{pq} = Z_{qp}$. Pour monter cette condition explicitement, on remplace $E_{pq}(z)$ par les équations (II-19) et (II-20), et obtenir la forme symétrique alternative suivante :

$$Z_{pq} = \frac{1}{2k} \int_{-h_p}^{h_p} \int_{-h_q}^{h_q} \frac{I_p(z) I_q(z')}{I_p I_q} (\partial_z^2 + k^2) Z_{pq}(z - z') dz dz' \quad (II-26)$$

Dans ce qui suit, on va assumer que les courants sont sinusoïdaux, soit pour $p = 1, 2$:

$$I_p(z) = I_p \frac{\sin(k(h_p - |z|))}{\sin kh_p}$$

II.4 Réseaux planaires de dipôles parallèles

Essayons maintenant de généraliser l'étude précédente valable, pour deux antennes, au cas de plusieurs antennes. La Figure II.3 montre le cas de K dipôles parallèles (arrangement côte à côte), avec la position des centres (x_p, y_p) et les tensions d'entrée, longueurs, demi-longueurs, et rayons V_p, l_p, h_p, a_p où $p = 1, 2, \dots, K$

On peut généraliser les équations de Hallén- pocklinton (II-35) pour K Antennes comme suit :

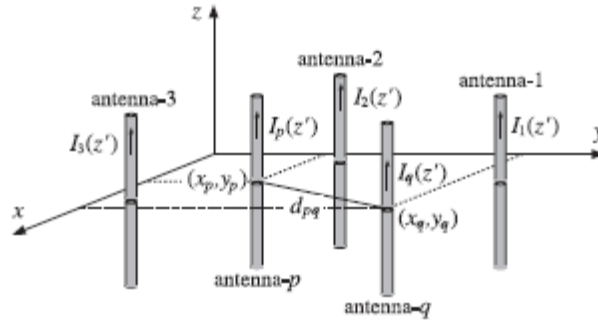


Figure II.3 Rangée bidimensionnelle de dipôles parallèles.

$$\left(\partial_z^2 + k^2\right) \sum_{q=1}^K V_{pq}(z) = -2k \sum_{q=1}^K E_{pq}(z) = 2kV_p \delta(z), \quad p = 1, 2, \dots, K \quad (\text{II-27})$$

Où $V_{pq}(z)$ est défini par les équations (II-25) et (II-26), Les distances mutuelles sont données par :

$$\begin{cases} \sqrt{(x_p - x_q)^2 + (y_p - y_q)^2}, & \text{si } p \neq q \\ a_p, & \text{si } p = q \end{cases} \quad (\text{II-28})$$

En multipliant l'équation (II-27) par $I_p(z)$, intégrant sur la longueur de l'antenne p et utilisant les définitions de l'impédance mutuelle (II-25), on obtient la généralisation de l'équation de Hallén- pocklington pour K antennes comme suit :

$$V_p = \sum_{q=1}^K Z_{pq} I_q, \quad p = 1, 2, \dots, K \quad (\text{II-29})$$

Où I_q est le courant d'entrée au centre de l'antenne q . On peut réécrire l'équation (II-29) sous une forme matricielle compacte comme suit :

$$\vec{\mathbf{V}} = \vec{\mathbf{Z}} \cdot \mathbf{I} \quad (\text{II-30})$$

Où $\vec{\mathbf{Z}}$ est la matrice d'impédance. Par exemple, pour $K = 4$, nous avons

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \vec{\mathbf{Z}} \cdot \mathbf{I}$$

On note que $\vec{\mathbf{Z}}$ est une matrice symétrique, $\vec{\mathbf{Z}} = \vec{\mathbf{Z}}^T$, conséquence de la relation de réciprocité $Z_{pq} = Z_{qp}$.

Donc, soit donnée les tensions d'entrée V_p , l'équation (II-30) peut être résolue en obtenant les courants d'entrée I_p , ce qui rend le courant $I_p(z)$ complètement défini. A partir de la connaissance du courant $I_p(z)$, on peut obtenir le diagramme de rayonnement du réseau. En effet, Les expressions du champ électrique $\vec{\mathbf{E}}$ et du champ magnétique $\vec{\mathbf{H}}$ sont données par [10]:

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &= \hat{\boldsymbol{\theta}} E_\theta = \hat{\boldsymbol{\theta}} jk\eta \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} F_z(\theta, \phi) \sin \theta \\ \mathbf{H} &= \hat{\boldsymbol{\phi}} H_\phi = \hat{\boldsymbol{\phi}} jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} F_z(\theta, \phi) \sin \theta \end{aligned} \quad (\text{II-31})$$

Où le vecteur de rayonnement $\vec{\mathbf{F}} = F_z \hat{\mathbf{z}}$ a seulement la composant z et est donné par :

$$F_z(\theta, \phi) = \int_V J_z(\mathbf{r}') e^{jk\mathbf{r}' \cdot \hat{\mathbf{z}}} d\mathbf{r}' \quad (\text{II-32})$$

Mais dans l'approximation des antennes filaires minces, la densité de courant total du réseau est :

$$J_z(\mathbf{r}') = \sum_{p=1}^K I_p(z') \delta(x' - x_p) \delta(y' - y_p)$$

Insérons l'expression de $J_z(\mathbf{r}')$ dans (II-32) et performons l'intégration sur x', y' on obtient alors :

$$F_z(\theta, \phi) = \sum_{p=1}^K e^{jk_x x_p + jk_y y_p} \int_{-h_p}^{h_p} I_p(z') e^{jk_z z'} dz' \quad (\text{II-33})$$

Utilisant $I_p(z') = I_p \frac{\sin(k(h_p - |z'|))}{\sin kh_p}$ et $k_z = k \cos \theta$, on obtient :

$$F_z(\theta, \phi) = \sum_{p=1}^K e^{jk_x x_p + jk_y y_p} \frac{2I_p}{k \sin kh_p} \frac{\cos(kh_p \cos \theta) - \cos kh_p}{\sin^2 \theta} \quad (\text{II-34})$$

L'intensité de rayonnement est donnée par [10] :

$$U(\theta, \phi) = \frac{\eta k^2}{32\pi^2} |\sin \theta F_z(\theta, \phi)|^2$$

En remplaçant k_x par $k \sin \theta \cos \phi$ et k_y par $k \sin \theta \sin \phi$ on obtient :

$$U(\theta, \phi) = \frac{\eta}{8\pi^2} \left| \sum_{p=1}^K I_p \frac{\cos(kh_p \cos \theta) - \cos kh_p}{\sin kh_p \sin \theta} e^{jk \sin \theta (x_p \cos \phi + y_p \sin \phi)} \right|^2 \quad (\text{II-35})$$

Ainsi, le gain normalisé du réseau sera :

$$g(\theta, \phi) = \left| \sum_{p=1}^K I_p \frac{\cos(kh_p \cos \theta) - \cos kh_p}{\sin kh_p \sin \theta} e^{jk \sin \theta (x_p \cos \phi + y_p \sin \phi)} \right|^2 \quad (\text{II-36})$$

