

INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE
TOULOUSE

5^{ème} Année Réseau et Télécom

ANTENNES

**SUPPORT DE COURS
ENONCE DE TRAVAUX DIRIGES**

Alexandre Boyer
alexandre.boyer@insa-toulouse.fr
www.alexandre-boyer.fr

TABLE DES MATIERES

Introduction.....	3
A. Notions fondamentales	6
B. Caractéristiques des antennes	14
C. Antennes pour les télécommunications	26
D. Antennes de réception	45
E. Réseau d'antennes	52
Références.....	60
Annexe A – Rappel sur les unités	61
Annexe B – Champ proche et champ lointain.....	63
Annexe C – Effet sur le corps humain	64
Travaux Dirigés	66

Introduction

Le rôle d'une antenne est de convertir l'énergie électrique d'un signal en énergie électromagnétique transportée par une onde électromagnétique (ou inversement). Une définition traditionnelle est la suivante : « Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager. Réciproquement, une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur » [Combes].

Le transport d'énergie par une onde électromagnétique va donc permettre le transfert d'information sans support physique à travers un canal ou une liaison radioélectrique, à condition que l'onde électromagnétique soit modulée par un signal informatif. Une liaison radioélectrique est un canal de transmission entre un émetteur et un récepteur, dont le support de transmission est assuré par des ondes électromagnétiques. Comme tous les canaux de communication, il est soumis aux problèmes posés par le bruit et les perturbations, qui vont limiter les performances du système de transmission. Ils sont aussi dépendants des propriétés de l'antenne qui va donner naissance à l'onde électromagnétique, et à l'environnement autour de l'antenne qui va influencer sur la propagation des ondes électromagnétiques. La connaissance et la modélisation de la propagation et des antennes sont complexes ... mais nécessaires pour dimensionner un système de transmission sans fils.

Bien que complémentaire de l'étude des antennes, la question de la propagation des ondes électromagnétiques, la description physique et la modélisation des effets de la propagation des ondes et les techniques permettant de compenser les effets parasites du canal radioélectrique ne seront pas traitées dans ce cours.

Historique

La figure 1 dresse un rapide historique des découvertes et inventions liées aux radiocommunications et aux antennes. Le développement des radiocommunications est basé sur la théorie de l'électromagnétisme, mise au point au XIXe siècle et améliorée au XXe siècle. Les ondes électromagnétiques, support des radiocommunications, ont été prévues de manière théorique dans le cadre des équations de Maxwell et mises en évidence expérimentalement par Hertz à la fin du XIXe siècle. Peu de temps après, les premières applications de transmission radio sont apparues. Leur développement s'est fait en parallèle avec celui de l'électronique au début du siècle. Le XXe siècle est ensuite ponctué d'innovations majeures, qui répondaient à des besoins précis.

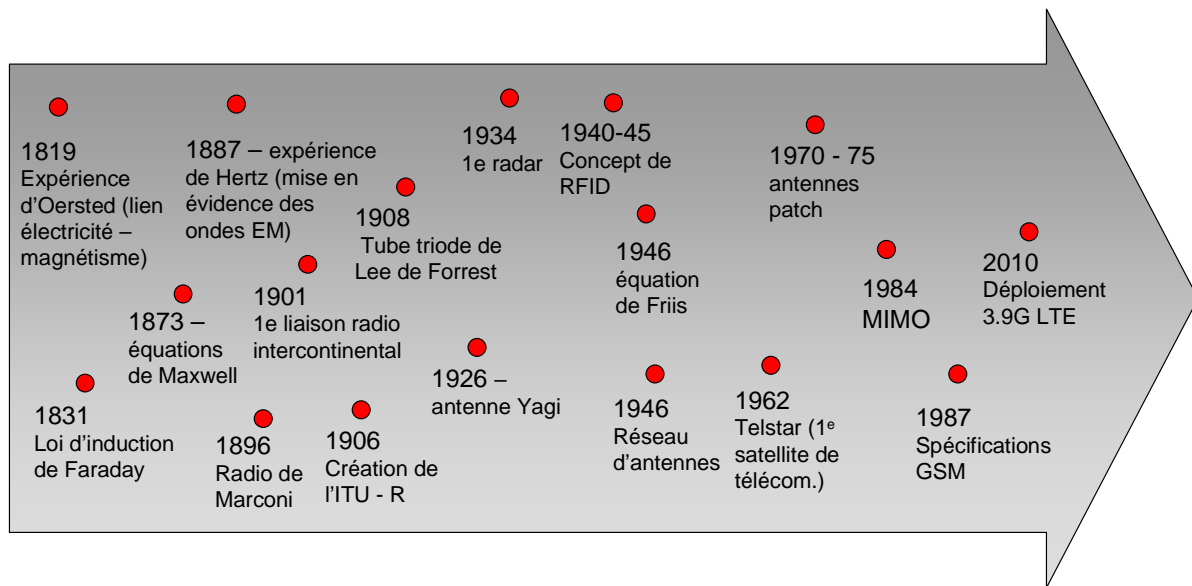


Figure 1 – Historique des radiocommunications

Applications

Les antennes sont utilisées sur une large gamme de fréquence (ou de longueur d'onde) pour un grand nombre d'applications différentes comme le montre la figure 2.

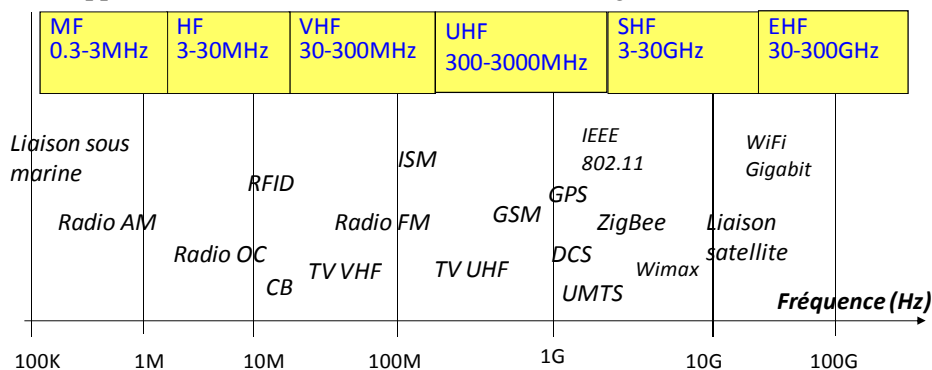


Figure 2 – Occupation du spectre radiofréquence

Le but de ce cours est de comprendre le principe de fonctionnement d'une antenne, leurs caractéristiques et connaître les principaux types d'antennes employées pour les radiocommunications. Le cours est orienté de la manière suivante : le premier chapitre revient sur des notions d'électromagnétisme afin de mieux comprendre le principe de fonctionnement d'une antenne. Le second chapitre présente les caractéristiques principales d'une antenne, en se concentrant uniquement sur les antennes utilisées en émission. A l'issue de ce chapitre, vous devrez être capables de « décoder » la datasheet d'une antenne. Dans le troisième chapitre, les principaux types d'antennes utilisées pour les radiocommunications sont présentés (dipôles, boucle, antenne patch, ouverture rayonnante ...). Des formules pratiques sont données pour un premier dimensionnement de ces antennes. Cependant, en raison de la complexité de la résolution des équations de Maxwell, la conception d'antenne repose essentiellement sur l'utilisation de simulateur numérique. Le quatrième chapitre est dédié aux antennes de réception : les relations permettant de relier le champ incident et la puissance reçue par l'antenne sont présentées, l'équation de Friis, aussi appelée aussi équation des télécommunications, est introduite car elle permet de faire des bilans de liaisons radio simplifiée. Il s'agit d'un modèle de propagation très restrictif car uniquement valable en espace libre, mais le but de ce cours n'est pas de présenter en détail les modèles de propagation. Cette version de ce cours omet donc ces notions. Enfin, les notions de diversité spatiale et de polarisation sont présentées. Le dernier

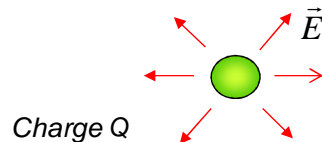
chapitre traite des réseaux d'antennes, qui permettent littéralement de « tailler » un diagramme de rayonnement complexe à partir d'éléments rayonnants basiques. Les principes de base des réseaux sont présentés. Ces bases sont nécessaires pour aborder certaines techniques de pointe utilisées aujourd'hui en télécommunications. La fin de ce chapitre en abordera certaines.

A. Notions fondamentales

Le but de ce chapitre est de revenir sur certaines notions fondamentales d'électromagnétisme avant de se concentrer sur les antennes. Il s'agit de répondre aux questions suivantes : pourquoi une antenne rayonne-t-elle ? Qu'est-ce qu'une onde électromagnétique ?

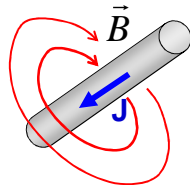
I. Quelques rappels d'électromagnétisme

Les charges électriques au repos peuvent exercer des forces électriques entre elles, cette action à distance se fait par l'intermédiaire d'un champ électrique. Toute charge électrique Q immobile crée un champ électrique E dans l'espace environnant, qui décroît inversement avec le carré de la distance.



$$\vec{E}(r) = \frac{Q}{4\pi\epsilon r^3} \vec{r} \quad \text{Équation 1}$$

De la même manière, toute circulation de courant (c'est-à-dire des charges en mouvement) à travers une interconnexion élémentaire est à l'origine d'un champ magnétique tournant autour de la ligne. Cette ligne exercera une force à distance sur toute autre interconnexion parcourue par un courant.



$$\vec{B}(r) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{dv} \frac{\vec{J} \wedge \vec{r}}{r^3} \quad \text{Équation 2}$$

Les charges électriques et les courants constituent donc les sources élémentaires des champs électromagnétiques. Les deux cas précédents correspondent au cas où les charges sont immobiles (électrostatique) et les courants continus (magnétostatiques), qui conduisent à des champs constants dans le temps. Cependant, l'action d'une charge ou d'un courant n'est pas instantanée et est retardée par un temps $t = r/c$, où c est la vitesse de la lumière. Ainsi, tout mouvement de charges ou toute variation de courant induira une variation de champ électrique ou magnétique en un point donné de l'espace après un temps de retard donné.

Bien qu'en électrostatique et en magnétostatique les champs électriques et magnétiques soient indépendants, cela n'est plus le cas dès que la quantité de charge ou le courant varient. Les champs électriques et magnétiques sont alors liés. On parle alors de champ électromagnétique. Par exemple, dans un circuit électrique soumis à un champ magnétique, un courant se mettra à circuler en raison de l'apparition d'une force électromotrice, elle-même liée au champ électrique induit par la variation de champ magnétique (loi de Faraday).

II. Une manière simple de comprendre l'origine du rayonnement électromagnétique

Toute charge et tout mouvement de charge sont capables de créer des champs électriques et magnétiques autour d'eux et devraient être capables de produire un rayonnement électromagnétique (création d'une onde électromagnétique qui se propage librement dans l'espace). Cependant, dans la nature, quasiment tous les objets ne rayonnent pas. En effet, la plupart des objets contiennent des charges positives et négatives en équilibre, si bien que les champs électriques que chacune de ces charges génèrent s'annulent. Lorsqu'un courant circule le long d'une interconnexion, les charges véhiculées ne s'accumulent pas au bout de l'interconnexion, mais reviennent par un autre chemin, formant ainsi une boucle. Ainsi, le champ magnétique créé par chaque élément de cette boucle s'additionne avec la contribution des autres et annulent quasiment le champ magnétique total à grande distance.

Alors comment une antenne fait-elle pour rayonner ? Intuitivement, on sent qu'il faut qu'il y ait un déséquilibre dans la distribution de charges et les courants parcourant l'antenne, par exemple produit par toute variation temporelle du courant ou toute discontinuité dans l'antenne conduisant à une accumulation de charges. Ceci pour empêcher l'annulation de la contribution de chaque charge et de chaque élément de courant de l'antenne. Dans l'exemple suivant [Dobkin], 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.

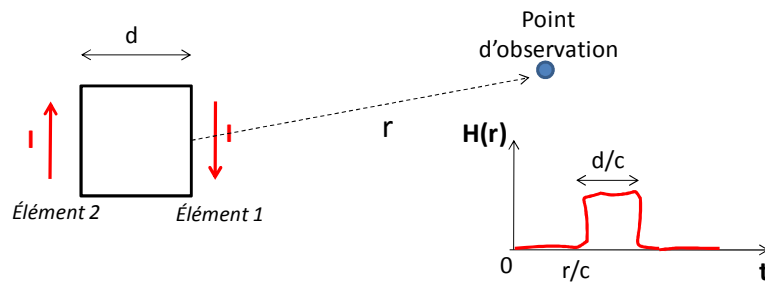


Figure 3 - Rayonnement électromagnétique créé par la variation d'un courant dans un circuit de petite taille [Dobkin]

On peut donc voir le rayonnement électromagnétique comme la résultante des différences de phase des contributions de chaque élément de l'antenne.

Remarque : zones de champ proche et de champ lointain

Dans le raisonnement précédent, on considère que la taille de l'antenne est petite devant la distance R la séparant du point d'observation. La contribution de chaque partie de l'antenne a alors à peu près la même amplitude. Supposons maintenant que le point d'observation soit placé près de l'antenne, de telle manière à ce que la partie de l'antenne la plus proche fournisse la plus grande contribution aux champs électriques et magnétiques. Ceux-ci résultent de la différence de distance entre chaque partie de l'antenne. Le point d'observation est placé en zone dite de champ proche (voir annexe B). Lorsqu'on parle de rayonnement, le point d'observation est placé en champ lointain, le rayonnement est dû à la différence de phase des champs électriques et magnétiques produits par chaque partie de l'antenne.

La figure 4 présente de manière générale le champ électromagnétique produit par une antenne parcourue par un courant sinusoïdal. Celui-ci se propage à la vitesse de la lumière, son amplitude

décroit avec la distance et sa phase varie avec la distance en fonction d'une constante de phase ou d'onde β .

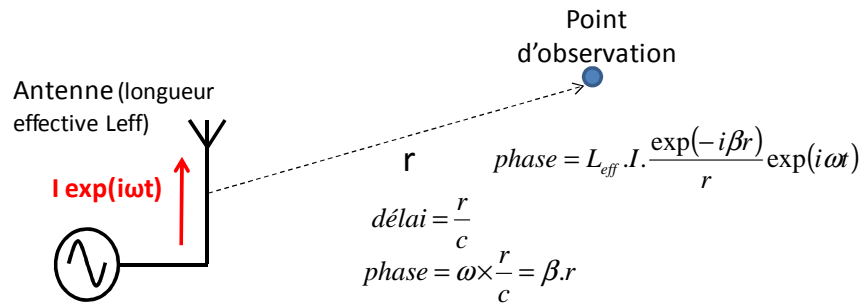


Figure 4 - Rayonnement électromagnétique produit par une antenne de longueur effective L_{eff} et parcouru par un courant sinusoïdal

III. Equations de Maxwell

« Tout l'électromagnétisme est contenu dans les équations de Maxwell » [Feynman]. La présentation des équations de Maxwell permet de donner un cadre un peu plus mathématique à la discussion précédente. Pour plus de détails sur l'art de résoudre ces équations, reportez-vous à un ouvrage d'électromagnétisme.

1. Présentation des équations de Maxwell

La répartition des champs électriques et magnétiques 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 par les équations 3 à 7.

Equation de Maxwell-Gauss	$div \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon}$ Équation 3
Equation de Maxwell-Thompson	$div \vec{B} = 0$ Équation 4
Equation de Maxwell-Faraday	$\vec{rot} \vec{E} = -\mu \frac{d\vec{H}}{dt}$ Équation 5
Equation de Maxwell-Ampère	$\vec{rot} \vec{H} = \sigma \vec{E} + \epsilon \frac{d\vec{E}}{dt}$ Équation 6

Avec :

- ρ : densité volumique de charge
- ϵ : permittivité électrique (F/m). A noter ϵ_0 : permittivité diélectrique dans le vide (= $8.85 \cdot 10^{-12}$) et ϵ_r : permittivité électrique relative telle que $\epsilon = \epsilon_0 \times \epsilon_r$
- μ : perméabilité magnétique (H/m). A noter μ_0 : permittivité diélectrique dans le vide (= $4\pi \cdot 10^{-7}$) 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.

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.

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.

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 $\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = \vec{I}_C$ 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

$$I_D = \varepsilon \frac{dE}{dt}.$$

2. Interprétation

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 continue 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.

3. Rayonnement électromagnétique d'une source électrique

Les courants et les charges sont les sources primaires du champ électromagnétique. Selon le principe de Huygens, elles rayonnent dans l'espace des ondes sphériques dont la propagation est fonction de $\frac{\exp(-i\beta r)}{r}$. Ainsi, tout courant I_0 crée un rayonnement proportionnel à $I_0 \frac{\exp(-i\beta r)}{r}$ et chaque charge Q_0 un rayonnement proportionnel à $Q_0 \frac{\exp(-i\beta r)}{r}$. Il est possible d'exprimer la contribution de toute source primaire caractérisée par une distribution volumique de courant I_M et de charge Q_M en un point P par les potentiels scalaires V et vecteur A.

$$\vec{A}(P) = \frac{\mu}{4\pi} \int_V \frac{\vec{I}_v \exp(-i\beta r)}{r} dv \quad \text{Équation 7}$$

$$V(P) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \int_V \frac{Q_v \exp(-i\beta r)}{r} dv \quad \text{Équation 8}$$

A partir de ces potentiels, il est possible de calculer les champs électriques et magnétiques en tout point de l'espace :

$$\vec{E} = -\frac{d\vec{A}}{dt} - \text{grad}V \quad \text{Équation 9}$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \text{rot}\vec{A} \quad \text{Équation 10}$$

IV. Onde électromagnétique – Propagation des ondes

A partir des équations de Maxwell, il est possible de déterminer la distribution dans l'espace des champs électriques et magnétiques produits par une source. Le couple formé par les champs électriques et magnétiques forme une onde électromagnétique. Ce terme vient du fait que, en raison des liens qui existent entre ces 2 champs, ceux-ci gagnent tout le milieu ambiant de proche en proche ou se propagent, à l'image d'une onde qui se forme à la surface d'un lac dans lequel on aurait jeté une pierre.

Nous allons commencer par donner quelques éléments de démonstration succincts de ce comportement. Il est conseillé de se reporter à des ouvrages d'électromagnétisme pour un développement plus détaillé et rigoureux.

1. Equation de propagation

La résolution des équations de Maxwell va nous permettre de déterminer l'équation de propagation des champs. Nous ne considérerons ici que le cas d'un milieu de propagation sans pertes caractérisé par une constante diélectrique et magnétique réelle, où il n'y a donc aucune charge et courant. En combinant alors les équations de Maxwell-Ampère et de Maxwell-Faraday, il est possible d'écrire les 2 équations différentielles dites de propagation :

$$\Delta\vec{E} - \epsilon\mu \frac{d^2\vec{E}}{dt^2} = \vec{0} \quad \text{Équation 11}$$

$$\Delta\vec{H} - \epsilon\mu \frac{d^2\vec{H}}{dt^2} = \vec{0} \quad \text{Équation 12}$$

Les solutions à ces 2 équations se comportent comme des ondes qui se propagent à la vitesse v : $v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \times \mu}}$. Dans le vide ou dans l'air, cette vitesse est notée c et est égale à $c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \times \mu_0}} = 3.10^8 \text{ m/s}$. De manière générale, la vitesse peut s'écrire $v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \times \mu_r}}$, en fonction de la permittivité électrique relative ϵ_r et la perméabilité magnétique relative du milieu μ_r . Une onde qui se propage est appelée onde progressive.