Les équations (II-30) et (II-36) fournissent une solution complète au problème de couplage dans les réseaux d'antennes, basée sur l'approximation sinusoïdale des courants. Pour le cas particulier d'antennes identiques, on peut écrire l'équation (II-36) sous forme de multiplication de deux termes ; facteur de réseau et facteur d'élément seul :

$$g(\theta, \phi) = \left| \sum_{p=1}^K I_p e^{jk \sin \theta (x_p \cos \phi + y_p \sin \phi)} \right|^2 \left| \frac{\cos(kh \cos \theta) - \cos kh}{\sin kh \sin \theta} \right|^2 \quad (\text{II-37})$$

II.5. Réseau circulaire

Considérons le réseau circulaire de la Figure II.4 connu également sous le nom de réseau annulaire. De tels réseaux ont été utilisés dans le sens les domaines de radar, sonar et dans systèmes d'application. Habituellement les réseaux circulaires sont constitués de dipôles identiques uniformément. Nous allons assumer que le réseau circulaire de la Figure II.3 possède ces caractéristiques et en plus que chaque dipôle est excité en son centre. Si nous remplaçons temporairement chaque dipôle avec une source ponctuelle dans les ports d'excitation des dipôles, nous pouvons écrire pour le facteur de réseau [12]:

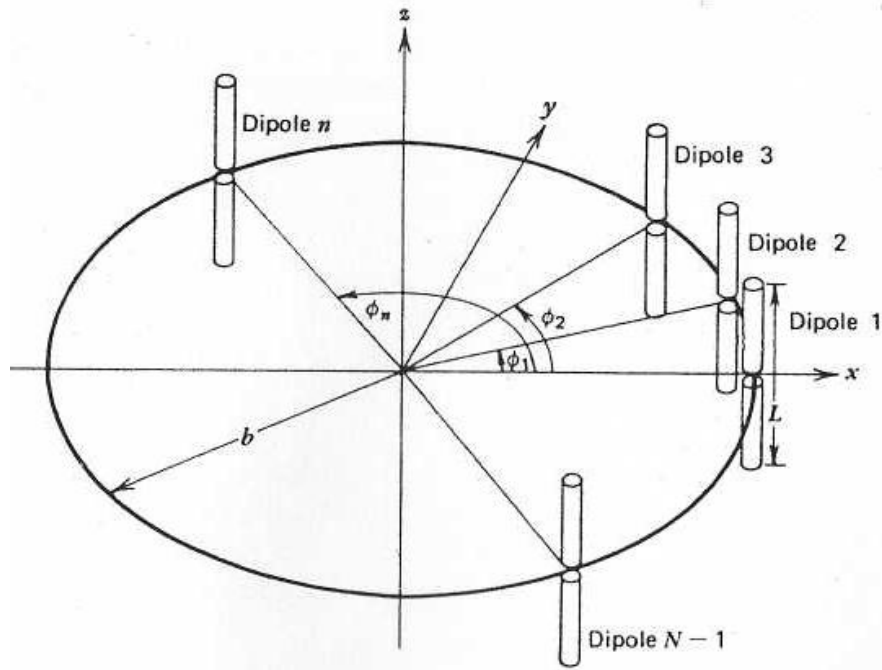


Figure. II.4. Géométrie d'un réseau circulaire uniforme de N éléments

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j\alpha_n} e^{j[\beta\rho'_n \sin \theta \cos(\phi - \phi_n)]} \tag{II.38}$$

où I_n est le courant d'excitation du $n^{\text{ième}}$ élément situé en $\phi = \phi_n$, α_n est la phase d'excitation associée par rapport au centre du réseau situé à l'origine des coordonnées, et ρ'_n est la distance radiale de chaque élément par rapport à l'origine (pour le cas du réseau circulaire cette distance est égale à b pour tous les dipôles). Pour le cas d'excitation à déphasage nulle on a :

$$\alpha_n = -\beta\rho'_n \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n) \tag{II.39}$$

où (θ_0, ϕ_0) est la direction désirée du lobe principale maximale.

Pour un dipôle demi-onde le diagramme de rayonnement est donnée approximativement par :

$$F(\theta) = \frac{\cos[(\pi/2) \cos \theta]}{\sin^2 \theta} \quad (\text{II.40})$$

Ainsi, le diagramme de rayonnement pour un réseau circulaire de dipôles demi-onde avec une distribution de courant sinusoïdale peut être écrit comme :

$$F(\theta, \phi) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \frac{\sum_{n=1}^N I_n e^{j\alpha_n} e^{j[\beta \rho_n \sin \theta \cos(\phi - \phi_n)]}}{\sum_{n=1}^N I_n} \quad (\text{II.41})$$

L'équation (II.36) donne le diagramme de rayonnement d'un réseau circulaire de dipôles demi-onde en supposant que la forme de courant connue sur chaque antenne. En pratique on applique des tensions aux centres des antennes au lieu de courants. Donc les courants sont en principe inconnus, pour déterminer ceux-ci, on utilise les résultats, issus de la méthode des moments, développés dans le paragraphe précédent. En effet, on calcule les courants en résolvant l'équation matricielle (II.30). Ensuite, on peut calculer le diagramme de rayonnement, en terme de gain normalisé, par l'équation (II.36) pour le cas d'un réseau d'antennes dipôles non identiques, et par l'équation (II.37) pour le cas d'un réseau de dipôles identiques.

Chapitre 3

Résultats et discussions

III.1 Introduction

Le courant qui circule dans chaque antenne, induit des courants dans toutes les autres antennes alimentées ou non. On peut modéliser le couplage mutuel entre les antennes par des paramètres tels que l'impédance mutuelle, l'admittance mutuelle, le coefficient de transmission, etc. En tenant compte de l'effet de couplage, nous aurons besoin de calculer le courant de chaque élément à partir des tensions appliquées et de la matrice impédance du réseau. Les courants de surface créés sur chaque élément sont obtenus à partir de l'équation matricielle suivante [12] :

$$[V] = [Z] \cdot [I] \quad (\text{III-1})$$

Dans laquelle :

$[Z]$: est la matrice d'impédance.

I : du courant $[I]$.

V : le vecteur contenant les éléments de l'excitation $[V]$.

III.2 Réseaux de dipôles parallèles

Pour calculer les différentes impédances mutuelles d'un réseau de dipôles parallèles, on a développé la fonction *impedmat.m* qui calcule les $K \times K$ éléments de la matrice impédance mutuelle Z . Les arguments d'entrées sont ; les longueurs et rayons des antennes, l_p, a_p , pour $p = 1, 2, \dots, K$. Son usage est comme suit :

$$Z = \text{impedmat}(L, a, d)$$

Toutes les longueurs doivent être données en unité λ .

Les paramètres d'entrée L, a, d sont les vecteurs des longueurs d'antennes, rayons d'antennes et les paires (x_p, y_p) , ou les positions x_p , si le réseau est le long de l'axe Ox:

$$L = \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ L_K \end{bmatrix}, \quad a = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ a_K \end{bmatrix}, \quad d = \begin{bmatrix} x_1 & y_1 \\ x_2 & y_2 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ x_K & y_K \end{bmatrix} \quad \text{ou} \quad \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_K \end{bmatrix}$$

On a également prévu une fonction *gain.m* qui calcul le gain en puissance plan-E et plan-H du réseau en implémentant l'équation (II-36) et en assumant que les courants d'entrée I_p ont été obtenus en résolvant l'équation (II-30) dont l'usage est :

$$[g_e, g_h, th] = \text{gain}(L, d, I, N, ph_0)$$

Où les paramètres d'entrée L, a ont la même signification que dans *impedmat*, et I est le vecteur des courants d'entrées $\mathbf{I} = [I_1, I_2, \dots, I_K]$. Le paramètre de sortie *th* est soit l'angle polaire ou l'angle azimutal et prend N valeurs équidistantes dans l'intervalle $[0, 2\pi]$.

Le gain plan-H $g_H(\phi)$ est défini comme le gain azimutal dans le plan xy correspondance à $\theta = \frac{\pi}{2}$, et le gain plan-E $g_E(\theta)$ est défini comme le gain polaire dans un plan azimutal d'équation $\phi = \phi_0$ c'est-à-dire :

$$\begin{aligned} g_H(\phi) &= g(\pi/2, \phi), \quad 0 \leq \phi \leq 2\pi \\ g_E(\theta) &= g(\theta, \phi_0), \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi \end{aligned} \quad \text{(III-2)}$$

Exemple III.2.1

Des antennes parasites (non alimentées) situées près d'une antenne en mode transmission, peuvent se comporter comme étant des réflecteurs ou des directeurs d'énergie dans certaines directions. Les coordonnées x-y correspondantes à chaque antenne sont $d_1 = (0,0)$, $d_2 = (0.5\lambda,0)$ et $d_3 = (0,0.5\lambda)$.

Soit $\mathbf{V} = [V_1, V_2, V_3]^T$ les tensions d'entrées respectives des trois éléments. Si seulement l'élément #1 est alimenté alors on prend $V = [1,0,0]^T$.

Si on ignore l'effet du couplage mutuelle entre les éléments, donc la matrice $\bar{\mathbf{Z}}$ de l'équation (II-30) sera diagonale et les courants d'entrées sont alors $I = [I_1, 0, 0]^T$. Dans ce cas les éléments parasites sont complètement passifs, c'est-à-dire comme s'ils sont absents. Le diagramme de rayonnement est donc celui d'un dipôle demi-onde où le diagramme azimutal est omnidirectionnel.

C'est ne pas le cas, en revanche, si on prend en compte l'effet du couplage mutuel entre les éléments. Les dipôles parasites jouent le rôle d'un réflecteur qui oriente le rayonnement derrière l'élément actif #1. Du à la symétrie de la géométrie du réseau, la direction de directivité maximum est localisée selon l'angle azimutal $\phi = -135^\circ$. La Figure (III-1) montre le diagramme de rayonnement plan-H et plan-E résultants, qui explique ce comportement.

En assumant des rayons égaux $a = 0.001\lambda$, la matrice d'impédance 3×3 calculée est données par

$$\bar{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} 73.08 + 42.21j & -12.52 - 29.91j & -12.52 - 29.91j \\ -12.52 - 29.91j & 73.08 + 42.21j & -24.62 + 0.78j \\ -12.52 - 29.91j & -24.62 + 0.78j & 73.08 + 42.21j \end{bmatrix}$$

La solution de l'équation (II-30) est alors

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{Z}}^{-1} \mathbf{V} = \bar{\mathbf{Z}}^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.0133 \angle -7.46^\circ \\ 0.0066 \angle 18.23^\circ \\ 0.0066 \angle 18.23^\circ \end{bmatrix}$$

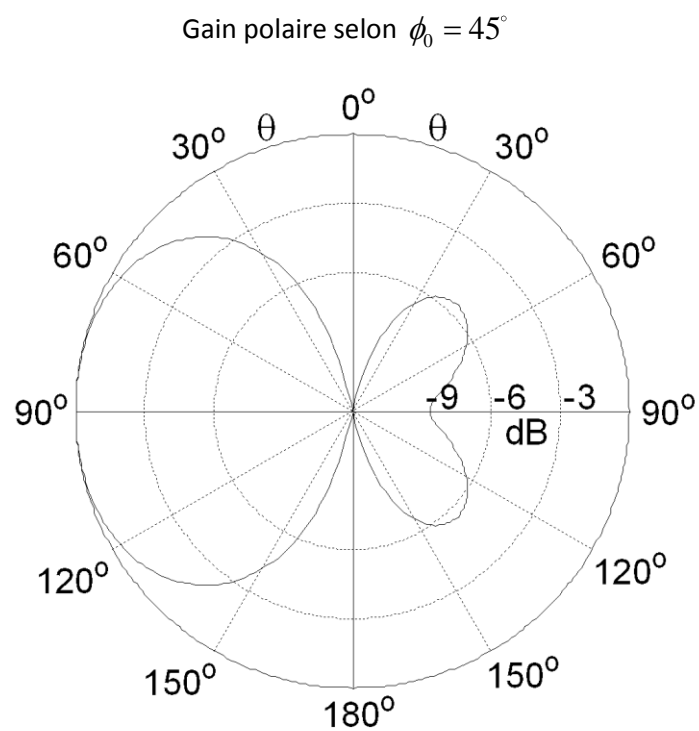
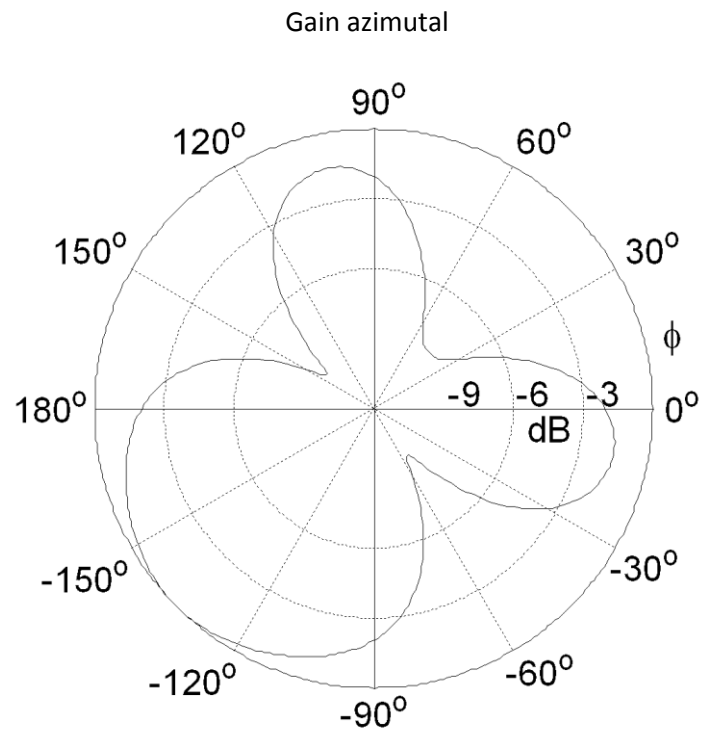


Figure III.1 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E , $V = [1, 0, 0]^T$.

III.3 Réseaux de dipôles circulaires

Dans un réseau circulaire d'antennes dipôles identiques (même longueur), les antennes sont disposées dans le plan xOy . Le lieu géométrique des centres des dipôles décrit un cercle de rayon b comme montré dans la Figure III.2. L'espacement entre les éléments est uniforme. C'est-à-dire, la longueur de l'arc qui sépare le centre d'un élément par rapport à l'autre est la même entre tous les éléments.