En régime sinusoïdal et en considérant l'axe z comme la direction de propagation, la solution aux équations de propagation s'écrit :

$$\begin{aligned}\vec{E}(z,t) &= \vec{E} \cdot \exp j(\omega t - \beta z) = \vec{E}(z) \cdot \exp j(\omega t) \cdot \exp j(-\beta z) \\ \vec{H}(z,t) &= \vec{H} \cdot \exp j(\omega t - \beta z) = \vec{H}(z) \cdot \exp j(\omega t) \cdot \exp j(-\beta z)\end{aligned} \quad \text{Équation 13}$$

β est la constante de phase et caractérise la propagation :

$$\beta = \frac{\omega}{v} = \omega \sqrt{\epsilon \cdot \mu} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad \text{Équation 14}$$

Remarque : propagation dans un milieu à pertes

Un milieu à pertes est caractérisé par un diélectrique présentant des pertes telles que la permittivité électrique s'écrit : $\epsilon = \epsilon' - i \frac{\sigma_e}{\omega}$. Les équations de propagation restent quasiment identiques, hormis qu'on remplace la constante de phase β par un paramètre de propagation $\gamma = \alpha + i\beta$, où α est le paramètre d'atténuation qui traduit l'affaiblissement de la propagation. Ainsi, en se propageant, l'amplitude de l'onde est atténuée par un facteur $\exp(-\alpha z)$. Dans un environnement réel, une antenne peut être entourée de nombreux objets (voire d'êtres humains) qui vont absorber une partie de l'énergie transportée par l'onde électromagnétique (voir annexe D). Selon les propriétés du milieu et la fréquence, cet affaiblissement exponentiel sera plus ou moins rapide. Elle est caractérisée par la profondeur de pénétration (ou épaisseur de peau pour les bons conducteurs) :

$$\delta = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu \sigma f}} \quad \text{Équation 15}$$

Au-delà d'une épaisseur δ , l'onde est atténuée d'un facteur $e^{-1} = 0.37$ dans un matériau à pertes. Un conducteur parfait présente une épaisseur de peau quasi nulle et est capable d'arrêter une onde électromagnétique quel que soit la fréquence. Par exemple, dans un bon conducteur comme le cuivre ($\sigma=57 \text{ MS}$), l'épaisseur de peau est égale à 0.08 mm à 1 MHz et 2.5 μm à 1 GHz.

2. Surface d'onde et onde plane

On appelle surface d'onde l'ensemble des points de l'espace atteints à un instant t par une onde émise à un instant antérieur t_0 . La phase de l'onde est identique en tout point de cette surface, l'amplitude ne l'est qu'à condition que la source rayonne de manière isotrope dans toutes les directions de l'espace. Dans le cas d'un milieu de propagation isotrope et homogène, la vitesse de propagation est identique dans toutes les directions de l'espace et la surface d'onde est une sphère. On parle alors d'ondes sphériques.

Loin de la source, l'onde peut être vue localement comme une onde plane. Localement, les champs électriques et magnétiques ont la même valeur en tout point du plan d'onde.

3. Propriétés d'une onde électromagnétique plane

Nous allons chercher à donner une image à l'onde électromagnétique issue des équations de propagation en régime sinusoïdale (équation 13). On considère que l'onde se propage le long de l'axe z . A grande distance de la source, l'onde est localement une onde plane. A partir des équations de Maxwell, il est possible de montrer les propriétés suivantes :

- Les champs E et H sont perpendiculaires à la direction de propagation. Ils sont donc inclus au plan d'onde. On parle alors d'onde transversale électromagnétique (onde TEM)
- Les champs E , H et la direction de propagation forment un trièdre direct. Les champs E et H sont donc perpendiculaires entre eux.

- Dans le cas d'un milieu de propagation sans pertes, les champs E et H sont en phase et sont reliés entre eux par l'équation 16.

$$\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \eta \quad \text{Équation 16}$$

η est appelé impédance d'onde du milieu. Dans le vide, $\eta = 120\pi \approx 377 \Omega$.

La figure 5 représente une vue d'une onde électromagnétique dans l'espace à un instant donné. L'onde est formée par la superposition des champs électriques et magnétiques qui évoluent de manière sinusoïdale dans l'espace. A un instant après, la position des maximums et des minimums de champs se déplaceraient le long de l'axe z, indiquant la propagation de l'onde. A noter la longueur d'onde qui correspond à la distance entre 2 maximums de l'onde. Celle-ci se calcule à l'aide de l'équation 17.

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r} \times f} \quad \text{Équation 17}$$

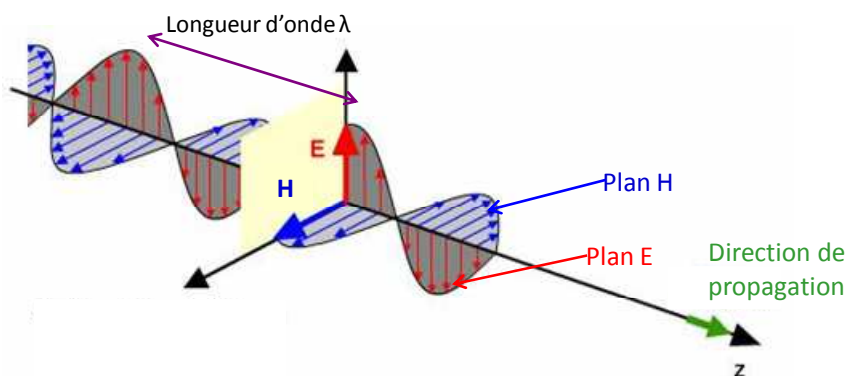


Figure 5 – Représentation d'une onde électromagnétique TEM se propageant dans l'espace

Remarque : plans E et H

Pour une antenne à polarisation rectiligne, on appelle le plan E le plan formé par la direction de propagation et par la direction du champ électrique. Le plan H est celui formé par la direction de propagation et par la direction du champ magnétique.

4. 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 r orienté le long de la direction de propagation, on peut décrire la direction du champ E par la relation suivante :

$$\vec{E} = E_\theta \cdot \vec{u}_\theta + E_\phi \cdot \vec{u}_\phi$$

$$E_\theta = A \cdot \sin(\omega t + \phi_\theta) \quad E_\phi = B \cdot \sin(\omega t + \phi_\phi) \quad \text{Équation 18}$$

Si les deux composantes du champ électrique vibrent en phase ou en opposition de phase ($\phi_\theta = \phi_\phi \pm \pi$), les champs E et H conservent une direction constante dans le temps. La polarisation est dite rectiligne. L'onde électromagnétique présentée à la figure 5 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 ($\phi_\theta = \phi_\phi \pm \pi/2$), la polarisation est alors circulaire.

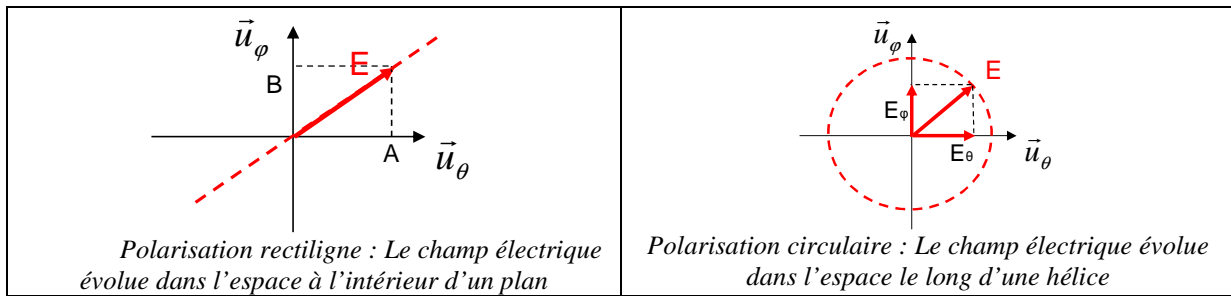


Figure 6 – Polarisation rectiligne et circulaire

La polarisation de l'onde dépend des caractéristiques de l'antenne émettrice. Ainsi, les antennes filaires présentent une polarisation rectiligne. Cependant, la polarisation d'une onde peut être modifiée par le milieu de propagation et les objets environnants. Par exemple, le passage d'une onde à travers un milieu chargé (comme le passage d'une onde à travers l'ionosphère terrestre) conduit à une rotation du plan de polarisation par effet Faraday et donc à l'introduction de déphasage de propagation.

5. Puissance transportée par une onde électromagnétique

Dans un volume dV , une onde électromagnétique transporte une énergie composée de :

- une énergie électrique = $\frac{\epsilon E^2}{2} dV$
- une énergie magnétique = $\frac{\mu H^2}{2} dV$

L'énergie totale est donc de $\frac{\epsilon E^2 + \mu H^2}{2} dV = \frac{1}{c} E.H.dV$. On peut montrer que l'onde transporte la puissance suivante, exprimée sous la forme d'un vecteur appelée vecteur de Poynting. H^* est le conjugué du champ magnétique.

$$\vec{P} = \frac{1}{2} \vec{E} \wedge \overline{H^*} \quad (W / m^2) \quad \text{Équation 19}$$

Remarque :

Pour une onde progressive (comme une onde TEM), les champs E et H sont en phase, le vecteur de Poynting est réel donc l'onde transporte une puissance active qui peut être fournie à une charge. Si les champs E et H sont en quadrature, l'onde est stationnaire et le vecteur de Poynting est purement imaginaire. L'onde ne transporte pas de puissance active.

Le fait qu'une onde électromagnétique transporte une puissance est à la base de deux types d'applications fondamentales :

- le transport d'énergie sans contact, imaginé par Nicolas Tesla et repris depuis plusieurs années sous le nom de Wireless Power Transfer
- le transport d'une information par une onde électromagnétique, à condition de la moduler, utilisé par tous les systèmes de radiocommunication.

B. Caractéristiques des antennes

Quel que soit la fréquence de fonctionnement de l'antenne, quel que soit sa structure physique, le rayonnement des antennes est caractérisé par des propriétés communes. Le but de ce chapitre est de les présenter. Ces propriétés doivent permettre de répondre aux questions suivantes :

- Comment une antenne rayonne t-elle la puissance qui lui est fournie dans l'espace ? Dans quelle(s) direction(s) ?
- Avec quelle efficacité se fait le transfert d'énergie entre la puissance de l'émetteur et la puissance rayonnée ?
- Sur quelle bande de fréquence l'antenne rayonne de manière optimale ?
- Quelles sont les propriétés données par l'antenne à l'onde électromagnétique émise ?

Bien que les propriétés d'une antenne restent les mêmes qu'elles soient utilisées en émission ou en réception, nous ne présenterons pas dans ce chapitre, mais dans le chapitre D, certaines propriétés propres aux antennes employées en réception.

I. Structure générale d'une antenne

Dans ce chapitre, nous allons considérer uniquement des antennes émettrices. Cependant, il est nécessaire de supprimer toute distinction entre antenne émettrice et antenne réceptrice, en introduisant le principe de réciprocité : toute structure qui reçoit une onde électromagnétique peut transmettre une onde électromagnétique. Une antenne passive peut réciproquement être utilisée en émission et en réception. Les propriétés de l'antenne resteront les mêmes qu'elle soit utilisée en émission ou en réception.

La figure 7 présente la structure générale d'une antenne émettrice. (Une antenne réceptrice présente une structure similaire, l'alimentation est remplacée par un récepteur, le sens des flèches indiquant le transfert de puissance est inversé) :

- Le signal à transmettre peut provenir d'une ou plusieurs sources (amplitude et phase des sources indépendantes). P_s correspond à la puissance électrique délivrée par la source.
- Des amplificateurs et des filtres peuvent être placés entre la source et l'antenne pour fournir une puissance électrique suffisante aux éléments rayonnants et assurer une émission (ou une réception) sur une bande étroite.
- L'émetteur ou le récepteur sont reliées à l'antenne par une ligne qui sont en général des lignes coaxiales ou des guides d'ondes. Ils permettent de transporter une puissance électrique P_A aux éléments rayonnants. La puissance P_A est différente de la puissance P_s en raison des pertes liées aux différents éléments reliant la source aux éléments rayonnants.
- Le réseau de polarisation permet de connecter les signaux à transmettre aux éléments rayonnants, de les déphaser et/ou de les combiner entre eux. Nous verrons dans le chapitre E – « Réseau d'antennes » comment le fait de combiner plusieurs antennes entre elles peut fournir des propriétés intéressantes à l'antenne équivalente.
- Les éléments rayonnants assurent la transmission de l'énergie fournie par l'émetteur à l'espace libre où l'onde va se propager. La puissance rayonnée par l'antenne est notée P_R . Réciproquement, elle assure la transmission de l'énergie d'une onde EM vers le récepteur.

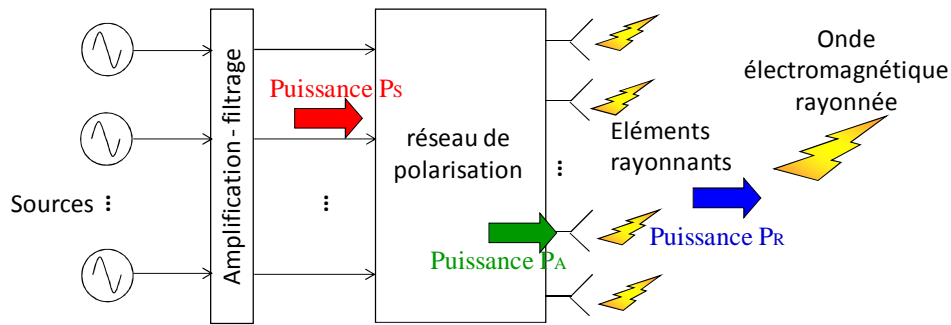


Figure 7 – Structure générale d'une antenne

Il est important que l'installation de l'antenne et sa connexion à la source nécessite d'autres structures non présentées sur le schéma, mais qui vont avoir une influence non négligeable sur les performances de l'antenne. L'antenne est montée mécaniquement sur un dispositif (un mat pour une station de base, le châssis d'un téléphone) qui va contribuer à modifier le rayonnement de l'antenne. En outre, l'antenne peut être protégée de l'environnement extérieur par un radome, qui peut absorber une partie du rayonnement.

Remarque : antenne passive et problème d'intermodulation

Une antenne est dite passive si elle se comporte de manière linéaire. Concrètement, il existe une relation linéaire entre la puissance électrique incidente et la puissance rayonnée. Si le signal d'entrée est sinusoïdal, l'onde EM produite l'est aussi. Si on double la puissance du signal d'entrée, celle transportée par l'onde double aussi. Si aucun dispositif non linéaire n'est placé en entrée du circuit, l'antenne est alors généralement considérée comme passive (rappelons-nous qu'il ne s'agit que d'un morceau de conducteur métallique).

Cependant, cela n'est plus forcément vrai lorsqu'une forte puissance est appliquée. En effet, certains matériaux peuvent se comporter alors comme des éléments non linéaires, et les contacts entre différents métaux peuvent se comporter comme des diodes parasites. Il en résulte une distorsion du signal incident, et un phénomène d'intermodulation (passive intermodulation) lorsque des signaux de fréquences différentes sont appliqués. Même si les niveaux des signaux d'intermodulation sont faibles (-120 à -180 dBc), cela peut être un problème si les puissances en jeu sont fortes, si la même antenne est utilisée à la fois pour l'émission et la réception, si le récepteur présente un très faible niveau de sensibilité et surtout si les nouvelles composantes fréquentielles d'intermodulation tombent sur la bande de réception. Les stations de base souffrent de ce type de problèmes [Chen].

II. Diagramme de rayonnement d'une antenne

1. Puissance rayonnée par une antenne

Une antenne sert à convertir une puissance électrique en une puissance rayonnée, c'est-à-dire transportée par une onde électromagnétique, qui peut se propager dans toutes les directions de l'espace. Les directions dans lesquelles cette puissance vont dépendre des caractéristiques de l'antenne. Commençons par exprimer la puissance rayonnée par une antenne quelconque, dont le centre est placé au centre d'un repère sphérique (Fig. 8) et connectée à une source qui lui fournit une puissance électrique P_A . La puissance rayonnée dans une direction quelconque (θ, φ) dans un angle solide Ω (exprimé en stéradian sr) est donnée par l'équation 20. La puissance fournie à une surface élémentaire située à une distance R est donnée par l'équation 21. La puissance rayonnée totale correspond à la somme des puissances rayonnées dans toutes les directions de l'espace (équation 22).

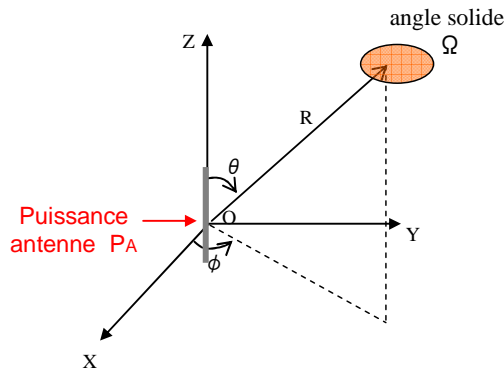


Figure 8 – Puissance rayonnée par une antenne dans une direction de l'espace

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{\Omega} \text{ (W ou W / sr)} \quad \text{Équation 20}$$

$$p(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{\Omega \cdot R^2} \text{ (W / m}^2\text{)} \quad \text{Équation 21}$$

$$P_{tot} = \int_{\theta} \int_{\varphi} P(\theta, \varphi) d\varphi d\theta \text{ (W / m}^2\text{)} \quad \text{Équation 22}$$

Remarque : soit un repère cartésien où l'axe z correspond à l'axe vertical. On appelle plan horizontal le plan repéré dans le repère sphérique par les coordonnées $(\theta = \frac{\pi}{2}; \varphi \in [0, 2\pi])$. On appelle plan vertical tous les plans repérés dans le repère sphérique par les coordonnées $(\theta \in [0, 2\pi]; \varphi = \text{constante})$.

Cas particulier : Antenne omnidirectionnelle ou isotrope

Dans le cas d'une antenne sans pertes et d'une propagation dans un milieu homogène et isotrope, une antenne isotrope est une source ponctuelle qui rayonne une onde sphérique, c'est-à-dire de manière constante dans toutes les directions de l'espace la puissance P_A fournie par l'alimentation. Bien qu'une telle antenne n'ait pas de réalité physique, elle est considérée comme une antenne de référence.

$$\text{Puissance rayonnée par unité d'angle solide : } P(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{4\pi} \quad \text{Équation 23}$$

$$\text{Puissance rayonnée par unité de surface : } p(R, \theta, \varphi) = \frac{P_A}{4\pi R^2} \quad \text{Équation 24}$$

A partir de la mesure de la puissance rayonnée, il est possible de déterminer la valeur du champ électrique. En espace libre et en champ lointain, la puissance transportée par l'onde est donnée par le vecteur de Poynting (équation 19) et les champs E et H sont perpendiculaires, en phase et reliés par l'impédance d'onde. On peut en déduire la relation suivante :

$$p = \frac{1}{2} E \cdot H = \frac{1}{2} \frac{E^2}{\eta} = \frac{P_A}{4\pi R^2} \quad \text{Équation 25}$$

$$\Rightarrow E = \sqrt{\frac{P_A}{2\pi\eta R^2}} = \frac{\sqrt{60P}}{R} \quad (\text{espace libre et champ lointain})$$

2. Diagramme de rayonnement

Les antennes sont rarement omnidirectionnelles et émettent ou reçoivent dans des directions privilégiées. Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Il indique les directions de l'espace (θ_0, φ_0) dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale. Il est important de noter que le diagramme de rayonnement n'a de sens que si l'onde est sphérique.

On trace dans le diagramme de rayonnement la fonction caractéristique de rayonnement $r(\theta, \varphi)$, qui varie entre 0 et 1 selon la direction. Celui-ci peut se représenter sous différentes formes (Fig. 9). En général, le diagramme de rayonnement d'une antenne est représenté dans les plans horizontaux ($\theta = 90^\circ$) et verticaux ($\varphi = \text{constante}$), ou bien dans les plans E et H.