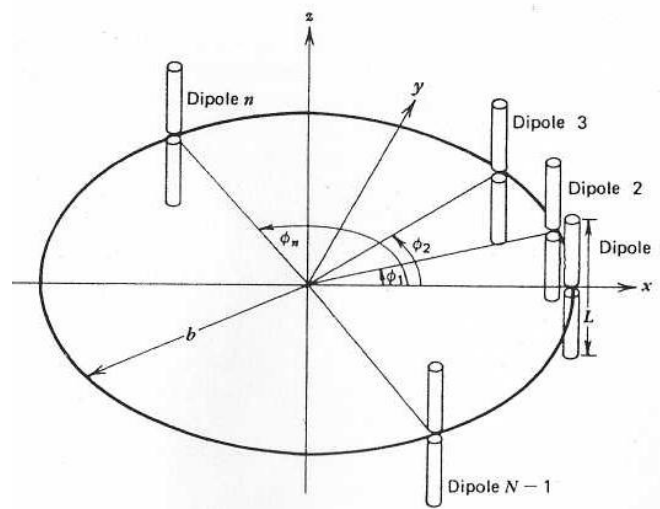


Figure III.2 Disposition géométrique des éléments d'un réseau circulaire.

Dans cette configuration, les données d'entrée restent les mêmes, mais on les adapte avec la structure circulaire. En effet, les vecteurs d'entrées sont adaptés comme suit :

$$L = L \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 1 \end{bmatrix}, \quad a = a \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 1 \end{bmatrix}, \quad d = b \begin{bmatrix} \cos \phi_1 & \sin \phi_1 \\ \cos \phi_2 & \sin \phi_2 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cos \phi_K & \sin \phi_K \end{bmatrix} \quad \text{(III-3)}$$

L'angle ϕ_k dans l'équation (III-3) désigne l'angle entre l'axe qui porte l'antenne k et qui passe par O et l'axe Ox.

La distance uniforme entre les éléments est déterminée automatiquement par la relation :

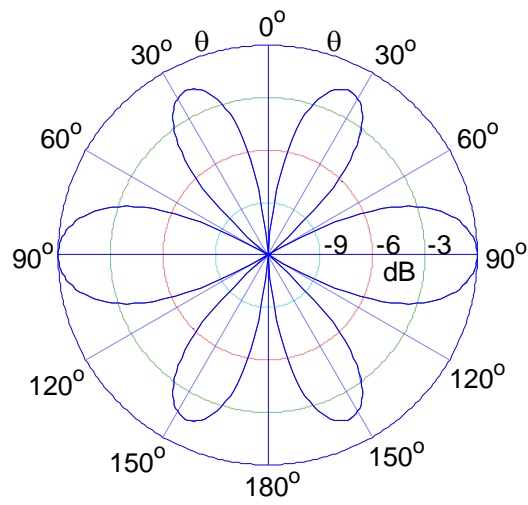
$$S = 2\pi b / K \quad (\text{III-4})$$

avec b le rayon du réseau circulaire et K le nombre d'éléments dans le réseau.

Dans l'exemple qui suit, on a considéré un réseau circulaire de 3 dipôle demi-onde identiques ($L = 0.5 \lambda$), avec le rayon du réseau $b = 0.5 \lambda$, le rayon respectif de chaque antenne est $a=0,001$ et le vecteur alimentation du réseau est $\mathbf{V} = [0,1,1]^T$.

Le diagramme de rayonnement plan-H et plan-E d'un tel réseau est montré dans la Figure (III-2). On constate que le diagramme dans les deux plans est omnidirectionnel, ceci est dû au nombre réduit d'éléments dans le réseau (3 éléments). En effet, il est établi que le nombre d'éléments dans le réseau a un effet sur la directivité du réseau.

(a) plan-E



(b) plan-H

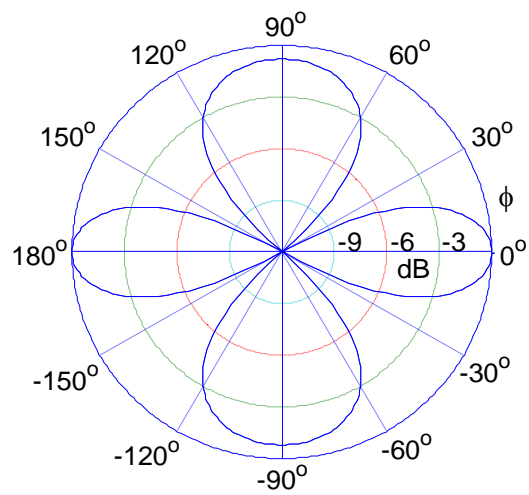
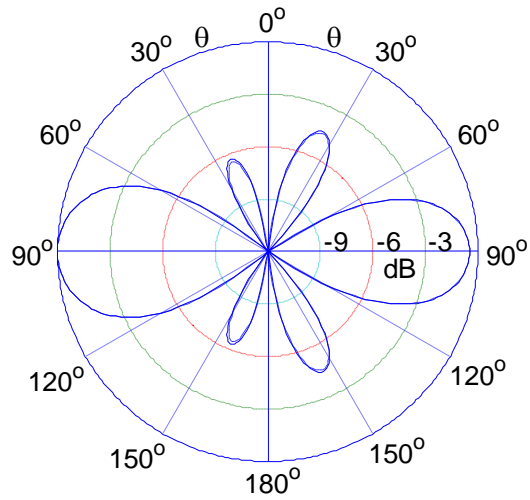


Figure III.3 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [0, 1, 1]^T$.

Dans les Figures III.2, III.3, III.4 et III.5, nous avons tracé les diagrammes de rayonnement plan-H et plan-E pour un réseau circulaire de 6, 13, 15 et 20 dipôles identiques, respectivement. Les autres paramètres du réseau sont : $L = 0.5\lambda$, $b = 0.5\lambda$, $a = 0,001$ et les vecteurs tension $\mathbf{V} = [0,1,1,1,1,0]^T$, $\mathbf{V} = [0,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,0,1]^T$, $\mathbf{V} = [0,1,1,0,1,1,1,0,1,1,0,1,1,1,1]^T$ et, $\mathbf{V} = [0,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,0,1,1,1,0,1,0,1]^T$ respectivement.

D'après les Figures, et pour le plan E, on constate que les lobes principaux du réseau se rétrécissent avec l'augmentation du nombre d'éléments du réseau. Ce qui a un effet d'augmenter la directivité du réseau. Par contre pour le plan H, on constate un effet inverse, c'est-à-dire que le diagramme devient de plus en plus omnidirectionnel (élargissement du lobe principal) avec l'augmentation du nombre d'éléments du réseau.