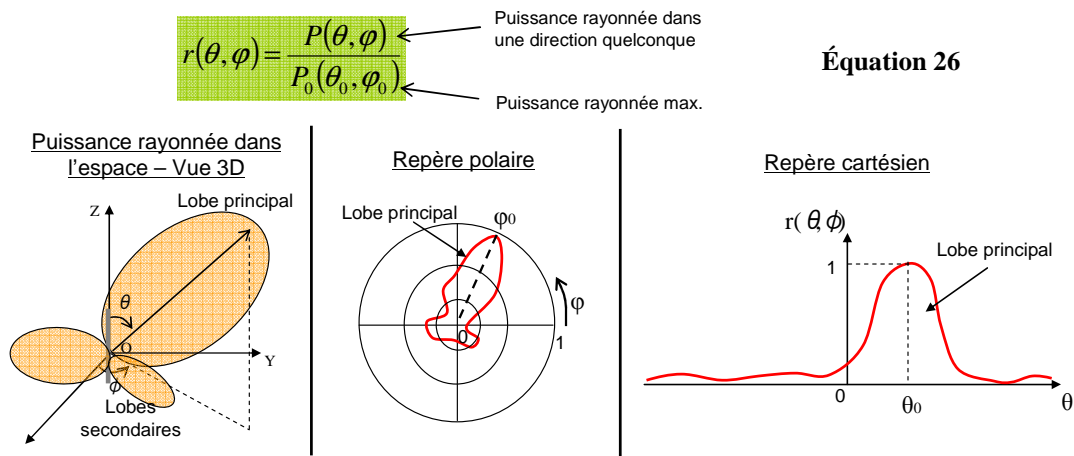


Figure 9 – Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est principalement relié à sa géométrie mais peut aussi varier avec la fréquence. Hormis les antennes omnidirectionnelles, les antennes ne rayonnent pas la puissance de manière uniforme dans l'espace. Dans ce cas, la fonction caractéristique de rayonnement est égale à 1 quel que soit la direction considérée. En général, la puissance est concentrée dans un ou plusieurs « lobes ». Le lobe principal correspond à la direction privilégiée de rayonnement. Les lobes secondaires sont généralement des lobes parasites. Dans ces directions, l'énergie rayonnée est perdue donc on cherche à les atténuer.

Remarque : niveau du premier lobe secondaire

Pour que les lobes secondaires ne soient pas considérés comme gênants, on admet en pratique que le niveau du premier lobe secondaire doit être au moins 20 dB inférieur au niveau du lobe principal.

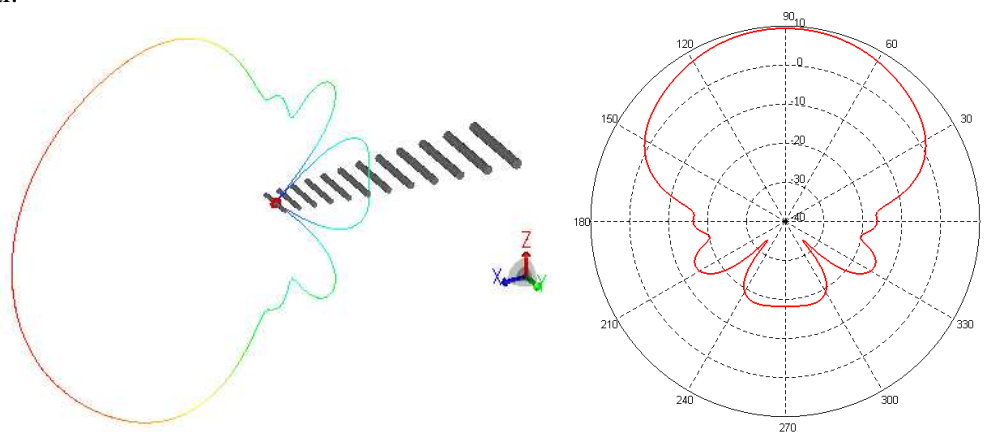


Figure 10 – Exemple de diagramme de rayonnement d'une antenne (antenne log-périodique)

3. Angle d'ouverture

L'angle d'ouverture (beamwidth) caractérise la largeur du lobe principal. L'angle d'ouverture à 3 dB $2\theta_3$ représente la portion de l'espace dans lequel la majeure partie de la puissance est rayonnée. Il s'agit de l'angle entre les 2 directions autour du lobe principal où la puissance rayonnée est égale à la moitié de la puissance rayonnée dans la direction de rayonnement maximal.

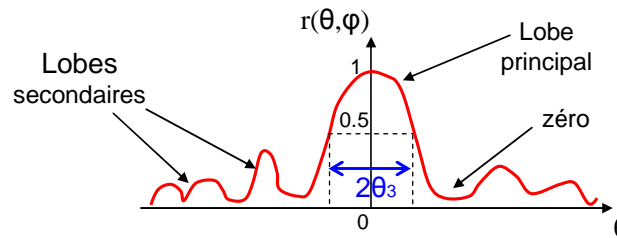


Figure 11 – Diagramme de rayonnement et angle d'ouverture

D'autres grandeurs sont utilisées pour caractériser l'ouverture d'une antenne et sa capacité à focaliser la puissance rayonnée dans une direction donnée. On trouve l'angle entre la direction de rayonnement maximale et le premier zéro.

Pour les stations de base, on trouve aussi les paramètres suivants : l'ouverture horizontale ou *azimuth beamwidth* et l'ouverture verticale ou *elevation beamwidth*. Celles-ci sont conçues pour couvrir une portion donnée du sol, dont l'ouverture horizontale dépend du secteur qu'elles ont à couvrir (120° par exemple). L'ouverture verticale doit rester faible et ne couvrir que le sol à proximité de l'antenne (moins de 10°).

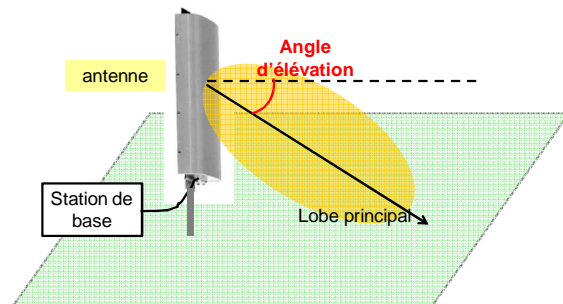


Figure 12 – Angle d'élévation

Pour caractériser la direction verticale du lobe principale, on utilise l'angle d'élévation. En pratique, cet angle doit être ajusté à toute installation d'antenne en lui ajoutant un *tilt*. Celui-ci peut être contrôlé mécaniquement (ajustement à l'installation de l'angle que fait l'antenne avec la verticale) ou électriquement (par le contrôle de phase des excitations de chaque élément rayonnant de l'antenne, nous y reviendrons au chapitre E – Réseau d'antennes).

III. Directivité, gain et rendement d'une antenne

Ces 3 grandeurs permettent de caractériser la façon dont une antenne convertit la puissance électrique incidente en puissance électromagnétique rayonnée dans une direction particulière. Le gain et la directivité permettent de comparer les performances d'une antenne par rapport à l'antenne de référence qu'est l'antenne isotrope.

1. Directivité

La directivité $D(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_R}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_R} \quad \text{Équation 27}$$

2. Gain

Le gain $G(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ sur la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes. En général, le gain G correspond au gain dans la direction de rayonnement maximal (θ_0, φ_0) . Cette propriété caractérise la capacité d'une antenne à focaliser la puissance rayonnée dans une direction.

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_A} \Rightarrow G = 4\pi \frac{P(\theta_0, \varphi_0)}{P_A} \quad \text{Équation 28}$$

Si l'antenne est omnidirectionnelle et sans pertes, son gain vaut 1 ou 0 dB. Le gain est généralement exprimé en dB (voir annexe A) ou en dBi car une antenne isotrope est utilisée comme référence. On trouve aussi parfois le gain exprimé en dBd, lorsqu'une antenne dipôle est utilisée comme référence.

3. 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. En comparant les équations 27 et 28, on voit que le rendement relie le gain et la directivité.

$$P_R = \eta \cdot P_A \Rightarrow G = \eta \cdot D \quad \text{Équation 29}$$

4. Lien entre gain et angle d'ouverture

Intuitivement, on voit que le gain est dépendant de l'ouverture d'une antenne. Plus le gain d'une antenne est grand, plus l'angle d'ouverture du lobe principal est faible, ce que montre le résultat suivant.

$$G = \eta \cdot 4\pi \frac{P(\theta_0, \varphi_0)}{P_R} \quad \text{et} \quad P_R = \int_0^{4\pi} P(\theta, \varphi) d\Omega = \int_0^{4\pi} r(\theta, \varphi) P(\theta_0, \varphi_0) d\Omega$$

$$G = \eta \cdot \frac{4\pi}{\int_0^{4\pi} r(\theta, \varphi) d\Omega} \quad \text{Équation 30}$$

Remarque : antenne à symétrie de révolution

Des antennes comme les antennes dipôles (voir chapitre C) ont une symétrie de révolution, c'est-à-dire que le diagramme de rayonnement est invariant après toute rotation d'angle φ . Dans ce cas, le gain peut s'écrire :

$$G = \frac{4\pi\eta}{\iint_{\theta, \varphi} r(\theta, \varphi) d\varphi d\theta} = \frac{4\pi\eta}{\int_{\theta} r(\theta) \sin \theta d\theta} = \frac{2\eta}{\int_{\theta} r(\theta) \sin \theta d\theta} \quad \text{Équation 31}$$

Dans le cas idéal où l'antenne émet uniformément dans un cône ($r(\theta) = 1$ si $0 < \theta < \theta_0$, = 0 ailleurs), le gain est égal à : $G = \frac{\eta}{\sin^2 \frac{\theta_0}{2}}$. Par exemple, pour une antenne sans pertes, si l'antenne

rayonne dans une demi sphère ($\theta_0 = \pi/2$), $G = 2 = 3$ dB. Pour un cône très étroit ($\theta_0 \rightarrow 0$), $G \approx \frac{4}{\theta_0^2}$.

Pour $\theta_0 = 1^\circ$, $G = 13000 = 41$ dB.

Remarque : antenne à lobe étroit

Pour des lobes étroits ($2\theta_3 < 10^\circ$), la relation entre le gain G et les angles d'ouvertures dans les plans E et H sont :

$$G \approx \frac{25000}{(2\theta_3^\circ)_E (2\theta_3^\circ)_H} \quad \text{Équation 32}$$

5. Puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE)

La puissance isotrope rayonnée équivalente d'une antenne (PIRE ou EIRP en anglais) est un terme souvent utilisé en télécommunications (principalement dans les bilans de liaison) qui définit, dans la direction de rayonnement maximal, la puissance électrique qu'il faudrait apporter à une antenne isotrope pour obtenir la même puissance rayonnée dans cette direction. Elle se calcule selon l'équation 33.

$$PIRE = G \times P_A \quad \text{Équation 33}$$

IV. Modèle électrique et comportement fréquentiel

Une antenne rayonne efficacement sur une bande de fréquence étroite qui correspond à sa fréquence de résonance. Lorsqu'un signal variable excite une antenne, des charges sont mis en mouvement le long de l'antenne donnant naissance à un rayonnement (voir chapitre A). La résonance correspond à une situation où ces charges sont en oscillation permanente. Pour représenter ce comportement résonant qui varie avec la fréquence, il est possible de modéliser l'antenne par un circuit passif RLC équivalent.

La connaissance de ce modèle est cruciale pour déterminer comment l'antenne va convertir la puissance électrique incidente en puissance rayonnée. Afin d'éviter toute perte liée à la désadaptation entre la source électrique et l'antenne, il est nécessaire d'assurer les conditions d'adaptation

1. Modèle électrique d'une antenne

On peut résumer le comportement de l'antenne passive (qui présente un comportement linéaire) ainsi : une antenne stocke des charges (comportement capacitif = stockage sous forme d'énergie électrique), s'oppose aux variations des courants qui y circulent (comportement inductif = stockage sous forme d'énergie magnétique) et dissipe une partie de l'énergie (pertes ohmiques et par rayonnement) [Dobkin]. D'un point de vue électrique, une antenne passive peut donc être modélisée par un circuit équivalent RLC (Fig. 13, valable pour une antenne dipôle) et l'impédance Z_{in} vue à l'entrée de l'antenne est donnée par l'équation 34. A noter que les valeurs du modèle ne sont valides que sur des bandes étroites.

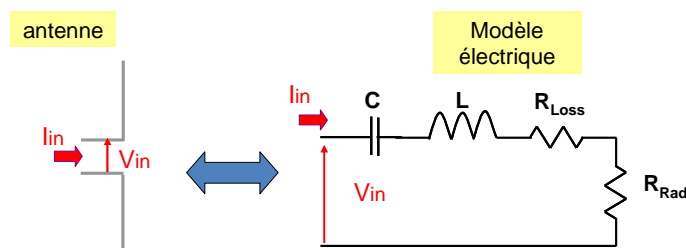
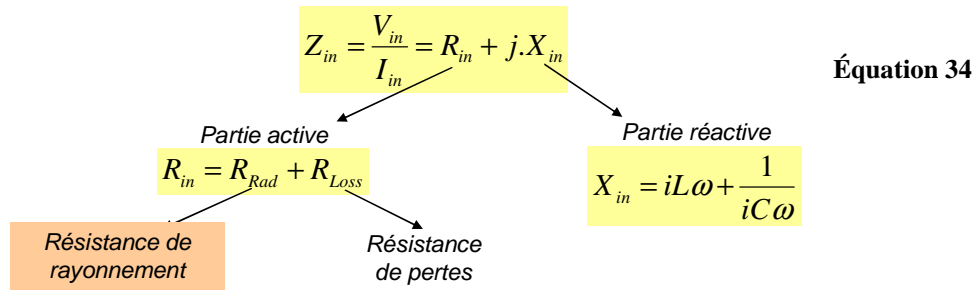


Figure 13 – Modèle d'impédance complexe d'une antenne



Par exemple, prenons le cas d'une antenne dipôle. L'inductance et la capacité sont liées à la longueur de l'antenne. En basse fréquence, l'inductance est négligeable et l'antenne se contente de stocker des charges. Lorsque la fréquence augmente, l'effet de la capacité diminue alors que celui de l'inductance s'accroît et une partie de l'énergie est stockée sous forme d'énergie magnétique. A une fréquence particulière appelée fréquence de résonance, l'inductance et la capacité sont égales en magnitude et leurs effets s'annulent. L'antenne est alors équivalente à une résistance pure. Si les pertes ohmiques sont négligeables, la puissance fournie à l'antenne est alors entièrement rayonnée. Sa capacité à rayonner est alors liée à la résistance de rayonnement.

2. Résistance de rayonnement

Il ne s'agit pas de la résistance liée aux pertes ohmiques de l'antenne, mais de la perte de puissance liée à l'onde électromagnétique rayonnée par l'antenne. Il s'agit donc d'une puissance active. Une grande résistance de rayonnement indique une forte capacité à convertir l'énergie électrique incidente (lié au courant qui « passe » dans la résistance de rayonnement) en énergie électromagnétique. En effet, la puissance électrique qui lui est fournie est une puissance égale à :

$$P_{Rad} = \frac{1}{2} R_{Rad} I_{in}^2 \quad \text{Équation 35}$$

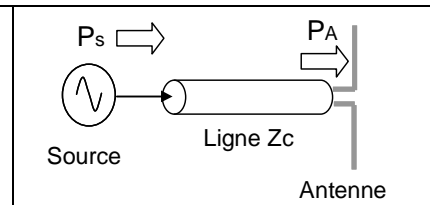
A partir de la connaissance du courant en tout point de l'antenne, il est possible de calculer la puissance rayonnée. Cependant, cette définition suppose que le courant soit constant en tout point de l'antenne. En pratique, on considèrera le point où le courant est maximum.

L'efficacité d'une antenne est reliée au rapport entre la puissance rayonnée et la puissance dissipée totale (équation 36).

$$\eta = \frac{P_{Rad}}{P_A} = \frac{R_{Rad}}{R_{Rad} + R_{Loss}} \quad \text{Équation 36}$$

3. Adaptation et condition d'adaptation

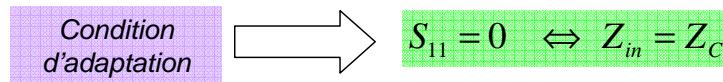
Une antenne est reliée à la source par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_C (en général, $Z_C = 50 \Omega$). Pour assurer un transfert maximal de puissance entre l'alimentation et l'antenne, il est nécessaire d'assurer une adaptation d'impédance. L'adaptation permet d'annuler le coefficient de réflexion Γ_{in} ou S_{11} en entrée de l'antenne.



Le coefficient de réflexion est le rapport entre l'onde réfléchi en entrée de l'antenne et l'onde incidente. Il dépend de l'impédance d'entrée de l'antenne et de l'impédance caractéristique.

$$P_A = P_S (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad \text{Équation 37}$$

$$S_{11} = \Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_C}{Z_{in} + Z_C} \quad \text{Équation 38}$$



Si l'adaptation n'est pas assurée, une partie de la puissance ($P_{\text{mismatch}} = \Gamma^2 \cdot P_A$) est renvoyée vers la source (ou re-rayonnée par l'antenne dans le cas de la réception), appelée en anglais mismatch loss (pertes de désadaptation). En pratique, soit on cherchera à concevoir l'antenne de telle manière à ce qu'elle présente une impédance égale à Z_c à la fréquence de travail, soit on disposera en entrée de l'antenne un circuit de transformation d'impédance qui modifiera l'impédance d'entrée de l'antenne vue depuis la source et assurera l'adaptation d'impédance. Ce réseau est composé d'éléments passifs (filtres à base d'inductances et de capacités) ou de lignes de transmission (à haute fréquence).

Remarque :

Bien que les pertes par désadaptation réduisent l'efficacité d'une antenne, celles-ci (ainsi que les pertes par polarisation) ne sont généralement pas incluses dans le calcul de l'efficacité η .

Dans les notes d'application d'antennes, l'adaptation de l'antenne est souvent caractérisée par le rapport d'onde stationnaire (ROS) ou Voltage Standing Wave Ratio (VSWR). Lorsqu'il y a désadaptation, la réflexion d'une partie de l'onde incidente et l'addition avec l'onde incidente conduit à l'apparition d'une onde stationnaire dans la ligne qui relie l'antenne à la source (ou au récepteur). L'amplitude de cette onde stationnaire n'est pas constante le long de la ligne : l'amplitude est maximale en certains endroits (ventres) et minimale à d'autres (nœuds). Le rapport d'onde stationnaire est le rapport entre l'amplitude maximale et l'amplitude minimale de cette onde stationnaire, et est lié au coefficient de réflexion par l'équation 37. Outre l'indication des pertes par désadaptation, il s'agit aussi d'une notion importante du point de vue électronique. Ainsi, si le VSWR est supérieur à 1, la tension obtenue en un ventre dépasse la tension nominale, ce qui peut conduire à une dégradation des équipements électroniques présents. Le VSWR est souvent noté de la manière suivante : 1.9 : 1, qui signifie un $VSWR = 1.9$, c'est-à-dire que le rapport entre l'amplitude max. de l'onde stationnaire est 1.9 fois plus grande que l'amplitude min. Le coefficient de réflexion est alors de 0.31. La perte de puissance par désadaptation sera alors de 10 % de la puissance incidente, soit une perte de 0.44 dB.

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \quad \text{Équation 39}$$

4. Bande passante et facteur de qualité

La bande passante d'une antenne correspond à la bande de fréquence où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est maximale. La bande passante peut être définie en fonction du coefficient de réflexion, à condition que le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande. Il n'y a pas de critères précis pour la limite du coefficient de réflexion. Un critère typique d'avoir un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB ou -15 dB sur la bande passante.