(a) plan-E



(b) plan-H

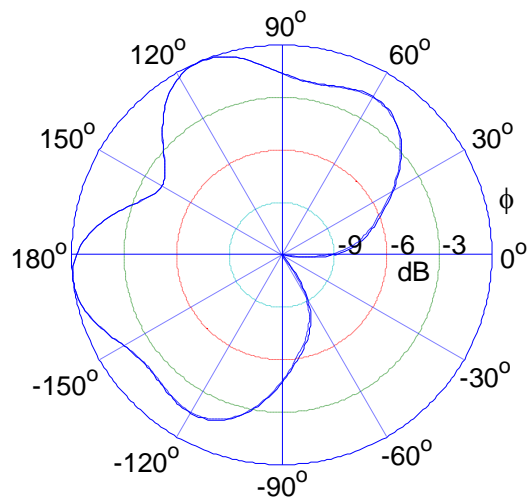
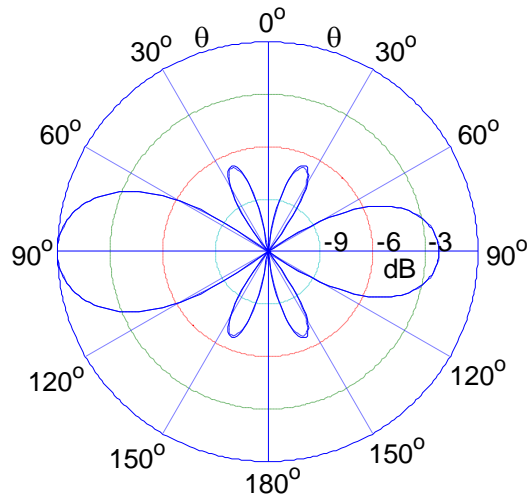


Figure III.4 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 6 éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [0, 1, 1, 1, 1, 0]^T$.

(a) plan-E



(b) plan-H

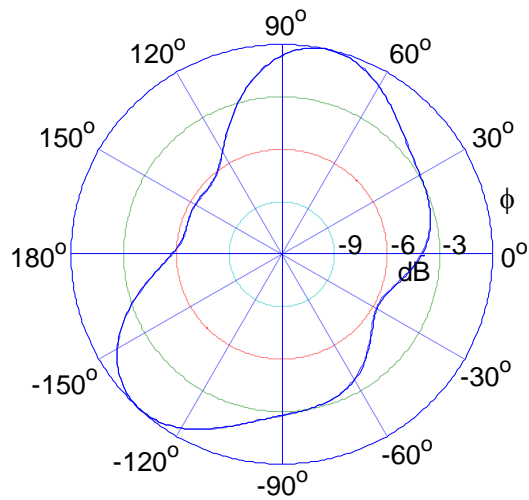
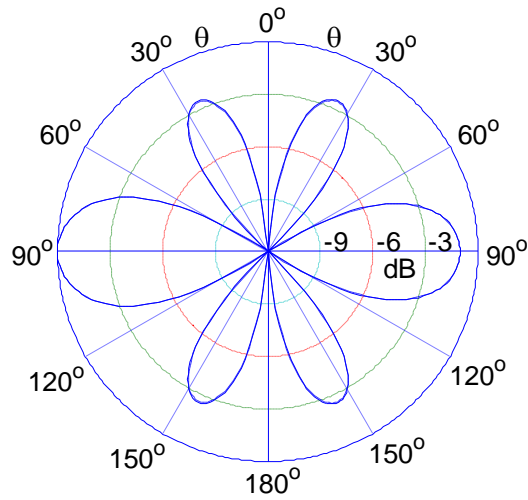


Figure III.5 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 13 éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [0, 1, 1, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 1]^T$.

(a) plan-E



(b) plan-H

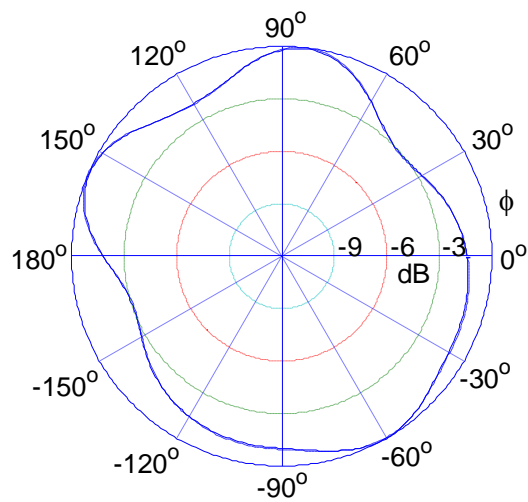
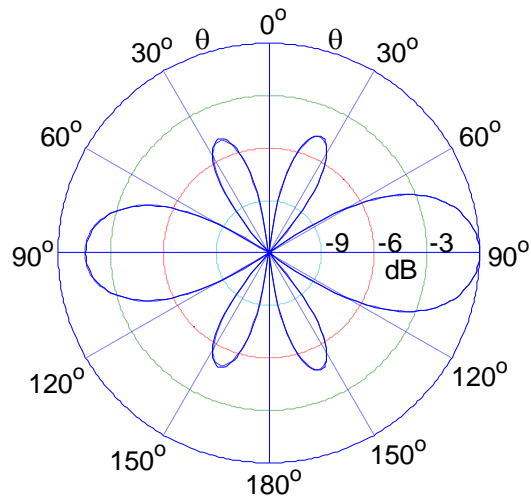


Figure III.6 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 15 éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [0, 1, 1, 0, 1, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 1, 1]^T$.

(a) plan-E



(b) plan-H

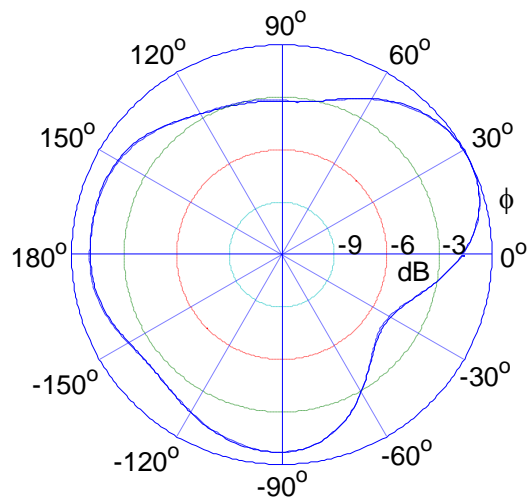
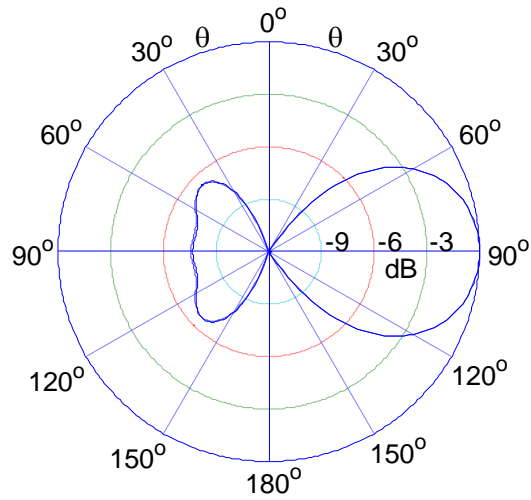


Figure III.7 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 20 éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [0,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,0,1,1,1,0,1,0,1]^T$

Les Figures III.6-III.9 montrent les diagrammes de rayonnement plan-H et plan-E pour un réseau circulaire de 4 dipôles identiques. Les autres paramètres du réseau sont : $L = 0.5 \lambda$, $b = 0.5 \lambda$, $a = 0,001$. Dans ce cas on a varié l'alimentation des dipôles en changeant le vecteur \mathbf{V} comme suit : $\mathbf{V} = [1, 0, 0, 0]^T$, $\mathbf{V} = [1, 1, 0, 0]^T$, $\mathbf{V} = [1, 1, 1, 0]^T$ et $\mathbf{V} = [1, 1, 1, 1]^T$ respectivement.

A partir des Figures, on constate pour le plan E que lorsqu'un seul élément est alimenté il ya un seul lobe principal dans la direction $\theta = 90^\circ$. Lorsque deux dipôles sont alimentés, il ya apparition d'un deuxième lobe principal, ceci est du à l'effet mutuel des deux antennes alimentées dont l'énergie rayonnée est réfléchiée par les deux autres dipôles. Pour le cas de trois antennes alimentées, la dissymétrie de l'alimentation des antennes (3 alimentées et 1 passive) engendre un lobe principal dans la direction $\theta = 90^\circ$ et des lobes secondaires dans les autres directions. Le quatrième cas qui correspond à l'alimentation des 4 dipôles est similaire au deuxième cas (2 dipôles alimentés) puisqu'on retrouve la même symétrie. Pour le diagramme plan H, on constate la multiplication des lobes avec l'augmentation du nombre de dipôles alimentés. Cette multiplication est expliquée par le fait que le diagramme de rayonnement dipôle vertical est omnidirectionnel dans le plan horizontal, d'où la multiplication des lobes secondaires du au couplage entre les éléments.

(a) plan-E



(b) plan-H

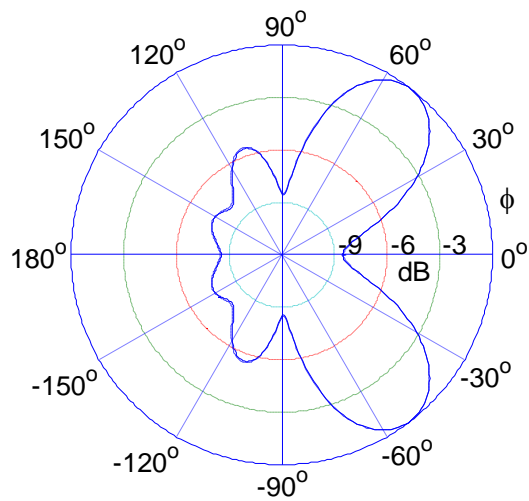
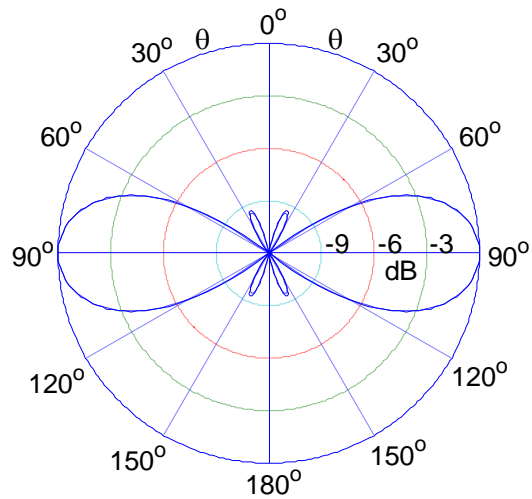


Figure III.8 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 4 éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [1, 0, 0, 0]^T$.

(a) plan-E



(b) plan-H

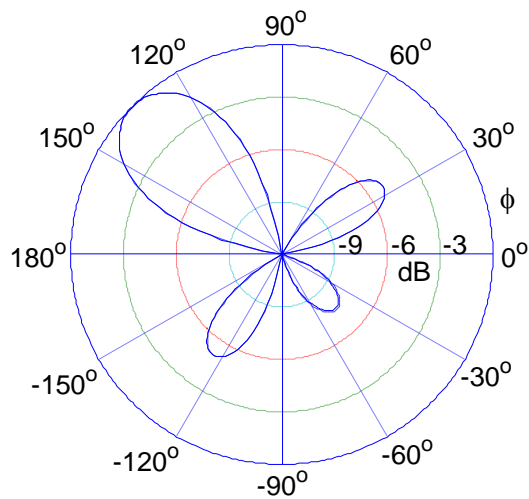
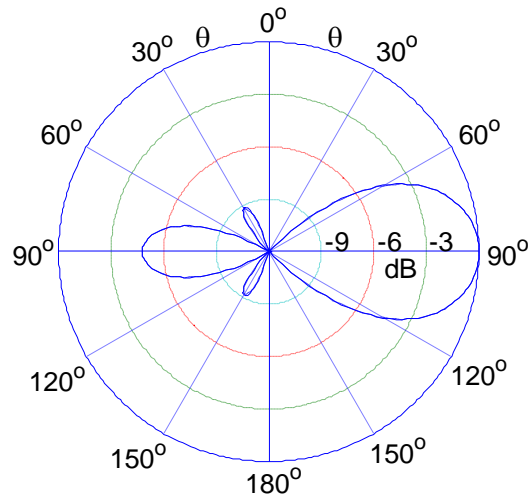


Figure III.9 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 4 éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [1, 1, 0, 0]^T$.

(a) plan-E



(b) plan-H

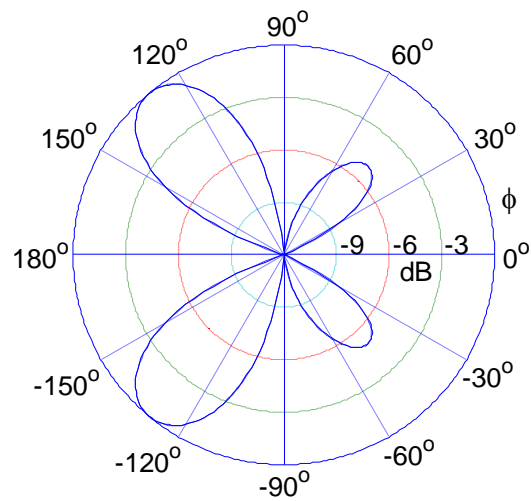
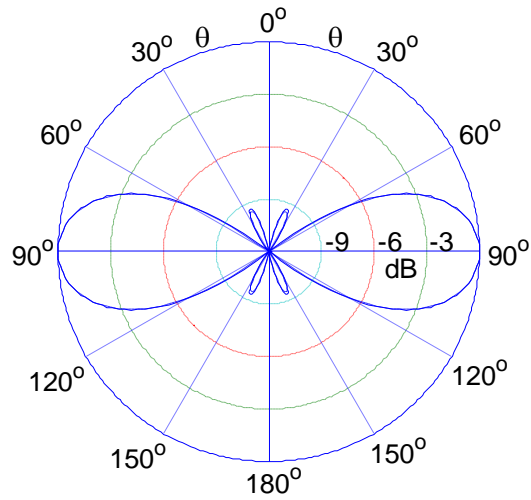


Figure III.10 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 4 éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [1, 1, 1, 0]^T$.