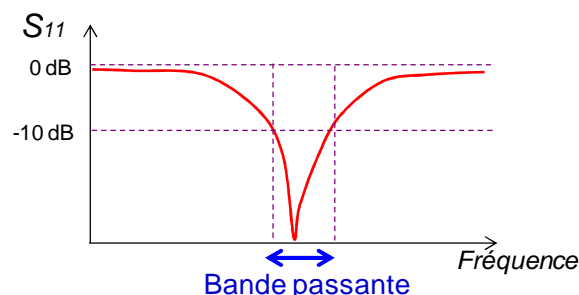


Figure 14 – Bande passante et coefficient de réflexion

D'un point de vue électrique, nous avons vu que l'antenne pouvait être vue comme un circuit résonant RLC. La bande passante BW (bande passante à 3 dB de la valeur du champ) est liée au

facteur de qualité Q du circuit RLC à la fréquence de résonance f_{Res} . Le facteur de qualité représente la quantité de résistance présente lors de la résonance (pour un circuit résonant série équation 41).

$$Q = \frac{f_{Res}}{BW} \quad \text{Équation 40}$$

$$\frac{1}{Q} = \frac{R_{ant}}{2\pi f_{Res} \cdot L_{ant}} \quad \text{Équation 41}$$

Une antenne avec un fort facteur de qualité rayonne très efficacement à la fréquence de rayonnement sur une bande de fréquence très étroite, ce qui peut limiter les interférences hors bande. Cependant, si la bande passante est trop étroite, tout signal émis ou reçu près des bornes de la bande de fréquence de fonctionnement sera atténué. Une antenne avec un faible facteur de qualité est large bande mais collecte le bruit présent sur la bande de fonctionnement, dégradant ainsi la qualité du signal reçu.

Remarque : Analyseur de réseau :

L'impédance d'une antenne peut être mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau. Connecté à l'entrée d'une antenne, celui-ci transmet un signal harmonique et est capable de séparer l'onde incidente de l'onde réfléchie, et ainsi de mesurer le coefficient de réflexion et donc d'en déduire l'impédance à la fréquence considérée. Néanmoins, l'utilisation de cet appareil nécessite une étape de calibration précise pour mesurer l'impédance dans le plan de référence de l'antenne.

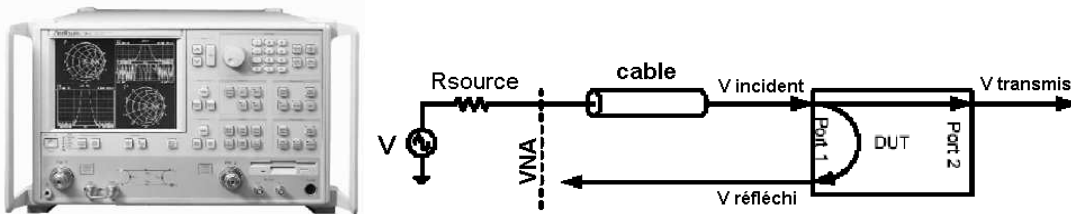


Figure 15 – Analyseur de réseau (photo et schéma de principe)

V. Polarisation d'une antenne – Perte de polarisation

1. Polarisation d'une antenne

La polarisation d'une onde dépend de la géométrie et de la polarisation électrique de l'antenne émettrice.

Comment déterminer la polarisation d'une antenne ?

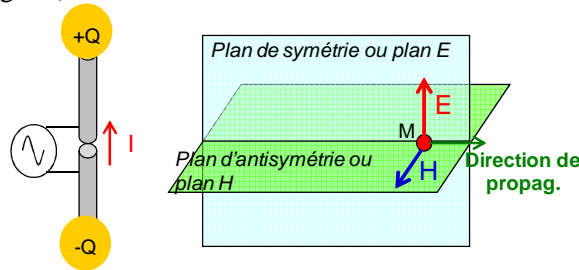
En utilisant les propriétés de symétrie du champ électromagnétique :

- Le champ électrique est inscrit dans tout plan de symétrie, il est perpendiculaire à tout plan d'antisymétrie
- Le champ magnétique est inscrit dans tout plan d'antisymétrie, il est perpendiculaire à tout plan de symétrie
- Le champ électrique est nul en tout centre de symétrie, il est aligné le long de tout axe de symétrie.



Figure 16 – Plans de symétrie et d'antisymétrie

Par exemple, une antenne dipôle électrique présente une polarisation rectiligne. L'antenne est inscrite dans le plan E (Fig. 17).

**Figure 17 – Polarisation d'une antenne dipôle**

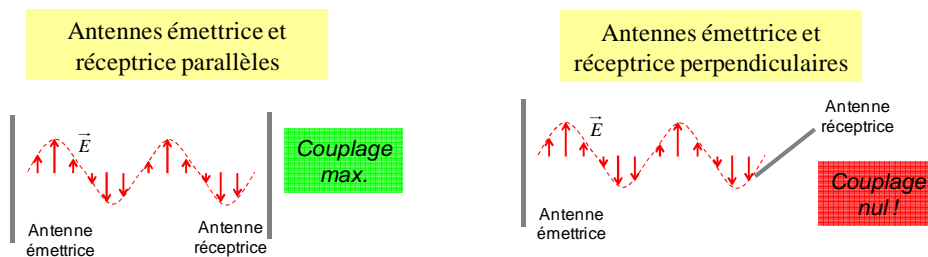
Qu'est-ce qui conditionne le choix d'une polarisation à donner à une antenne ? La plupart des antennes présentent des polarisations rectilignes. Dans une utilisation terrestre, les antennes peuvent être montées horizontalement ou verticalement, donnant à l'antenne une polarisation horizontale ou verticale. En termes d'installation et d'encombrement, une antenne verticale est meilleure. Cependant, le choix de la polarisation dépend surtout des conditions de propagation. Par exemple, la propagation d'une onde électromagnétique dans un environnement réel dépend de sa polarisation. L'utilisation conjointe des polarisations horizontales et verticales (diversité de polarisation) permet de compenser les effets parasites du canal de propagation.

Cependant, dans le cas où la polarisation est imprévisible, il est intéressant d'employer une antenne de réception à polarisation circulaire. Par exemple, toute onde électromagnétique traversant l'ionosphère verra son plan de polarisation modifiée. L'utilisation d'une antenne de réception à polarisation circulaire permet d'éviter les pertes de polarisation aléatoire.

2. Perte de polarisation

Pour optimiser la réception d'un signal radioélectrique, la polarisation de l'onde électromagnétique et celle de l'antenne réceptrice doivent être les mêmes (Fig. 18). Dans le cas d'une liaison entre 2 antennes à polarisation rectiligne, la perte de polarisation dépend de l'angle α entre les 2 antennes qui représente la différence d'alignement.

$$L_{pol} (dB) = 20 \cdot \log(\cos \alpha) \quad \text{Équation 42}$$

**Figure 18 – Pertes de polarisation**

VI. Tout est dans la datasheet !

Nous venons de voir les caractéristiques les plus courantes d'une antenne. Celles-ci sont renseignées dans toutes les datasheets (notes d'application) fournies par les constructeurs. Ci-dessous, un exemple de datasheet d'une antenne omnidirectionnelle « rubber duck » utilisé pour des applications WiFi. Dans toute datasheet, on retrouve les informations telles que gain, diagramme de rayonnement, angle d'ouverture, bande passante, VSWR, fréquence de fonctionnement, polarisation... issues de mesure. En outre, les paramètres mécaniques tels que le poids, la taille, la connectique sont aussi des informations importantes pour l'installation, ainsi que la conformité à des normes de robustesse aux environnements difficiles (résistance au vent, à la température, aux UV ...).

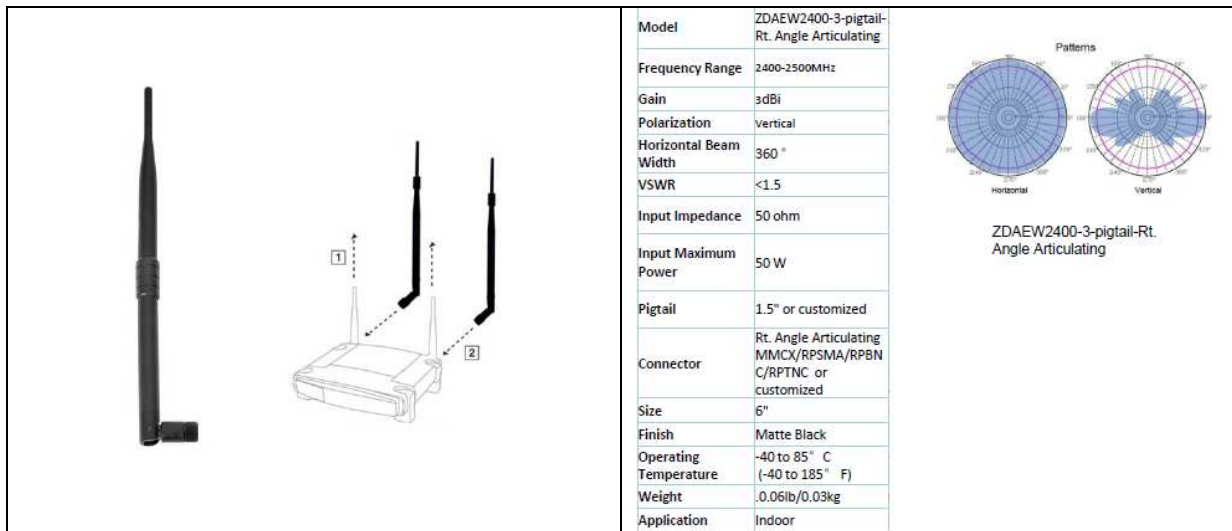


Figure 19 – Exemple de datasheet [ZDA communications – www.zdacom.com]

C. Antennes pour les télécommunications

Plusieurs exemples d'antennes de base ou avancées utilisées pour les télécommunications sont présentées dans ce chapitre. Les principes de fonctionnement, les structures, les performances typiques et quelques formules basiques pour le dimensionnement sont proposées. Bien que les antennes filaires et les boucles constituent les antennes les plus courantes car les plus simples et les moins onéreuses, leurs performances sont parfois limitées et il est nécessaire de concevoir des éléments rayonnants plus complexes pour obtenir de meilleurs gains, des bandes passantes plus larges. Le développement des applications sans fils embarquées et mobiles augmentent l'exigence en terme de miniaturisation des antennes.

I. Antennes élémentaires

1. Dipôle élémentaire ou dipôle de Hertz

Un dipôle élémentaire ou dipôle de Hertz ou doublet électrique est un fil de longueur h très inférieure à la longueur d'onde ($h < \lambda/10$). 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. Les équations 43 à 46 donnent les expressions générales des champs électriques et magnétiques générées par cette antenne. Bien qu'idéale, cette antenne sert de référence car une antenne filaire plus longue peut être vue comme une succession de dipôles élémentaires.

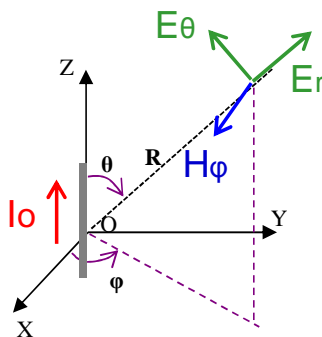


Figure 20 – Champ rayonné par un dipôle élémentaire

$$\vec{E}_r = 2 \frac{\eta \beta^2 I_0 h}{4\pi} \cos \theta \left(\frac{1}{\beta^2 r^2} - \frac{j}{\beta^3 r^3} \right) e^{-j\beta r} \quad \text{Équation 43}$$

$$\vec{E}_\theta = \frac{\eta \beta^2 I_0 h}{4\pi} \sin \theta \left(\frac{1}{\beta^2 r^2} + \frac{j}{\beta r} - \frac{j}{\beta^3 r^3} \right) e^{-j\beta r} \quad \text{Équation 44}$$

$$\vec{H}_\phi = 2 \times \frac{I \times h}{4\pi} \times \eta \beta^2 \times \sin \theta \times \left(\frac{1}{\beta^2 r^2} + j \frac{1}{\beta r} \right) \times e^{-j\beta r} \quad \text{Équation 45}$$

$$\vec{E}_\phi = \vec{H}_r = \vec{H}_\theta = \vec{0} \quad \text{Équation 46}$$

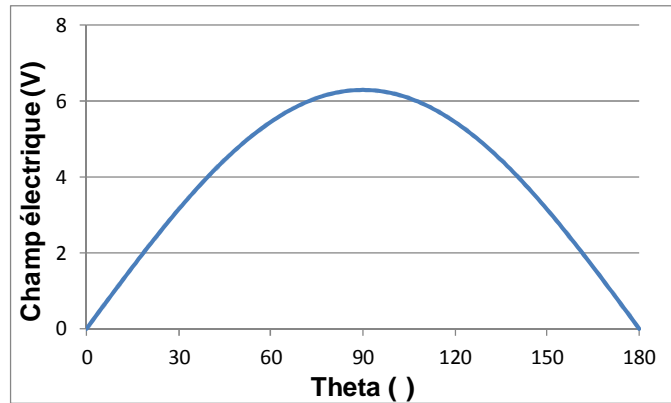
Ces expressions font apparaître des termes réels et imaginaires. Dans le calcul du vecteur de Poynting, les termes réels correspondent à la puissance active, celle transportée par l'onde progressive, alors que les termes imaginaires correspondent à la puissance réactive, celle conservée par une onde stationnaire qui ne se propage pas et reste au voisinage du doublet. A proximité de l'antenne (zone de champ proche) le champ électrique est prédominant. Ces expressions peuvent se simplifier lorsqu'on s'éloigne suffisamment ($\beta R \gg 1 \Rightarrow R \gg \frac{\lambda}{2\pi}$). Les termes en $\frac{1}{(\beta R)^2}$ et $\frac{1}{(\beta R)^3}$ deviennent négligeables. Seules termes réels persistent, l'onde formée est donc une onde progressive. L'antenne rayonne ! En outre, seuls les champs E et H forment une onde TEM puisqu'ils forment un trièdre direct avec la direction de propagation. On peut remarquer aussi que la polarisation de l'onde est rectiligne.

$$\vec{E}_\theta = j \frac{60\pi}{\lambda R} h.I. \sin \theta \exp\left(-j \frac{2\pi R}{\lambda}\right)$$

Équation 47

$$\vec{H}_\varphi = j \frac{1}{2\lambda R} h.I. \sin \theta \exp\left(-j \frac{2\pi R}{\lambda}\right)$$

Équation 48



Il est possible de déterminer les propriétés suivantes à cette antenne :

- L'antenne présente une symétrie de révolution puisque le champ ne dépend pas de φ
- La fonction caractéristique de rayonnement est égale à $r(\theta) = \sin^2(\theta)$ **Équation 49**
- La directivité de l'antenne est égale à $D(\theta) = \frac{3}{2} \sin^2(\theta)$ **Équation 50**
- Si les pertes sont négligeables, le gain de l'antenne est de 1.5 ou 1.76 dBi.
- L'angle d'ouverture à 3 dB est de 90° .
- La résistance de rayonnement est égale à : $R_{rad} = 80 \left(\frac{\pi h}{\lambda}\right)^2$ **Équation 51**. Plus le rapport entre la longueur du doublet sur la longueur d'onde augmente, plus le rayonnement devient efficace.

2. Boucle élémentaire – antenne boucle

Les boucles constituent le deuxième type d'antenne le plus courant. Nous allons considérer le cas d'une boucle circulaire dont le rayon b est petit devant la longueur d'onde. Les équations 52 à 55 donnent les expressions générales des champs électriques et magnétiques générés par cette antenne.

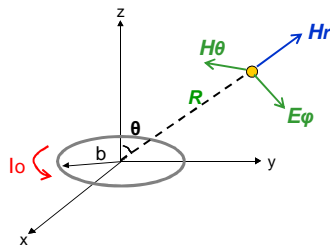


Figure 21 – Champ rayonné par une boucle de courant

$$H_r = j \frac{2\omega\mu\beta_o^2}{4\pi\eta_o} \times I\pi b^2 \times \cos \theta \times \left(\frac{1}{\beta_o r} - j \frac{1}{\beta_o^3 r^3} \right) \times e^{-j\beta_o r}$$
 Équation 52

$$H_\theta = j \frac{\omega\mu\beta_o^2}{4\pi\eta_o} \times I\pi b^2 \times \sin \theta \times \left(j \frac{1}{\beta_o r} + \frac{1}{\beta_o^2 r^2} - j \frac{1}{\beta_o^3 r^3} \right) \times e^{-j\beta_o r}$$
 Équation 53

$$E_\varphi = -j \frac{\omega\mu\beta_o^2}{4\pi} \times I\pi b^2 \times \sin \theta \times \left(j \frac{1}{\beta_o r} + \frac{1}{\beta_o^2 r^2} \right) \times e^{-j\beta_o r}$$
 Équation 54

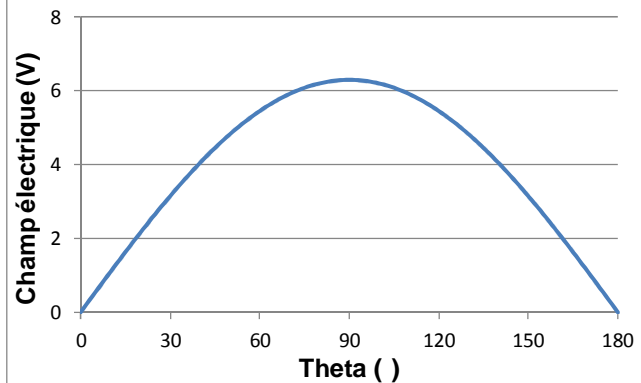
$$H_\varphi = E_r = E_\theta = 0$$
 Équation 55

Les expressions sont proches de celles du dipôle électrique. La boucle élémentaire est aussi appelée dipôle magnétique. Les équations du champ font aussi apparaître des termes réels et imaginaires, qui vont correspondre à la puissance active (onde progressive) et réactive (onde stationnaire). A proximité de l'antenne (zone de champ proche) le champ magnétique est prédominant.

A grande distance ($\beta R \gg 1 \Rightarrow R \gg \frac{\lambda}{2\pi}$), les termes en $\frac{1}{(\beta R)^2}$ et $\frac{1}{(\beta R)^3}$ deviennent négligeables.

Seules termes réels persistent, l'onde formée est donc une onde progressive. L'antenne rayonne ! En outre, seuls les champs E et H forment une onde TEM puisqu'elles forment un trièdre direct avec la direction de propagation.

Il est possible de déterminer les propriétés suivantes à cette antenne :



- L'antenne présente une symétrie de révolution puisque le champ ne dépend pas de ϕ
- La fonction caractéristique de rayonnement est égale à : $r(\theta) = \sin^2(\theta)$ **Équation 56**
- La directivité de l'antenne est égale à $D(\theta) = \frac{3}{2} \sin^2(\theta)$ **Équation 57**. Elle est identique à celle du dipôle électrique.
- Si les pertes sont négligeables, le gain de l'antenne est de 1.5 ou 1.76 dBi.
- L'angle d'ouverture à 3 dB est de 90° .
- Soit S la surface de la boucle, la résistance de rayonnement est égale à :

$R_{rad} = 31170 \times \left(\frac{S}{\lambda^2}\right)^2$ **Équation 58**. Plus le rapport entre la surface de la boucle sur la longueur d'onde augmente, plus le rayonnement devient plus efficace.