(a) plan-E



(b) plan-H

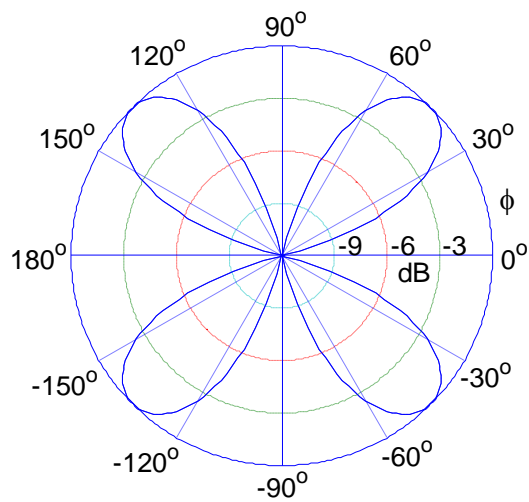
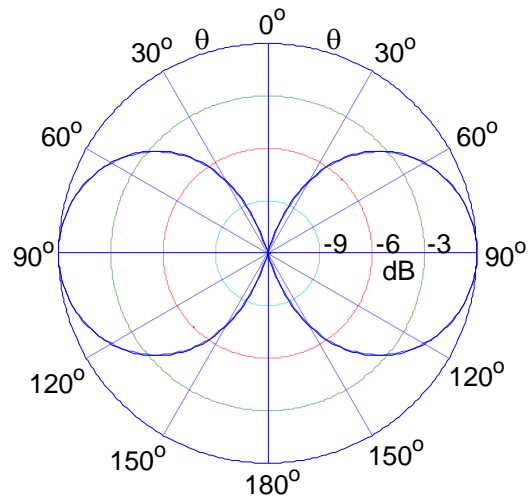


Figure III.11 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 4 éléments, $L = 0.5$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V = [1, 1, 1, 1]^T$.

Les Figures III.10 et III.11 représentent les diagrammes de rayonnement plan-E et plan H pour un réseau circulaire de 4 dipôles identiques. Les autres paramètres du réseau sont : $L = 0.5\lambda$, $a = 0,001$, $\mathbf{V} = [0,1,1,0]^T$, $b = 0.08$ et $b = 0.7$, respectivement.

Dans le premier cas l'effet de couplage est prononcé, résultant en un élargissement des lobes principaux dans les plans E et H. Pour le deuxième cas, l'effet de couplage diminue et les diagrammes dans les deux plans se rapprochent de ceux d'un réseau sans effet de couplage.

(a) plan-E



(b) plan-H

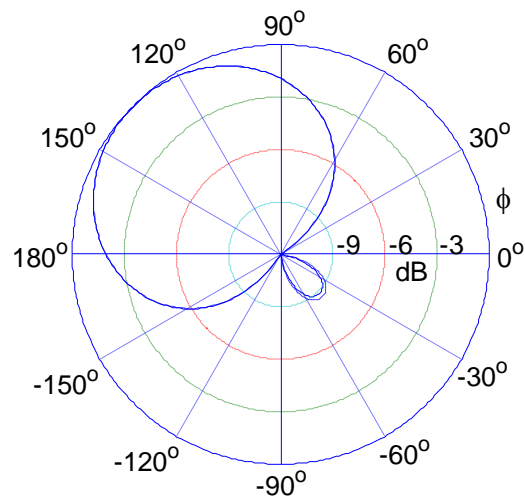
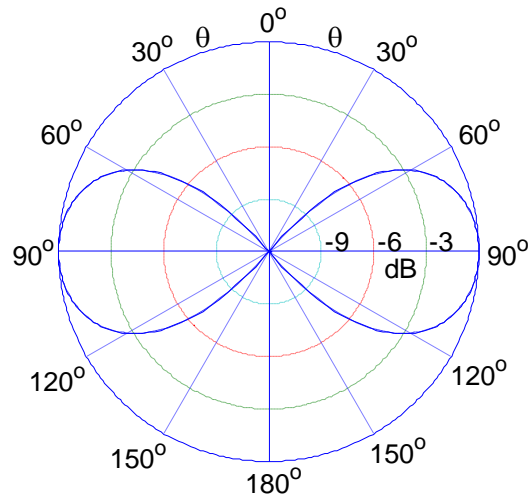


Figure III.12 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 4 éléments, $L = 0.5$, $b = 0.08$, $a=0.001$, $V = [0, 1, 1, 0]^T$.

(a) plan-E



(b) plan-H

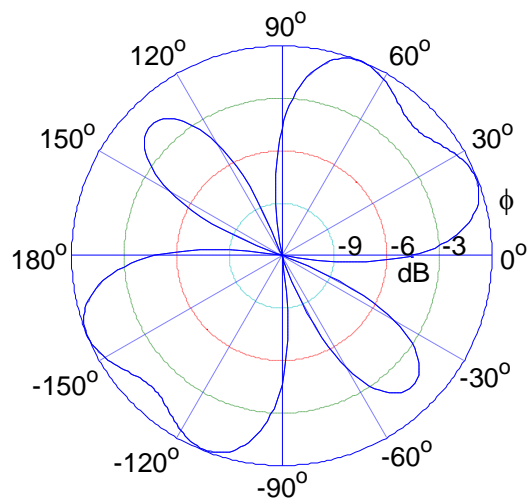
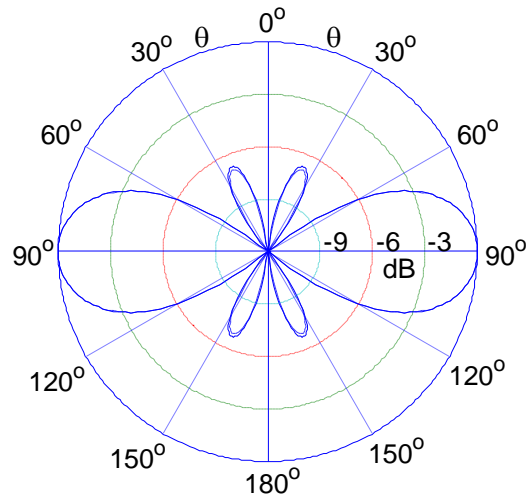


Figure III.13 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 4 éléments, $L = 0.5$, $b = 0.7$, $a=0.001$, $V = [0, 1, 1, 0]^T$.

Les Figures III.14 et III.15 et III.16 représentent les diagrammes de rayonnement plan-E et plan H pour un réseau circulaire de 5 dipôles identiques. Les autres paramètres du réseau sont : $b = 0.5$ $a = 0,001$, $\mathbf{V} = [0,1,1,0]^T$, et $L = 0.125, 0.5$ et 0.8 respectivement.

On constate à partir des Figures que le changement de la longueur des dipôles n'affecte pas de façon significative le diagramme plan E. Par contre, dans le diagramme plan H, il ya une multiplication des lobes avec l'augmentation des longueurs des antennes.

(a) plan-E



(b) plan-H

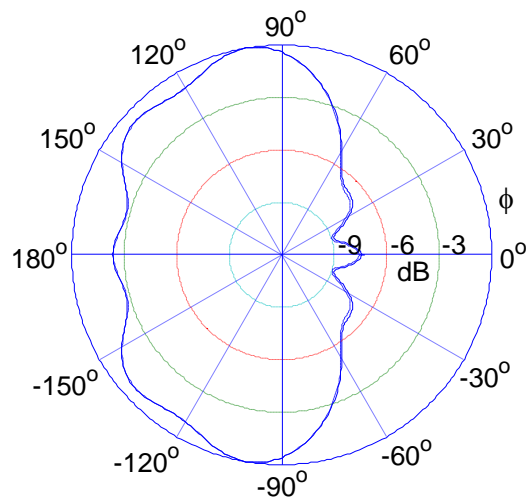
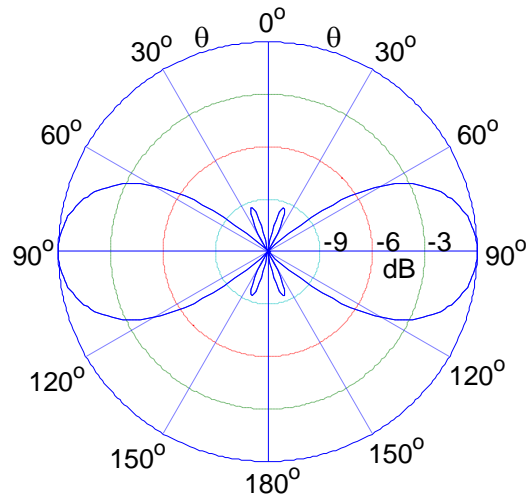


Figure III.14 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 5 éléments, $L = 0.125$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V=[0, 1, 1, 1, 1]^T$.