- Le facteur de qualité d'une petite boucle créée avec un fil de rayon r_w est donné par

$$Q = \frac{6 \left(\ln \frac{b}{r_w} - 2 \right)}{(\beta r)^3} \quad \text{Équation 59.}$$

L'antenne boucle est principalement inductive, sa capacité propre est assez faible. Sa fréquence de résonance est généralement fixée à l'aide d'une capacité placée en série. De nombreuses formes peuvent être données à cette boucle. Par exemple, la figure ci-dessous présente un exemple d'antenne boucle carrée pour un lecteur d'une application RFID fonctionnant à 13.56 MHz.

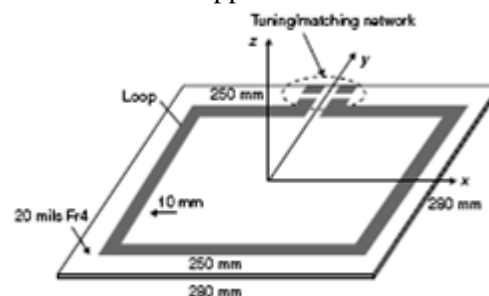


Figure 22 – Antenne boucle carrée pour une application RFID [Chen]

Remarque : antenne champ proche

Le rayonnement en champ lointain d'une petite antenne boucle est généralement faible. Cependant, en raison du fort champ magnétique en zone de champ proche, celles-ci sont employées comme antenne champ proche notamment pour les applications de Radio Frequency Identification (RFID). Entre le lecteur et le tag, lors d'un couplage en champ proche, il n'existe pas de couplage

rayonné mais plutôt un couplage inductif. La zone de champ proche est cependant relativement limitée, de l'ordre la taille de la boucle.

II. Antenne ferrite

Une manière d'accroître le champ magnétique générée par une antenne boucle est d'augmenter le nombre de boucles ou de tours (pour une antenne à N boucle, le champ magnétique est multiplié par N). En outre, en plaçant un matériau présentant une grande perméabilité magnétique (μ_r) à l'intérieur de la boucle, les lignes de champ magnétique se trouvent plus fortement concentrées ce qui conduit à modifier les propriétés de l'antenne, notamment en augmentant son facteur de qualité. Ces deux concepts sont utilisés par les antennes ferrites, qui sont des boucles multi tours enroulées autour d'un noyau de ferrite. La résistance de rayonnement d'une antenne ferrite peut se calculer à l'aide de l'équation 60. Ces antennes sont largement employées pour les bandes LF, MF et HF.

$$R_{rad} = 31170 \times \left(N_{tour} \mu_r \frac{S}{\lambda^2} \right)^2 \quad \text{Équation 60}$$



Figure 23 – Antenne ferrite (n = 160 tours, $\mu_r = 60$, L = 820 μH) [Brzeska]

III. Antenne dipôle demi-onde

L'antenne dipôle demi-onde correspond au cas particulier d'une longue antenne filaire linéaire utilisée à sa fréquence de résonance. Cette antenne est utilisée pour un grand nombre d'applications sur les bandes VHF et UHF.

1. Principe

Un dipôle est constitué de 2 tiges cylindriques de diamètre fin ($d < \lambda/100$), connectées à une source d'excitation. Cette fois-ci, sa longueur n'est plus négligeable devant la longueur d'onde et la répartition du courant n'est plus constante le long du fil. L'analyse du rayonnement du dipôle peut se faire en découpant le dipôle en dipôle élémentaire et en sommant leur contribution. La répartition du courant le long du dipôle est quasi sinusoïdale (vrai si le diamètre de la tige est nul), à l'image de la répartition du courant le long d'une ligne bifilaire. Cependant, le courant doit être nul à chaque extrémité du dipôle (le circuit est ouvert donc il ne peut y avoir de courant de conduction aux extrémités). La période de variation du courant le long du dipôle est égale à λ . Les courants sont en opposition de phase en 2 points placés symétriquement sur chaque brin par rapport au centre du dipôle.

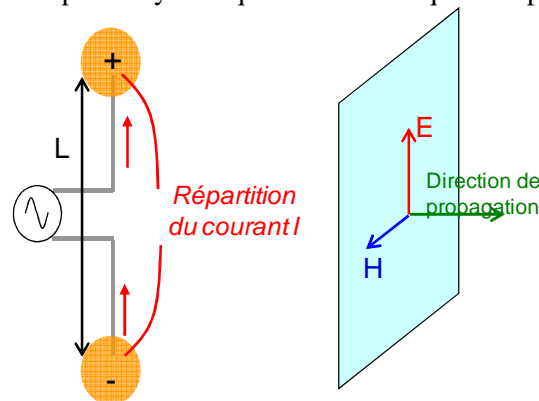


Figure 24 – Répartition du courant le long d'un dipôle et champ rayonné

Pour un dipôle fin, lorsque la longueur du dipôle L est égale à $\lambda/2$ ou λ , l'antenne est alors en résonance. La fréquence de résonance est donc égale à :

$$L = \frac{\lambda}{2} \Leftrightarrow f_{res} = \frac{c}{2.L} \quad \text{Équation 61}$$

Remarque : dipôle épais

Un dipôle épais présente un diamètre d tel que $d > \lambda/100$. Dans ce cas, l'extraction des propriétés devient compliquée et la fréquence de résonance apparaît pour une longueur L légèrement inférieure à $\lambda/2$.

2. Diagramme de rayonnement et gain

Pour un dipôle fin, la fonction caractéristique de rayonnement est donnée par l'équation 62. La fig. xxx présente le diagramme d'un dipôle demi-onde.

$$r(\theta, \varphi) = \frac{\cos\left(\frac{\beta L}{2} \cos(\theta)\right) - \cos\left(\frac{\beta L}{2}\right)}{\sin(\theta)} \quad \text{Équation 62}$$

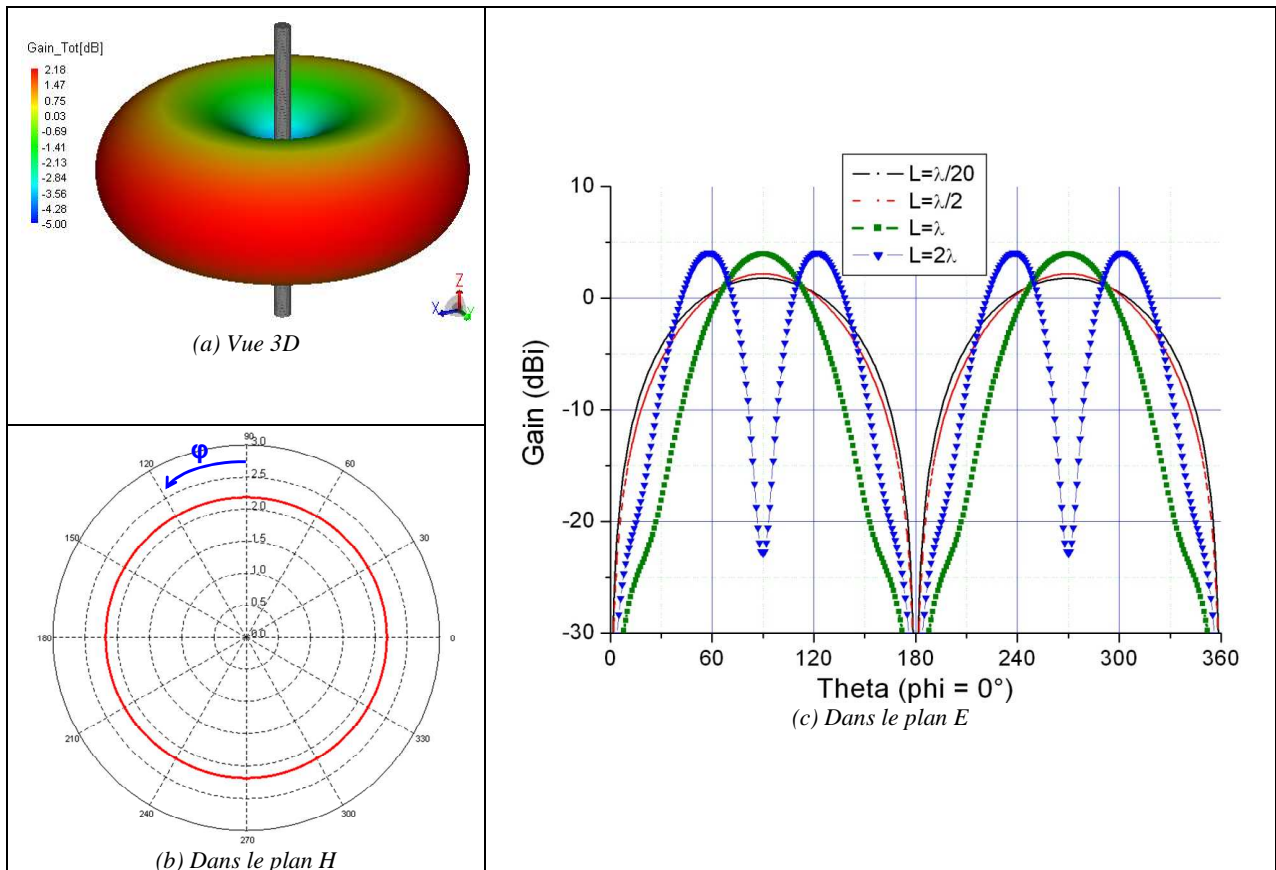


Figure 25 – Diagramme de rayonnement d’une antenne dipôle : (a) Vue 3D du gain d’un dipôle demi onde, (b) : gain dans le plan H d’un dipôle demi onde, (c) : gain dans le plan E pour des dipôles de différentes longueurs.

L’antenne est donc omnidirectionnelle dans le plan H, puisque le diagramme de rayonnement ne dépend pas de φ . Le gain à la fréquence de résonance est égal à 1.64 soit 2.15 dBi et l’angle d’ouverture à 3 dB de 78° . Comme le montre la figure 25, le diagramme de rayonnement évolue avec la fréquence. Plus la fréquence augmente et plus l’ouverture du lobe principal est petite. Pour $L = \lambda$,

l'angle d'ouverture à 3 dB est égal à 48° et le gain à 2.48 soit 3.94 dBi. Cependant, lorsque la fréquence augmente de telle sorte que $L > \lambda$, des lobes secondaires apparaissent.

Si on considère un dipôle demi onde épais, son diagramme de rayonnement se rapproche plus de celui d'un doublet.

Remarque : dBd

Il est possible de calculer le gain d'une antenne en utilisant n'importe quelle antenne de référence, par exemple un dipôle demi onde. Dans ce cas, le gain est exprimé en dBd. Le passage des dBi au dBd se fait par la relation suivante : $G(\text{dBd}) = G(\text{dBi}) + 2.15\text{dB}$.

3. Impédance d'entrée et bande passante

L'impédance d'entrée d'un dipôle demi-onde isolé dans l'espace et de diamètre d peut se calculer à partir des formules de R.A. Smith (équations 63 et 64).

$$Z_{in} = \left(73.2 - \frac{5400}{R_c} \right) + i \left(42.5 + \frac{9700}{R_c} \right) \quad \text{Équation 63}$$

$$R_c = 120 \left(\ln \frac{\lambda}{d} - 1 \right) \quad \text{Équation 64}$$

La résonance d'un dipôle demi-onde apparaît pour : $L = \frac{\lambda}{2} \left(1 - \frac{27}{R_c} + \frac{2300}{R_c^2} \right)$. Pour un dipôle fin, l'antenne présente une résistance d'entrée égale à 73.5Ω et une réactance d'entrée égale à 42.5Ω

Le facteur de qualité d'un dipôle demi-onde est donné par la relation suivante. Pour accroître la bande passante d'une antenne dipôle, il faut réduire son facteur de qualité en augmentant sa résistance d'entrée. A partir de la relation ci-dessous, on voit qu'on peut y parvenir en modifiant le diamètre du dipôle.

$$Q = 1.3 \ln \left(\frac{\lambda}{d} \right) - 1 \quad \text{Équation 65}$$

Remarque : dipôle replié (folded dipole)

Pour améliorer la bande passante d'un dipôle, il est aussi possible de modifier sa structure pour faire un dipôle replié. En fonction des diamètres des 2 dipôles et de leur espacement e , il est possible d'augmenter la résistance d'entrée du dipôle et donc d'accroître la bande passante.

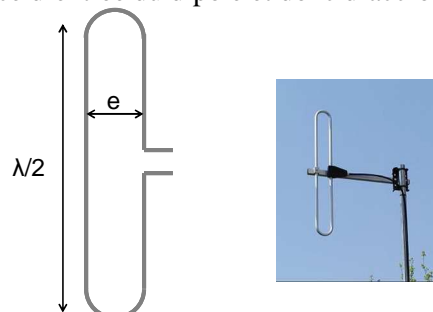


Figure 26 – Dipôle replié

4. Monopôle

La présence d'un plan de masse en dessous d'un dipôle va modifier ses propriétés et son diagramme de rayonnement, en raison de la réflexion produite par le plan métallique. Un monopôle

correspond à un cas particulier où un demi – dipôle demi-onde (une seule tige de longueur l), est placé verticalement au dessus d'un plan de masse supposé idéal. L'excitation est connectée entre la tige restante et le plan de masse (Fig. 27). Cette antenne s'apparente à un dipôle demi-onde qui fonctionne à une fréquence telle que $l = \lambda/4$. Avant d'expliquer pourquoi, il convient d'introduire la notion de plan image créé par le plan de masse.

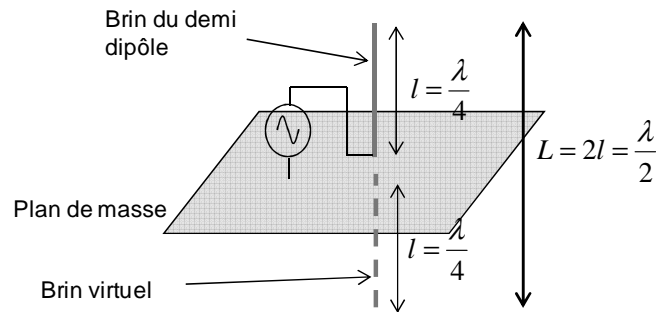


Figure 27 – Antenne monopôle

Plan image

Un plan de masse idéal est un plan infini formé par un conducteur parfait. Electriquement, il représente une équipotentielle. Un plan de masse se comporte comme un plan d'antisymétrie pour tout courant. En effet, supposant qu'un fil parcouru par un courant soit placé au dessus d'un plan masse. Si le plan est parfaitement conducteur, l'onde émise par le fil vers le plan est entièrement réfléchi et repart vers le fil. Tout se passe comme si le plan de masse se comportait comme un plan d'antisymétrie, c'est-à-dire qu'un fil virtuel serait placé sous le premier fil symétriquement au plan de masse et serait parcouru par un courant opposé en phase. Ce principe est à la base de la méthode des images, qui permet de déterminer l'effet d'un plan de masse sur une antenne.

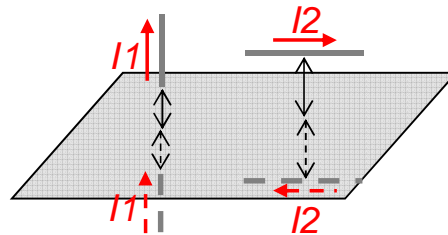


Figure 28 – Un plan de masse se comporte comme un plan image

Revenons au monopôle. Le plan de masse créé donc un deuxième brin virtuel sous le premier et parcouru aussi par un courant I opposé en phase. Ces 2 brins forment donc un dipôle demi-onde. Le monopôle aura donc les mêmes propriétés qu'une antenne dipôle pour un encombrement deux fois plus faible.

IV. Antenne imprimée ou patch

Le concept d'antennes patch est apparu dans les années 50, mais le véritable développement ne s'est fait que dans les années 70. Les antennes imprimées ou microruban, ou « patch » en anglais sont des éléments rayonnants planaires. L'antenne est réalisée par gravure d'un circuit imprimé. De part leur technologie de fabrication, ceux-ci peuvent être intégrés au plus près des circuits électroniques en occupant un volume réduit et se conformant à différents types de surface. Leur principal avantage réside dans leur faible coût de fabrication. Les antennes patch sont utilisées dans de nombreuses applications à partir des bandes VHF (Fig. 29).

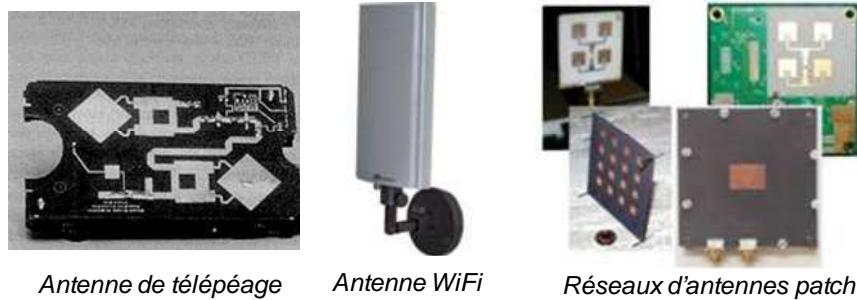


Figure 29 – Exemple d'antennes patch

1. Structure

Une antenne patch consiste en un élément métallique de forme quelconque (rectangulaire, circulaire, à fente, ou formes plus élaborées) déposé sur la surface d'un substrat diélectrique qui présente sur l'autre face un plan conducteur (plan de masse). Une antenne patch rectangulaire est l'antenne patch la plus courante, sa structure est détaillée ci-dessous.

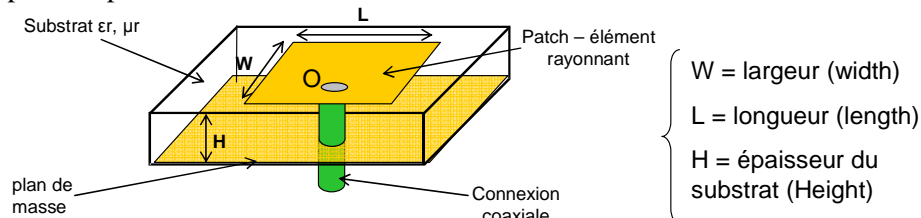


Figure 30 – Structure d'une antenne patch rectangulaire

Les dimensions du patch sont généralement de l'ordre de la demi-longueur d'onde. Le choix de la longueur est guidé par la fréquence de résonance à donner à l'antenne. Le plan de masse ne pouvant pas être infini, il peut être égal à 3 ou quatre fois la longueur d'onde, ce qui représente parfois un encombrement trop important. Un plan de masse plus petit conduira à une modification des propriétés de l'antenne. Les caractéristiques du substrat influent sur celles de l'antenne. En général, sa permittivité doit être faible, il doit être d'épaisseur négligeable devant la longueur d'onde et présenter de faibles pertes (on caractérise les pertes d'un diélectrique par la tangente des pertes notée $\tan \delta$. Une valeur typique se situe aux alentours de 10^{-3}).

Différentes méthodes existent pour polariser une antenne patch. Sur la figure 31, l'antenne est alimentée par une connexion coaxiale, le connecteur étant placé à l'intérieur de l'élément rayonnant. L'alimentation peut être apportée par une ligne micro ruban connectée sur un côté de l'antenne. La position du point de l'alimentation aura un impact non négligeable sur l'impédance d'entrée de l'antenne et donc sur son adaptation. En outre, on peut trouver d'autres éléments gravés autour de l'élément rayonnant tels que des lignes d'alimentation, des structures d'adaptation, de contrôle de la phase...

2. Principe de fonctionnement

L'élément rayonnant le plus classique est un rectangle et nous ne nous concentrerons que sur ce type d'antennes. Pour plus d'informations sur des antennes patch de formes différentes, vous pouvez vous reporter aux références [Waterhouse], [Sainati] et [Luxey].

Deux modèles sont utilisés pour comprendre le fonctionnement d'une antenne patch et déterminer des formules analytiques de leur rayonnement et de leur impédance d'entrée. Une antenne patch peut être vue comme une ligne de transmission (ligne microruban) ouverte à chacune de ses extrémités. Ces 2 discontinuités se comportent comme deux extrémités rayonnantes. La deuxième manière de traiter une antenne patch est de la considérer comme une cavité résonante, formée par le patch, le plan de masse et les 4 bords. En basse fréquence, la cavité peut être considérée comme une capacité qui stocke des charges et dans laquelle un champ électrique uniforme est créé entre le patch et le plan de masse. Tant que l'épaisseur du substrat est faible, le champ électrique est orienté selon l'axe z et indépendant de z. En pratique, l'épaisseur doit rester telle que :

$$h \leq \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad \text{Équation 66}$$

Au fur et à mesure que la fréquence augmente, la distribution des charges sur le patch n'est plus uniforme, et celle du courant et du champ électrique dans le plan xy aussi. Un champ magnétique apparaît aussi. La distribution du champ électrique dans la cavité rectangulaire est donnée par l'équation suivante :

$$E_x = E_y = 0 \quad E_z = E_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W}\right) \quad \text{Équation 67}$$

Pour des fréquences particulières (fréquences de résonance de cavité, équation 68) liées aux dimensions de la cavité rectangulaire, la distribution du champ électrique est telle que le rayonnement est optimisé.

$$F_{m,n} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2} \quad \text{Équation 68}$$

Où m et n sont des entiers supérieurs ou égaux à 0, qui représentent les modes de cavités. Ces modes caractérisent la distribution du champ électrique le long d'un axe de la cavité. Le mode fondamental est le mode (m,n) = (0,1) si W > L, indiquant que le champ électrique présente un minimum le long de l'axe parallèle à la largeur, et (m,n) = (1,0) si L > W, indiquant que le champ électrique présente un minimum le long de l'axe parallèle à la longueur. Cette formule est valable uniquement si la hauteur de la cavité est négligeable. Si ce n'est pas le cas, il faudra prendre en compte une troisième composante dans le mode de résonance. Vous pouvez vous reporter à des ouvrages spécialisés [Hill] pour plus de détails sur les modèles de cavité résonante.

Prenons le cas où L > W et étudions la distribution du champ électrique dans la cavité (Fig. 31). Lorsque la longueur L de la cavité est environ égale à $\lambda/2$, l'antenne entre en résonance, à la manière d'un dipôle demi onde. Le champ électrique est maximal et en opposition de phase aux 2 extrémités séparées par L. Le long de l'axe Y (parallèle à W), le champ électrique est quasiment uniforme. Par contre, le champ électrique n'est pas uniforme le long de l'axe X (parallèle à L). Il présente un minimum et un maximum et passe par un zéro le long des extrémités séparées par W. Cette distribution de champ électrique est liée à une accumulation de charges de signes opposées sur les bords séparés par L et un courant orienté le long de l'axe X.

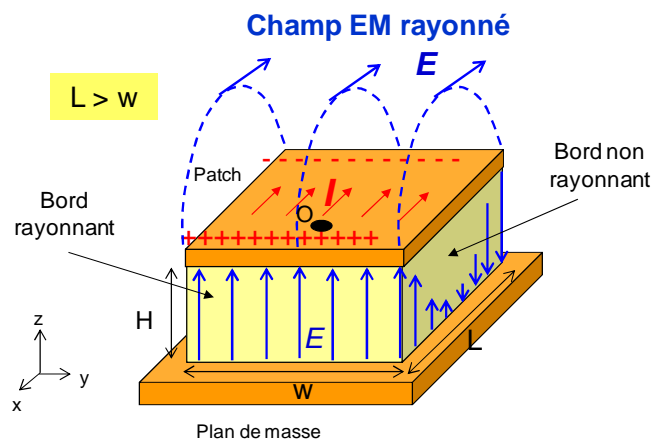


Figure 31 – Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire

Le champ présent entre les bords du patch et le plan de masse va déborder et contribuer à générer le champ électromagnétique rayonné : ceux générés par les bords séparés par L étant maximum et en opposition de phase vont avoir tendance à s'additionner de manière constructive et optimale, et générer un rayonnement inscrit dans le plan YZ. Ces 2 bords sont donc appelés bords rayonnants.

Ceux générés par les bords séparés par W présentant un zéro, ils ne vont pas contribuer au rayonnement.

Cependant, en raison de ce débordement du champ électrique, la résonance ne se fait pas parfaitement lorsque la fréquence est telle que la longueur du patch est égale à la demi longueur d'onde, mais lorsque $L \approx 0,49 \lambda$.

Le calcul des performances de l'antenne n'est pas trivial et repose sur soit sur un calcul analytique et plusieurs hypothèses simplificatrices, soit sur l'utilisation de méthodes numériques exactes. Pour des géométries simples, les méthodes analytiques sont facilement utilisables. Pour des géométries plus complexes, il est nécessaire d'employer des méthodes numériques.

3. Diagramme de rayonnement et polarisation

La figure 32 montre la direction du champ électrique rayonné. Le rayonnement d'une antenne patch rectangulaire est similaire à celui d'un dipôle orienté dans l'axe x . La polarisation du champ rayonnée est rectiligne. Le rayonnement est dépendant de θ et ϕ . Il est concentré dans un lobe principal orienté vers la verticale du patch ($\theta = 0^\circ$). En raison du plan de masse, le rayonnement ne se fait que dans le demi-plan au dessus du plan de masse. La figure 32 illustre le diagramme de rayonnement de cette antenne. La directivité d'une antenne patch est approximée par les relations suivantes :

$$D \approx \frac{1}{15G_f} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 \quad \text{Équation 69}$$

$$\text{si } \frac{W}{\lambda_0} \gg 1: G_f \approx \frac{W}{120\lambda_0} \Rightarrow D \approx \frac{8W}{\lambda_0}$$

$$\text{si } \frac{W}{\lambda_0} \ll 1: G_f \approx \frac{W^2}{90\lambda_0^2} \Rightarrow D \approx 6 \quad \text{Équation 70}$$

$$\text{si } \frac{1}{3} < \frac{W}{\lambda_0} < 3: G_f \approx \frac{W}{120\lambda_0} - \frac{1}{60\pi^2}$$

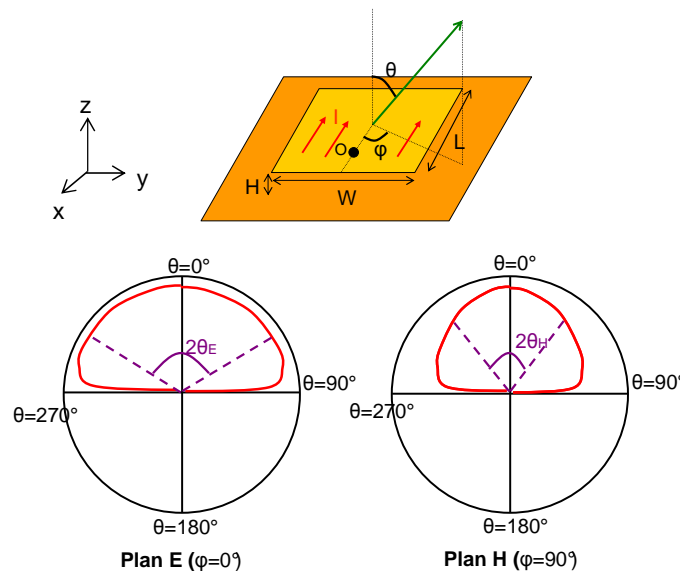


Figure 32 – Diagramme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire

Les angles d'ouverture sont donnés par les relations suivantes. Le gain d'une antenne patch est généralement compris entre 6 et 8 dBi, les angles d'ouverture à 3 dB entre 70° et 90° .

$$2\theta_{E\ 3dB} = 2 \arccos \left(\frac{1}{7} \left(3\beta_0^2 L^2 + \beta_0^2 h^2 \right) \right)^{-0.5} \quad \text{Équation 71}$$

$$2\theta_{H\ 3dB} = 2 \arccos \left(2 \left(1 + \frac{\pi W}{\lambda_0} \right) \right)^{-0.5} \quad \text{Équation 72}$$

Remarque : antenne patch à polarisation circulaire

Les antennes patch n'ont pas toutes une polarisation rectiligne. Selon leur structure et la manière de les alimenter, il est possible de leur donner une polarisation elliptique ou circulaire. Par exemple, en introduisant des fentes dans l'antenne et en jouant sur la position du point de polarisation, ou en excitant l'antenne en points par deux sources égales mais déphasées de 90°.

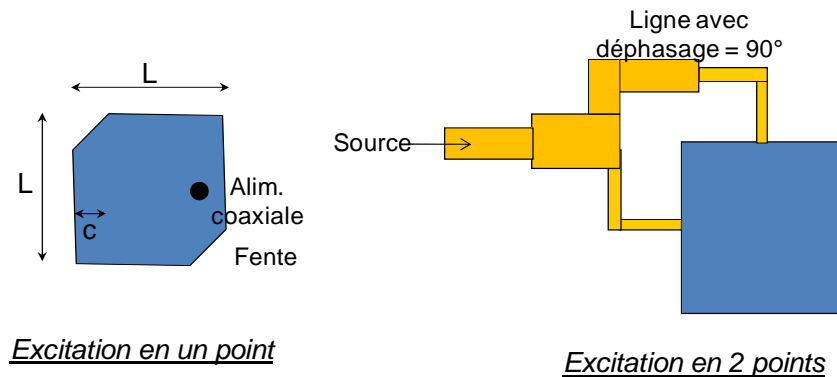


Figure 33 – Antennes patch à polarisation circulaire

4. impédance d'entrée et bande passante

L'impédance d'entrée d'une antenne patch est assez difficile à calculer et de nombreuses formules approchées existent pour l'évaluer. L'impédance d'entrée dépend de plusieurs paramètres, tels que la constante diélectrique, l'épaisseur et la largeur du substrat, ainsi que de la position du point d'alimentation. Les équations ci-dessous permettent de déterminer approximativement la résistance d'entrée d'une antenne patch rectangulaire :

$$R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad \text{Équation 73}$$

$$G_1 = \frac{W^2}{90\lambda_0^2} \quad \text{si } \frac{W}{\lambda_0} \ll 1 \quad \text{Équation 74}$$

$$G_1 = \frac{W^2}{120\lambda_0^2} \quad \text{si } \frac{W}{\lambda_0} \gg 1$$

L'effet de la position du point d'alimentation peut être pris en compte et déterminé à partir de l'équation 75. Comme le montre la figure 34, placer le point de polarisation au milieu du patch conduit à une impédance d'entrée nulle et à une dégradation du rayonnement.

$$R_{pos} = R_{in} \cos^2 \left(\frac{\pi x}{L} \right) \Leftrightarrow x = \frac{L}{\pi} \arccos \left(\sqrt{\frac{R_{pos}}{R_{in}}} \right) \quad \text{Équation 75}$$

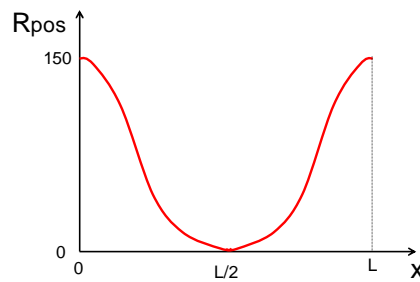


Figure 34 – Variation de la résistance d’entrée d’une antenne patch rectangulaire en fonction de la position du point d’alimentation

La bande passante d’une antenne patch est relativement faible, seulement quelques % de la fréquence centrale. Pour accroître la bande passante, il est possible d’augmenter l’épaisseur du substrat pour réduire le facteur de qualité de la cavité résonante (tout en conservant un substrat suffisamment fin pour conserver l’effet de cavité). Il est aussi possible de modifier la méthode d’alimentation du patch, ou couplages entre antennes résonantes (2 patches superposés).

Remarque : antenne multi bande

Les dispositifs de télécommunications mobiles intègrent généralement plusieurs systèmes de communication sans fil différents (GSM, DCS, UMTS, Bluetooth ...) fonctionnant à des fréquences différentes. Pour chacun de ces systèmes, il faudrait une antenne ce qui limiterait fortement la capacité à intégrer ce système. Comme il est difficile de réaliser une antenne large bande à partir d’une seule résonance, ces systèmes intègrent plutôt des antennes multi-bandes c’est-à-dire qui présentent plusieurs fréquences de résonance. Par exemple, les antennes PIFA (Planar Inverfed Folded Antenna), comme celle présentée à la figure 35 qui couvre les bandes GSM, DCS et UMTS. Ce type d’antenne est l’équivalent du monopôle quart d’onde pour les antennes patches. Le principe revient à placer un court-circuit au milieu de l’antenne pour réduire sa longueur sans modifier sa fréquence de résonance. En ajoutant des fentes sur l’élément rayonnant, les fréquences de résonance de mode supérieures vont être modifiées. L’optimisation de ce type d’antenne se fait par simulation numérique.

Un autre exemple est donné à la figure 36. Il s’agit d’une antenne patch composée de 2 réseaux de 2 dipôles, le premier fonctionnant sur la bande GSM, le second sur la bande DCS. Cette antenne est utilisée pour une station de base indoor.

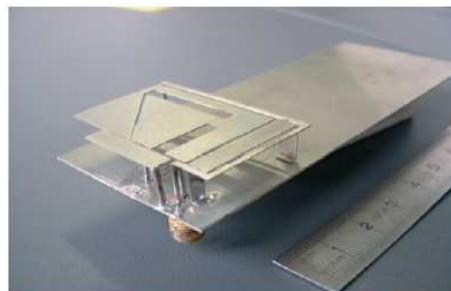


Figure 35 – Exemple d’antenne planaire multi-bande (antenne PIFA) pour les bandes GSM, DCS et UMTS [Ciais]

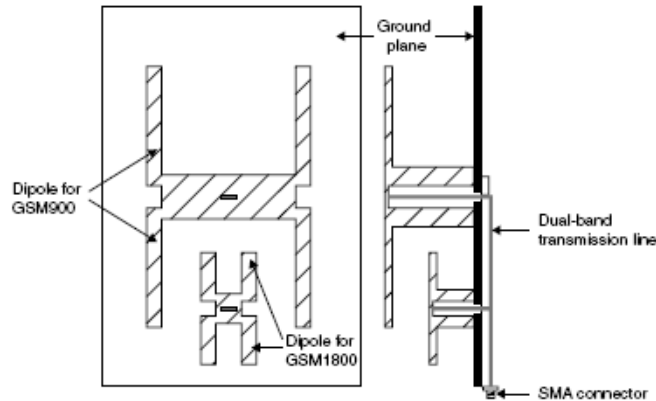


Figure 36 – Exemple d’antenne planaire multi-bande (antenne PIFA) : station de base indoor pour les bandes GSM et DCS [Chen]

5. Dimensionnement d’une antenne patch rectangulaire

En guise de résumé, voici une procédure de conception d’une antenne patch rectangulaire donné par [Luxey]. Celle-ci peut être utilisée pour un premier dimensionnement. L’optimisation peut être faite ensuite à l’aide d’un simulateur électromagnétique.

Les données d’entrée sont : le substrat (permittivité électrique, tangente de pertes, épaisseur), la fréquence de fonctionnement. L’épaisseur du substrat doit être telle qu’elle satisfasse à l’équation 66. On considère un plan de masse parfait et infini.

a. Calcul de la largeur du patch : $W = \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\frac{2}{1 + \epsilon_r}}$, $\lambda_0 = \frac{c}{F_{res}}$ **Équation 76**

b. Calcul de la longueur d’onde effective λ_e et de la constante diélectrique effective ϵ_e :

$$\lambda_e = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_e}}$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-0.5}, \quad \frac{W}{h} \geq 1$$

Équation 77

c. Calcul de l’extension de longueur du patch ΔL :

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_e + 0.3)}{(\epsilon_e - 0.258)} + \frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.8}$$

Équation 78

En pratique, on trouve $0.005 \frac{\lambda_e}{2} \leq \Delta L \leq 0.01 \frac{\lambda_e}{2}$

d. Calcul de la longueur du patch L :

$$L = L_e - 2\Delta L = \frac{\lambda_e}{2} - 2\Delta L$$

Équation 79

e. Calcul de la position du point d’alimentation : à partir de l’équation 75.

V. Miniaturisation et intégration d'antennes

Le développement de la téléphonie mobile et des applications sans fil embarquées (Fig. 37) ont conduit à une miniaturisation et à une intégration non seulement de l'électronique, mais aussi des antennes. La miniaturisation d'une antenne consiste dans un premier temps à réduire ses dimensions, sa surface, son volume pour une fréquence de résonance donnée, et dans un second temps, à miniaturiser et intégrer au plus près de l'antenne les structures d'adaptation et de polarisation.

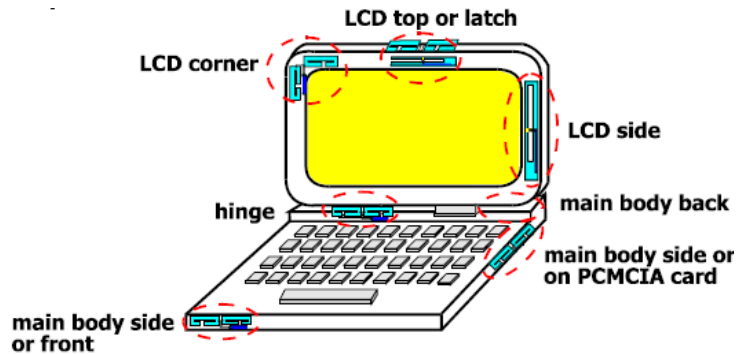


Figure 37 – Antennes intégrées dans un ordinateur portable

Précédemment, nous avons vu les antennes monopoles et PIFA, qui sont des versions miniaturisées des antennes dipôles et patches. Une première idée pour réaliser une antenne courte réalisée à partir d'une antenne filaire consiste à la tordre. C'est le principe sous jacent des antennes Meander Line Antenna MLA (*meander* signifie sinueux, méandre). En tordant continuellement une antenne filaire, il est possible de réduire sa longueur de résonance. En outre, les interactions entre les différents brins conduisent à modifier la bande passante et l'impédance d'entrée. Les antennes MLA existent aussi en version planaire ou être réalisées dans les 3 dimensions.

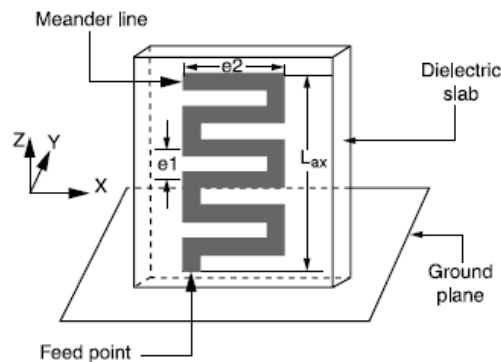


Figure 38 – Antennes MLA de type monopôle [Godara]

Le concept de (*Ceramic*) *Chip Antenna* est apparu à la fin des années 90 et correspond à la réalisation des différents composants constitutifs de l'antenne sur un même substrat céramique et leur encapsulation dans un même boîtier. Les éléments rayonnants sont généralement des antennes patches et des antennes MLA. Le degré le plus poussé d'intégration d'une antenne consiste à la réaliser directement à la surface d'un circuit intégré.