(a) plan-E



(b) plan-H

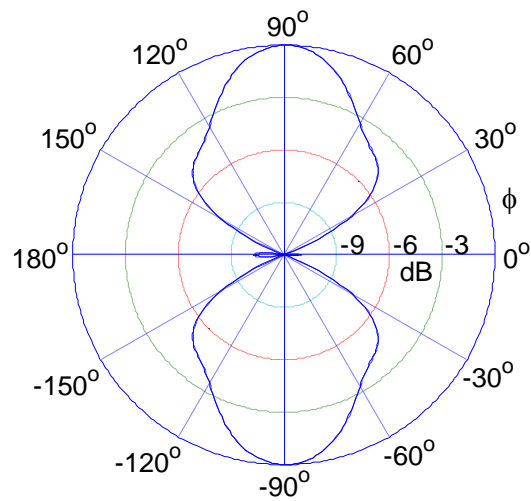
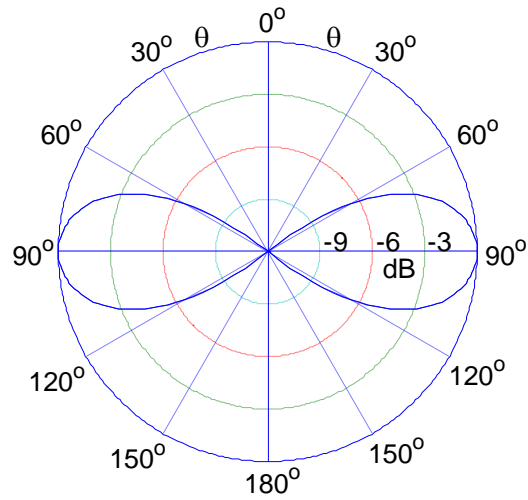


Figure III.15 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 5 éléments, $L = 0.25$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V=[0, 1, 1, 1, 1]^T$.

(a) plan-E



(b) plan-E

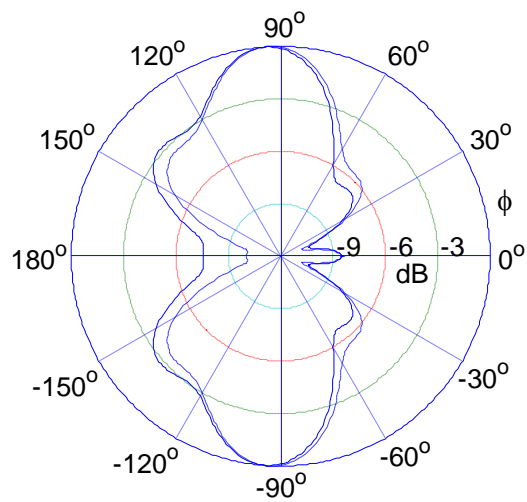


Figure III.16 Diagramme de rayonnement plan-H et Plan-E, pour un réseau circulaire de 5 éléments, $L = 0.8$, $b = 0.5$, $a=0.001$, $V=[0, 1, 1, 1, 1]^T$.

Conclusions générales

L'objet de ce travail était d'étudier l'effet du couplage mutuel sur les caractéristiques de rayonnement d'un réseau d'antennes dipôles circulaire. Pour se faire, on a besoin de calculer les champs produits par une antenne à une distance proche de celle-ci. Pour cela, on a considéré le cas simple d'un réseau de deux antennes dipôles, dans lequel on a assumé que la distribution du courant sur les dipôles, constituant le réseau, était sinusoïdale. Ce choix est justifié car la distribution exacte de courant des antennes dipôles demi-onde est proche de la distribution sinusoïdale.

Ensuite, on a généralisé les équations obtenues au cas d'un réseau arbitraire d'antennes linéaires parallèles. Une série de manipulations algébriques fastidieuses est menée pour arriver à un système d'équations non homogène. Le cœur de ce système est la matrice d'impédances mutuelles. On profite de la propriété de symétrie de cette matrice pour réduire considérablement le temps de calcul. Une fois la matrice des impédances mutuelles est calculée, le vecteur courant, qui contient les courants d'entrées des antennes du réseau, est obtenu par une simple inversion de la matrice impédance. Des équations pour calculer le diagramme de rayonnement ont été, également, données en termes de gain en puissance.

Ensuite, nous avons utilisé cette générale pour traiter le cas particulier d'un réseau circulaire de dipôles identiques. Nous avons alors calculé, pour ce réseau, le diagramme de rayonnement plan E et plan H en termes de gain en puissance.

Pour implémenter les équations citées ci-dessus, on a écrit une série de fonctions MATLAB qui calculent entre autre la matrice des impédances mutuelles et le diagramme de rayonnement.

Enfin, on a présenté les résultats de simulation sous formes de courbes qui représentent le diagramme de rayonnement, plan E et plan H, des différents exemples étudiés. Les résultats obtenus ont montré que le couplage mutuel affecte considérablement le diagramme de rayonnement. Ainsi les paramètres structurels du réseau circulaire affectent clairement les caractéristiques de rayonnement du réseau.

Bibliographie

[1] <http://pagesperso-range.fr/f5zv/radio/>

[2] http://fr.wikipedia.org/wiki/antenne_et_caractéristique/

[3] **ANTENNES**, T.P. Télécommunications

[4] C.A. Balanis, "Antenna theory, analysis and design", 2nded. John Wiley & Sons, 1997, New York, Constantine A. BALANIS Antena Theory, Analysis and Design. Second Edition

[5] Constantine A. BALANIS Antena Theory, Analysis and Design. Second Edition

[6] David M. Pozar & Daniel H. Schaubert
Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays

[7] Rapport de Thèse : Aperture-Coupled Microstrip Patch Antenna Array
Technic University of Wien – March – 1996

[8] http://fr.wikipedia.org/wiki/Antenne_dipolaire

[9] S. Rahmani et M. Bousbaa, " Couplage mutuel et champ rayonne d'un réseau d'antennes dipoles", 2008, PFE Université de M'sila.

[10] S. J. Orfanidis, "Electromagnetic Waves and Antennas", 2004, Rutgers.

[11] M. T. Ma. Theory and Application of Antenna Arrays, Wiley, New York, 1974

[12] I. Salonen, C. Icheln, and P. Vainikainen "**Microstrip antenna circuit model and linear pattern correction**". The 11th International Symposium on Antenna technology and applied electromagnetic. ANTEM Saint-Malo France, pp. 128-183, June 15-17 2005.