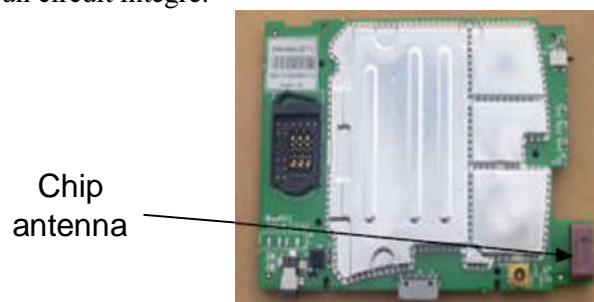


Figure 39 – Chip antenna

VI. Ouverture rayonnante et antenne à réflecteur

Les ouvertures rayonnantes correspondent à un type particulier d'antennes adaptées aux applications nécessitant des faisceaux étroits à fort gain (faisceau hertzien) : communications spatiales, radar ... La structure de ce type d'antennes diffère des précédentes, car nous ne considérons que l'élément conducteur à l'origine du rayonnement. Une antenne à ouverture rayonnante est composée de 2 parties : une source primaire qui rayonne sur plan métallique présentant une ouverture, dont les propriétés géométriques vont modifier le diagramme de rayonnement. Le rayonnement de la source primaire peut être produit par une antenne quelconque située à l'arrière de l'ouverture (suffisamment loin pour être en zone de champ lointain) ou bien il peut être guidé par un guide d'onde jusqu'à l'ouverture rayonnante.

L'étude des ouvertures rayonnantes est aussi nécessaire pour comprendre le fonctionnement des antennes à réflecteur et notamment les réflecteurs paraboliques.

1. Ouverture rayonnante plane

a. Définition et zones de rayonnement

Une ouverture rayonnante plane correspond à une ouverture de surface quelconque dans un plan conducteur, illuminé par une onde incidente. Le principe de Huygens stipule que le champ rayonné en un point P peut être vu comme la superposition du rayonnement de sources secondaires réparties sur l'ouverture (principe de la géométrie optique). Cependant, ceci conduit à une approximation du champ rayonné, en raison de l'influence du contour de l'ouverture. En effet, celui-ci diffracte le champ incident. Le champ total obtenu dépend donc du champ sur l'ouverture et du champ diffracté (théorie géométrique de la diffraction). La première composante permet de déterminer correctement le lobe principal et les premiers lobes secondaires, alors que la seconde permet de déterminer les lobes secondaires éloignés de l'axe principal. Dans la suite, nous négligerons l'effet des diffractions produites par les bords.

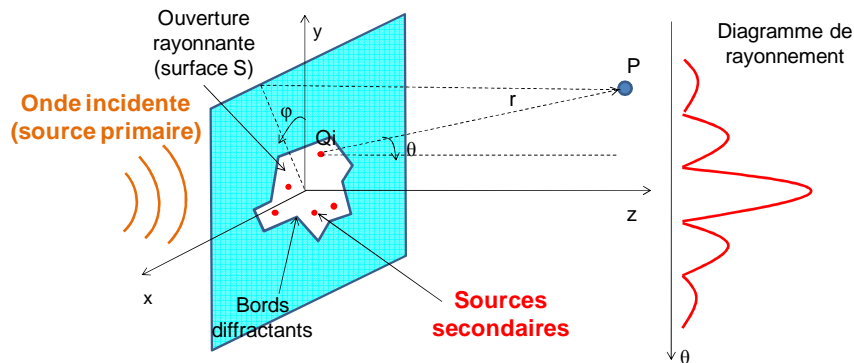


Figure 40 –Ouverture rayonnante

Remarque : Zone de rayonnement d'une ouverture plane

Nous avons jusque-là traité des antennes en zone de champ lointain, c'est-à-dire lorsque la distance devenait suffisamment grande pour que les différences d'amplitude et de phase des contributions de chaque élément de l'antenne soit négligeable. Dans cette zone, l'onde pouvait être considérée comme une onde sphérique, localement vue comme plane. Posons-nous maintenant la question : à quel moment l'onde issue de l'ouverture est sphérique ? La figure 41 présente les différentes zones de rayonnement d'une ouverture plane. A proximité de l'ouverture rayonnante, l'onde est plane, les directions de propagation des ondes rayonnées par chaque source secondaire restent parallèles entre elles. Au-delà de la distance de Rayleigh, le faisceau émis par l'ouverture commence à diverger et l'onde devient peu à peu sphérique. La zone de champ lointain apparaît au-

delà de la distance de Fraunhofer. Deux critères permettent de déterminer si on se situe en zone de champ lointain (équation 80), la première condition étant adaptée aux petites ouvertures.

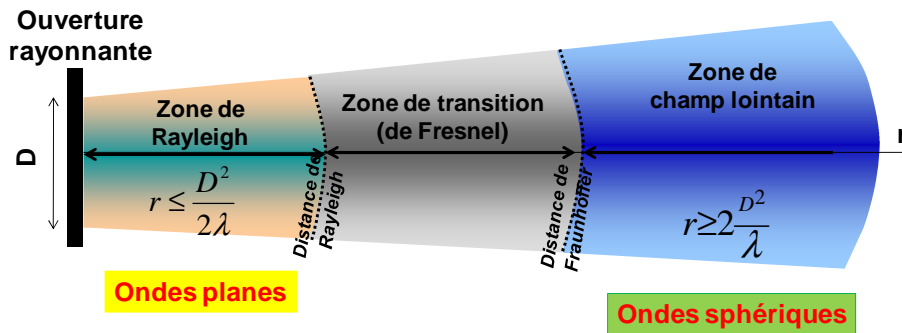


Figure 41 – Zone de rayonnement d'une ouverture rayonnante

$$r > 10D \quad \text{ou} \quad r > \frac{2D^2}{\lambda} \quad \text{Équation 80}$$

b. Gain d'une ouverture rayonnante

Le champ rayonné peut être déterminé par la formule de Kottler, issue du principe de Huygens (que nous ne présentons pas), à partir des champs électriques et magnétiques incidents. En champ lointain, cette formule peut se simplifier et le champ électrique est donné par la formule de Fresnel (équation 81).

$$E(P) = i \frac{1 + \cos \theta}{2\lambda r} \iint_S E(Q) \exp(-i\beta|QP|) dS \quad \text{Équation 81}$$

Dans le cas d'une ouverture de faible surface, l'amplitude et la phase de l'onde incidente peuvent être constants. Prenons le cas d'une ouverture équiphasé et équiampitude, en notant E_0 le champ incident. Le champ électrique émis dans la direction de rayonnement maximal ($\theta=0^\circ$) est donné par :

$$E_{\max} = E(\theta = 0^\circ) = \frac{1}{\lambda r} \iint_S E_0 dS = \frac{E_0 \cdot S}{\lambda r} \quad \text{Équation 82}$$

Calculons maintenant l'expression du gain à partir de sa définition. La puissance par unité de surface est donnée par le module du vecteur de Poynting (équation 19). Il est alors possible de déterminer la puissance rayonnée par unité d'angle solide (équation 83).

$$p(W/m^2) = \frac{1}{2} \frac{E_{\max}^2}{\eta} = \frac{1}{2\eta} \left(\frac{E_0 \cdot S}{\lambda r} \right)^2 \quad \text{Équation 83}$$

$$p(W/sr) = \frac{1}{2\eta} \left(\frac{E_0 \cdot S}{\lambda} \right)^2 \quad \text{Équation 84}$$

Connaissant la puissance totale rayonnée par l'ouverture : $P_A = \frac{1}{2\eta} E_0^2 \cdot S$, le gain peut être déduit :

$$G = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_A} = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad \text{Équation 85}$$

Remarque : Ouverture non équiampitude

L'hypothèse précédente suppose que la source primaire induit un rayonnement incident uniforme sur l'ouverture, ce qui n'est parfois pas le cas en fonction de la géométrie de l'ouverture. Dans ce cas, le gain effectif devient inférieur à celui prévu par l'équation 85. En pratique, on introduit un facteur de gain de l'ouverture noté F_G et compris entre 0 et 1, qui traduit une diminution de la surface équivalente de rayonnement de l'ouverture.

$$G = \frac{4\pi S \cdot F_G}{\lambda^2} \quad \text{Équation 86}$$

c. Diagramme de rayonnement

Jusqu'à là, nous ne nous sommes intéressés qu'au lobe principal de cette antenne. Cependant, le diagramme de rayonnement est complexe et contient de nombreux lobes secondaires en raison de la surface non nulle de l'ouverture (l'apparition de nuls et de lobes provient des interférences constructives ou destructives des contributions de chaque source secondaire de l'ouverture) et de la diffraction dû aux bords de l'ouverture (que nous ne prendrons pas en compte ici). A partir de la formule de Fresnel, il est possible de déterminer le diagramme de rayonnement de toute ouverture plane rayonnante en intégrant le champ incident sur la surface de l'ouverture rayonnante. L'expression ne sera valable que sur une plage angulaire limitée autour du lobe principal si les diffractions ne sont pas prises en compte. Le diagramme de rayonnement dépend de 2 paramètres : la forme de l'ouverture et la loi d'éclairement de l'ouverture, que nous allons supposer équi-amplitude ici. Nous allons présenter le cas d'une ouverture rectangulaire.

Dans le cas d'une ouverture rectangulaire de longueur a et de largeur b , le champ électrique en un point P en champ lointain est donné par l'équation 87. On peut remarquer que la fonction caractéristique de rayonnement contient de nombreux termes trigonométriques, à l'origine des nombreux lobes secondaires apparaissant dans les plans E et H , comme le montre la figure 43. De plus, la présence des termes en $\sin x/x$ indique une décroissance de l'amplitude des lobes quand on s'éloigne de la direction du lobe principal.

$$E(P) = E_0 \frac{ab}{\lambda \cdot r} \frac{1 + \cos \theta}{2} \frac{\sin u_1}{u_1} \frac{\sin u_2}{u_2} \quad \text{Fonction caractéristique de rayonnement} \quad \text{Équation 87}$$

$$u_1 = \frac{\pi a}{\lambda} \sin \theta \cos \varphi \quad \text{Équation 88}$$

$$u_2 = \frac{\pi b}{\lambda} \sin \theta \sin \varphi \quad \text{Équation 89}$$

La loi d'éclairement va aussi modifier le diagramme de rayonnement. Le tableau ci-dessous compare l'effet de 2 lois d'éclairement sur le rayonnement d'une ouverture rectangulaire [Combes]. Suivant la loi d'éclairement, il est possible soit de réduire la largeur du lobe principal, soit de diminuer l'amplitude des lobes secondaires.

Loi d'éclairement ($l = a$ ou b)	Rapport des amplitudes bord/centre	Angle d'ouverture à 3 dB (°)	Facteur de gain	Niveau relatif du 1 ^{er} lobe secondaire
Uniforme	1	$50.8 \frac{\lambda}{l}$	1	-13.2 dB
$\cos \frac{\pi x}{l}$	0	$68.8 \frac{\lambda}{l}$	0.81	-23 dB

d. 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. 42) ainsi que son diagramme de rayonnement (Fig. 43).



Figure 42 – Antenne cornet (modèle R&S HF906 1 – 18 GHz) [<http://www2.rohde-schwarz.com/en/>]

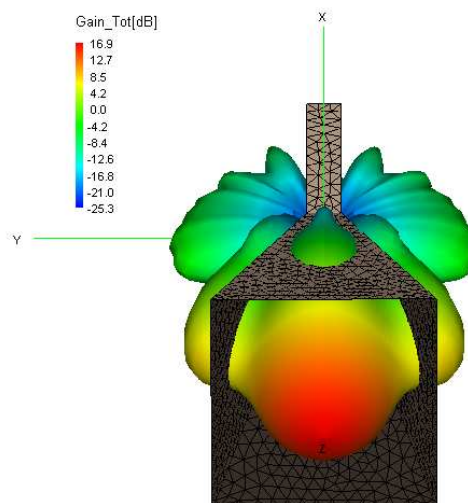


Figure 43 – Diagramme de rayonnement d'une antenne cornet

2. Antenne à réflecteur

Les antennes à réflecteur sont très utilisées dans les télécommunications par faisceau hertzien, qu'elles soient terrestres ou spatiales, en raison de leur fort gain et de la concentration de la puissance rayonnée dans un seul faisceau. De nombreuses antennes contiennent des réflecteurs plans situés en face arrière, qui permettent de bloquer un lobe dans la direction du lobe principal. Dans le cas de faisceau hertzien, les réflecteurs employés sont de forme parabolique. Lorsqu'une source primaire est placée en leur foyer, ces réflecteurs sont capables de concentrer la puissance réfléchiée dans un faisceau étroit. Nous allons nous intéresser uniquement à ce type de réflecteur.

La figure 44 décrit le principe de rayonnement d'une antenne à réflecteur parabolique. Une source primaire (antenne cornet) est placée au foyer du réflecteur parabolique de manière à produire une onde sphérique. Cette onde incidente va interagir de 2 manières avec le réflecteur :

- La majeure partie de l'onde incidente interceptée par le réflecteur va y induire des courants de surface, qui vont à leur tour produire un rayonnement. La surface du réflecteur va donc se comporter comme une source secondaire d'après le principe de Huygens, que nous avons

utilisé pour les ouvertures rayonnantes. La forme du réflecteur permet de focaliser le rayonnement dans un faisceau étroit. On parle d'un rayonnement par diffusion.

- Le champ incident qui arrive sur le bord du réflecteur produit un rayonnement par diffraction (que nous allons négliger).

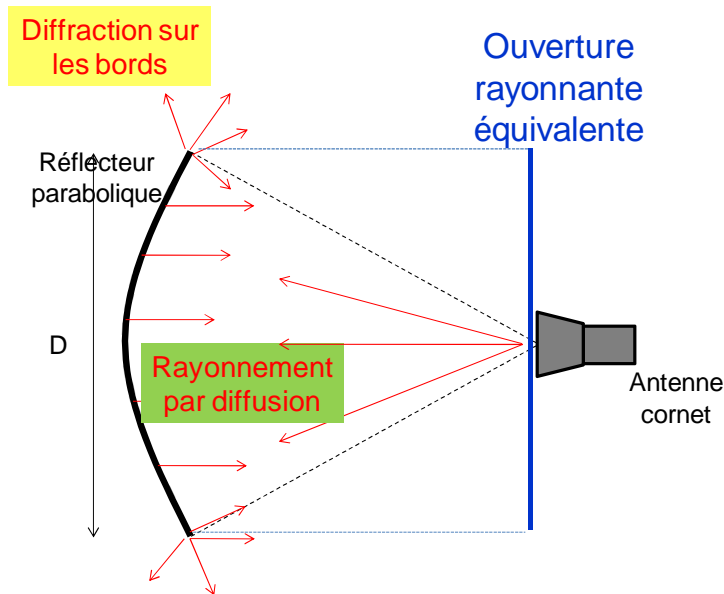


Figure 44 – Rayonnement d'une antenne parabolique

Pour déterminer les propriétés de cette antenne, il est possible de la considérer comme une ouverture rayonnante, placée dans le plan focal du réflecteur (plan qui contient le foyer) et d'ouverture égale à l'ouverture équivalente du paraboloïde. Celle-ci dépend des dimensions du réflecteur parabolique et de la loi d'éclairage de la source primaire. Le gain de l'antenne est donné par la formule suivante, où F_G est le facteur de gain de l'antenne.

$$G = \frac{(\pi D)^2 \cdot F_G}{\lambda^2} \quad \text{Équation 90}$$

D. Antennes de réception

Une antenne passive peut être utilisée en émission et en réception. Jusque-là, nous avons raisonné sur des antennes d'émission, connectées à une source électrique et rayonnant une onde plane. Dans ce chapitre, nous allons travailler sur des antennes de réception, excitées par une onde plane incidente et connectées à un récepteur. Quel que soit le sens d'utilisation, les propriétés restent les mêmes. Une antenne à fort gain émet la majeure partie de l'énergie rayonnée dans une direction de l'espace et, inversement, couple principalement une onde électromagnétique venant de cette direction. Une antenne émettrice adaptée permet un transfert de puissance efficace depuis la source électrique vers l'onde rayonnée. Une antenne réceptrice adaptée permet un transfert de puissance de l'onde incidente vers le récepteur.

Plusieurs caractéristiques sont propres aux antennes de réception, comme le facteur de conversion entre le signal capté et le champ incident (facteur d'antenne) ou le seuil de réception imposé par l'antenne. Connaissant les propriétés des antennes émettrices et réceptrices d'une liaison radio et celles du canal de propagation, il est possible de réaliser un bilan de liaison, c'est-à-dire déterminer la puissance reçue par un récepteur connaissant la puissance émise et la séparation entre antennes. Le bilan de liaison nécessite de connaître les conditions de propagation et de modéliser l'ensemble des effets parasites dégradant la propagation des ondes électromagnétiques. Ces modèles devenant très complexes dans un environnement réel, ils dépassent le cadre de ce cours. Dans ce chapitre, nous n'aborderons que le modèle de perte de puissance par propagation en espace libre (formule de Friis). Pour une bonne introduction à la problématique de la propagation des ondes électromagnétiques dans les réseaux terrestres, vous pouvez vous reporter aux ouvrages suivants [Siwiak] [Sizun] [Lee].

Enfin, nous commencerons à aborder quelques techniques permettant d'améliorer la sensibilité d'un récepteur en exploitant les techniques de diversité d'antenne. Nous verrons d'autres techniques dans le prochain chapitre.

I. Surface équivalente d'une antenne

Une antenne en réception capte une puissance P_A égale au produit de la densité de puissance à l'endroit où elle se trouve par un coefficient S_{eq} appelé surface équivalente de l'antenne. La surface équivalente correspond à la surface plane qui placée perpendiculairement à l'onde incidente capterait la même puissance que l'antenne considérée. La puissance électrique générée aux bornes d'une antenne s'écrit donc :

$$P_A = S_{eq} \cdot P_R \quad \text{Équation 91}$$

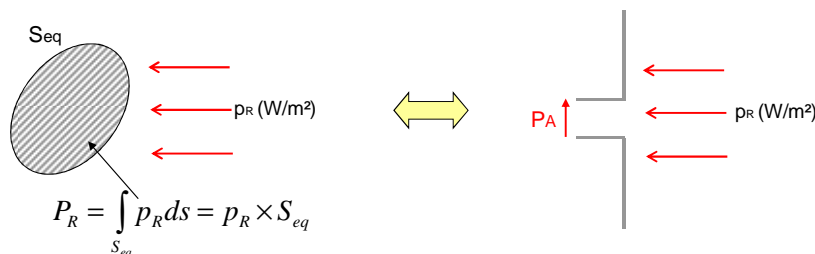


Figure 45 – Surface équivalente d'une antenne

Une antenne pouvant être utilisée à la fois en émission et en réception, on sent intuitivement qu'il existe une relation entre le gain G et la surface équivalente S_{eq} . Cette relation est donnée par l'équation suivante.

$$G = 4\pi \frac{S_{eq}}{\lambda^2} \Leftrightarrow S_{eq} = \frac{G\lambda^2}{4\pi} \quad \text{Équation 92}$$

II. Facteur d'antenne

Plaçons-nous dans le cas où nous cherchons à mesurer la « force » d'une onde électromagnétique plane. Celle-ci peut être caractérisée par l'amplitude du champ électrique (la plupart des recommandations concernant les niveaux de champs électromagnétiques sont données en terme de champ électrique, que ce soit l'exposition des personnes ou les niveaux d'émission parasites des équipements électroniques). D'après l'équation 91, en connaissant la surface équivalente d'une antenne, il est possible de déterminer la puissance transportée par une onde électromagnétique incidente en mesurant la puissance électrique couplée en sortie de cette antenne. Dans le cas d'une onde plane TEM se propageant dans le vide, la puissance transportée par l'onde (vecteur de Poynting) est liée à l'amplitude du champ électrique et à l'impédance d'onde du milieu. L'équation 93 relie la puissance reçue avec l'amplitude du champ électrique de l'onde incidente.

$$P_A = S_{eq} \cdot P_R = S_{eq} \frac{E^2}{\eta_0} = G \frac{\lambda^2}{4\pi} \frac{E^2}{\eta_0} \quad \text{Équation 93}$$

Si l'antenne de réception est connectée à un récepteur de résistance R_R , la tension V_R aux bornes de ce récepteur est égal à $V_R = \sqrt{P_R \cdot R_R}$. Le champ électrique de l'onde incidente et la tension reçue est donnée par l'équation 94. Le rapport entre le champ électrique incident et la tension générée aux bornes de l'antenne de réception est appelé facteur d'antenne AF, exprimé généralement en dB.

$$E = \frac{V_R}{\lambda} \sqrt{\frac{4\pi\eta_0}{G \cdot R_R}} \quad \text{Équation 94}$$

$$AF = 20 \times \log\left(\frac{E}{V}\right) = 20 \times \log\left(\frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{4\pi\eta_0}{G \cdot R_R}}\right) \quad \text{Équation 95}$$

III. Bruit capté par une antenne – température de bruit

En télécommunication, la puissance d'un signal reçu n'est pas suffisant pour en déduire la qualité du signal ou le risque d'erreur binaire s'il s'agit d'un signal numérique. En effet, il est nécessaire de connaître le rapport signal à bruit (se reporter au cours de Canaux de transmission bruités [Boyer]). Le niveau de bruit fixe le seuil de réception. Bien que le récepteur introduise une quantité non négligeable de bruit (pris en compte au travers du facteur de bruit ou noise figure), nous ignorerons son effet dans ce cours et nous nous limiterons au bruit disponible en sortie de l'antenne. Dans un récepteur, l'antenne constitue la source de bruit placé sur son entrée.

Ce bruit peut provenir des interférences électromagnétiques, notamment si elles existent sur la bande de fonctionnement de l'antenne. Mais bien que les antennes ne soient pas large bande, elles restent capables de coupler une part non négligeable des signaux hors bande. Considérons le cas où il n'y a pas d'interférences. Le bruit proviendra des pertes de l'antenne et du rayonnement émis par l'environnement. Le bruit dépend du diagramme de rayonnement de l'antenne, de la direction d'où provient le bruit et de l'état du milieu environnant. On définit la puissance de bruit d'une antenne P_N par la relation suivante.

$$P_N = kT_{ant} B \quad \text{Équation 96}$$

Où k est la constante de Boltzmann ($k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$), B la bande de fréquence considérée et T_{ant} la température de bruit de l'antenne. La température de bruit de l'antenne est donc un facteur de

proportionnalité qui caractérise le bruit issu de l'environnement et capté par l'antenne. Elle dépend de la température des objets se trouvant dans le diagramme de rayonnement de l'antenne. La figure ci-dessous donne les températures équivalentes des milieux pointés par une antenne.

Corps	Température de bruit
Terre, eau	290 K
Antenne terrestre	190 K
Antenne télécom spatiale	20 K

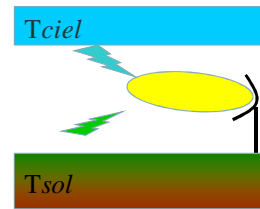


Figure 46 – Température équivalente de bruit

La température de bruit d'une antenne terrestre peut donc être divisée en deux : la contribution du ciel, qui présente une température basse et variant avec l'état du ciel, et celle de la Terre dont la température de bruit est proche de sa température ambiante. La température de bruit de l'antenne est donnée par l'équation suivante :

$$T_{ant} = \frac{T_{Terre}}{4\pi} \iint_{Terre} G(\theta, \varphi) d\Omega + \frac{1}{4\pi} \iint_{Terre} T_{Ciel}(\theta, \varphi) G(\theta, \varphi) d\Omega \quad \text{Équation 97}$$

IV. Bilan de liaison

Le bilan de liaison est un outil courant en télécommunication permettant d'estimer les puissances reçues dans une liaison entre un émetteur et un récepteur et la qualité du signal. Il permet de dimensionner l'émetteur, le récepteur et de déterminer les limites en terme de performance (couverture radio, puissance minimale, amplification nécessaire ...). Un bilan entre 2 antennes permet notamment de :

- Déterminer la puissance reçue connaissant la puissance émise, les caractéristiques des antennes et la perte liée à la propagation de l'onde électromagnétique, et en déduire la qualité du signal reçu
- Déterminer la perte de propagation maximale connaissant la puissance émise, les caractéristiques des antennes, le seuil de réception et le modèle de propagation, et en déduire la couverture d'une antenne

Pour construire notre premier bilan de liaison, il nous faut disposer de modèles de propagation des ondes électromagnétiques. Cette problématique dépasse le cadre de ce cours, nous ne verrons que le modèle de propagation en espace libre.

1. Atténuation en espace libre – Formule de Friis

En supposant qu'une antenne émettrice produise une onde sphérique et que celle-ci se propage en espace libre (milieu homogène, isotrope, libre de tout obstacle), la puissance rayonnée P_{ray} par une antenne de gain G_e et excitée par une puissance P_e à une distance d est donnée par :

$$P_{ray} = \frac{P_e G_e}{(4\pi d)^2} \quad \text{Équation 98}$$

La puissance reçue P_r par une antenne de gain G_r est donnée par la formule suivante appelée Formule de Friis.

$$P_r = P_{Ray} \cdot S_{eq} = \frac{P_e G_e G_r}{\left(4\pi \frac{d}{\lambda}\right)^2} = \frac{PIRE \cdot G_r}{\left(4\pi \frac{d}{\lambda}\right)^2} \quad \text{Équation 99}$$

La puissance reçue diminue avec le carré de la distance. Il s'agit d'une perte de propagation aussi appelée *Path Loss*. Cette perte de propagation en espace libre L_p peut s'écrire :

$$L_p = \frac{P_e G_e}{P_r G_r} = \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} = \left(\frac{4\pi}{c} \times d \times f \right)^2 \quad \text{Équation 100}$$

$$L_p \text{ (dB)} = 32.4 + 20 \cdot \log(d(\text{km})) + 20 \cdot \log(f(\text{MHz})) \quad \text{Équation 101}$$

2. Bilan de liaison

Le bilan de liaison se présente sous la forme d'un tableau avec 3 lignes principales :

- Les caractéristiques de l'émetteur
- Les caractéristiques du récepteur
- Les pertes propagation

Il s'agit de faire la somme de tous les gains et toutes les pertes pour déterminer la puissance émise par l'antenne, la puissance reçue minimale (à partir de la sensibilité du récepteur), puis d'en déduire la perte de propagation maximale.

Considérons la liaison descendante entre une station de base GSM et un récepteur mobile. La station de base est composée par des antennes directives de gain = 14 dBi. La puissance maximale de l'émetteur est fixée à 42 dBm. Les coupleurs et les câbles induisent des pertes respectives de 3 et 3.5 dB. La station mobile est composée d'une seule antenne omnidirectionnelle. Les pertes sont principalement dues à la proximité d'un corps humain et sont évaluées à 3 dB. Le seuil de réception est donné à -102 dBm. Pour tenir compte des effets parasites de l'environnement sur la propagation, une marge de bruit de 8 dB est ajoutée. On cherche la perte de propagation maximale.

La figure 47 décrit sous forme de schéma le transfert de puissance, en indiquant les gains (notés G) et les pertes (notées L).

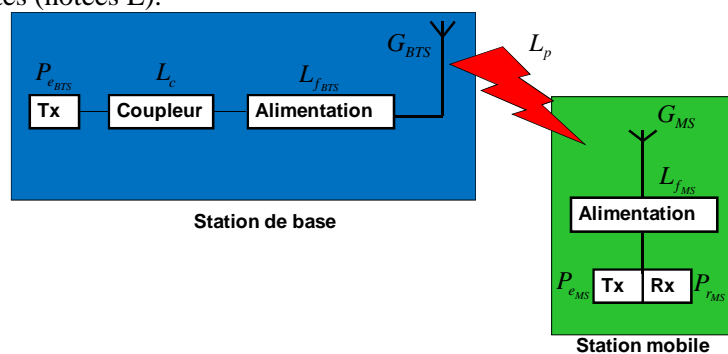


Figure 47 – Transfert de puissance entre une station de base et une station mobile

L'équation constitutive du bilan de liaison est la suivante. Le bilan de liaison est donné par le tableau ci-dessous.

$$P_{rMS} = P_{eBTS} - L_c - L_{fBTS} + G_{BTS} - L_p + G_{MS} - L_{fMS} \quad \text{Équation 102}$$

Émetteur	Puissance BTS P_{BTS} (dBm)	42	
	Pertes coupleur L_c (dB)	3	
	Pertes câble L_{fBTS} (dB)	3.5	
	Gain antenne BTS G_{BTS} (dBi)	14	
	PIRE (dBm)	49.5	$= P_{BTS} - L_c - L_{fBTS} + G_{BTS}$
Récepteur	Sensibilité MS P_{rMS} (dBm)	-102	
	Pertes MS L_{MS} (dB)	3	
	Gain antenne MS G_{MS} (dBi)	0	
	Marges M (dB)	8	
	Puissance reçue min P_{Rmin} (dBm)	-91	$= P_{rMS} + L_{MS} - G_{MS} + M$
Perte de propagation max.	140.5	$= PIRE + P_{Rmin}$	

L'onde électromagnétique peut subir une perte de propagation maximale de 140.5 dB. Connaissant le modèle propagation, il est possible de déduire une valeur de séparation maximale entre les antennes émettrices et réceptrices, donnant la couverture de la station. En considérant une propagation en espace libre, on trouve une séparation maximale de 280 km. Une telle couverture pour une cellule de réseau cellulaire est irréaliste car le modèle de propagation employé est trop optimiste. En utilisant un modèle de propagation plus réaliste et adapté en environnement urbain (COST231 – Hata [Sizun]), on trouve une portée théorique proche de 4 km.

V. Diversité

Lors de sa propagation, l'onde électromagnétique subit une forte atténuation qui devient parfois aléatoire en présence d'obstacles (fading), en raison du phénomène de propagation multi-trajet. Dans ce type d'environnement, la puissance du signal reçue peut être améliorée à chaque fois qu'il est possible de recevoir ce signal par au moins 2 chemins indépendants. En diversifiant les canaux de réception, on améliore l'amplitude du signal reçu. On parle alors de gain de diversité.

1. Diversité spatiale

Dans les environnements où de nombreux obstacles sont présents, de nombreuses réflexions sont engendrées qui conduisent à la création de plusieurs canaux de transmission. A cause de cette propagation multi-trajet, le signal reçu par un site fixe semble provenir d'une source distribuée dans l'espace. Il subit alors de fortes variations sur de petites distances (Fig. 48). Supposons qu'on ait un récepteur dual, c'est-à-dire utilisant 2 antennes. Si ces antennes sont suffisamment éloignées, il y a de fortes chances que les signaux reçus par chacune d'elles soient décorrélés. Cette différence de signal reçu peut être exploitée comme technique de diversité pour améliorer l'amplitude du signal reçu. Le récepteur sélectionne alors la voie sur laquelle le signal capté est maximal. La puissance moyenne reçue au cours du temps est alors supérieure au cas où une seule antenne est utilisée. Le gain apporté est appelé gain de diversité. Cette diversité est exploitée dans les stations de base des réseaux cellulaires et les routeurs WiFi.

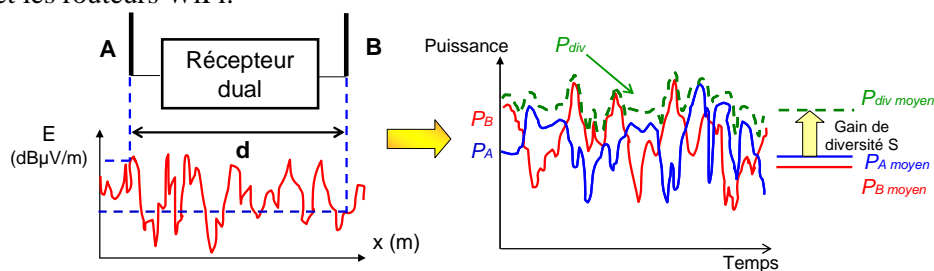


Figure 48 – Gain de diversité spatiale apporté par un récepteur dual

Le gain de diversité S représente la différence moyenne entre les signaux reçus par les différentes antennes du récepteur. Celui-ci peut se calculer à l'aide de l'équation suivante.

$$S = 20 \cdot \log\left(1 + \sqrt{1 - \rho}\right) \quad \text{Équation 103}$$

Où ρ représente le coefficient de corrélation entre les 2 signaux. Il est donné en terme de puissance corrélée. Moins les signaux sont corrélés, meilleur est le gain de diversité. Dans le cas de 2 antennes fixes séparées par une distance d :

$$\rho = J_0^2(\beta d) \quad \text{Équation 104}$$

où J_0 est la fonction de Bessel d'ordre 0 (Fonction de Bessel d'ordre n

$$J_n(x) = \left(\frac{x}{2}\right)^n \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(-1)^p}{2^{2p} p!(n+p)!} x^{2p}$$

Exemple 1 : Gain de diversité spatiale pour 2 antennes séparées à 2450 MHz

En appliquant les formules précédentes, on peut tracer l'évolution du coefficient de corrélation et du gain de diversité en fonction de la distance entre les 2 antennes de réception. A partir d'une séparation supérieure à $\lambda/5$, le coefficient de corrélation entre les signaux reçus par chaque antenne est inférieur à 0.5. Le gain de diversité maximal est alors de 6 dB.

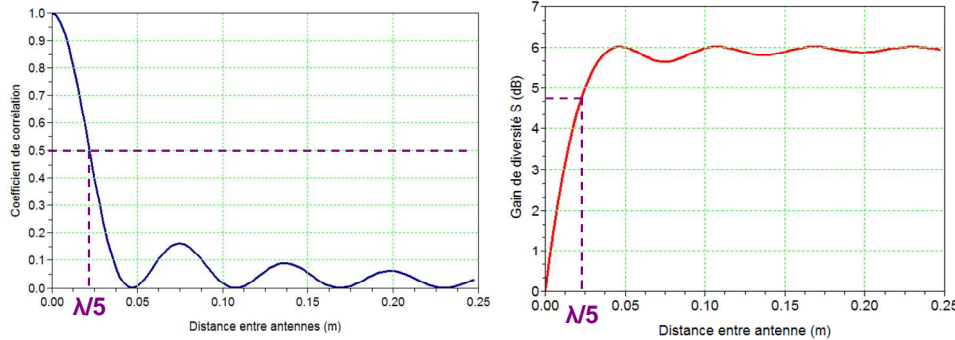


Figure 49 – Gain de diversité en fonction de la séparation entre antennes d'un récepteur dual fonctionnant à 2450 MHz

Exemple 2 : diversité spatiale pour stations de base de réseaux cellulaires

Les figures ci-dessous présentent des schémas de stations de base omnidirectionnelles. Dans l'exemple ci-dessous, l'antenne centrale surélevée correspond à l'antenne d'émission. Cette configuration permet de réduire le couplage parasite entre antenne. Les 2 autres antennes sont séparées d'une distance allant de 12 à 20λ permettant d'atteindre un gain de diversité de 4-6 dB.

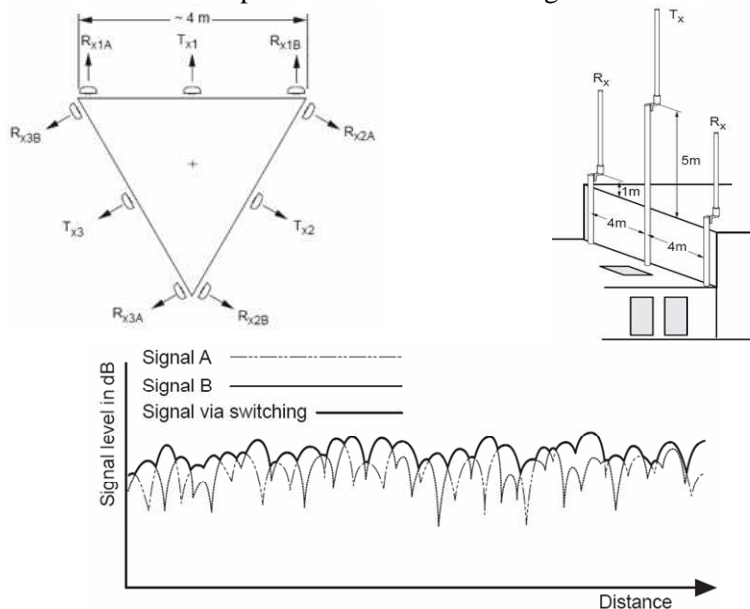


Figure 50 – Diversité spatiale pour une station de base [Lee]

Remarque : intuitivement, on sent qu'utiliser plusieurs antennes pour recevoir ou émettre un signal, va sous certaines conditions améliorer la puissance reçue. Nous le démontrerons théoriquement dans le chapitre suivant. Dans le prochain chapitre, nous aborderons aussi le système MIMO, qui exploite aussi la diversité spatiale offerte par plusieurs chemins de propagation.

2. Diversité de polarisation

La plupart des systèmes de télécommunications terrestres utilisent des polarisations verticales. Cependant, les réflexions ne se font pas toutes selon des plans verticaux. La présence d'objets horizontaux est à l'origine d'ondes polarisées horizontalement. Ce changement de plan de polarisation conduit à une perte de polarisation. La diversité de polarisation consiste à employer 2 antennes proches polarisées orthogonalement de manière à compenser les changements de polarisation. Le gain de diversité de polarisation est de l'ordre de 4 à 6 dB.

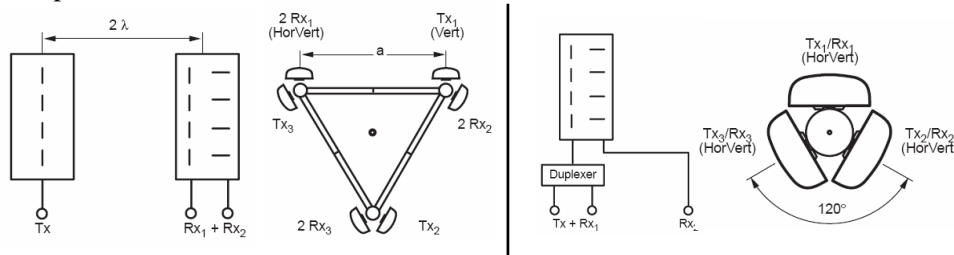


Figure 51 – Diversité de polarisation pour une station de base [Scholz]

3. Multiple In Multiple Out (MIMO)

La technologie MIMO est une technique de télécommunication basée sur une émission et/ou une réception multi-antennes pour exploiter la diversité spatiale et améliorer la qualité de service, le débit et la portée. La technologie MIMO est aujourd'hui pleinement employée dans les réseaux sans fil haut débit (WLAN – IEEE 802.11a, g, n) déployés dans des environnements présentant de nombreux obstacles (donc prompts à de la propagation multi trajet et permettant d'exploiter la diversité spatiale).

Contrairement aux techniques précédentes, il ne s'agit plus simplement de sélectionner une antenne de réception en fonction du rapport signal à bruit. Dans un système MIMO, des signaux différents sont envoyés sur les différentes antennes d'émission. Prenons l'exemple d'une liaison entre un émetteur et un récepteur MIMO composés de 2 antennes. Appelons E1 et E2 les signaux émis par 2 antennes de l'émetteur MIMO. Ces 2 signaux correspondent à 2 trames différentes. Les 2 antennes du récepteur vont capter des signaux R1 et R2, composés des signaux E1 et E2, multipliés par des coefficients liés au canal de propagation notés Hij.

$$\begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} \quad \text{Équation 105}$$

Pour reconstituer les 2 trames, il faut résoudre le système d'équations précédent. Cela est possible car le système MIMO utilise une modulation de type OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Le signal à transmettre est modulé par un grand nombre de sous-porteuses orthogonales entre elles et placées sur des fréquences proches. La propagation multi-trajet étant très sélective en fréquence, certaines fréquences seront mieux transmises que d'autres. Connaissant le signal initialement transmis, il est possible de déterminer la fonction de transfert du canal Hij. Ainsi, dans un système OFDM, les trames présentent des entêtes connues permettant de la déterminer. Ainsi, grâce à l'utilisation de plusieurs antennes et l'exploitation de la diversité spatiale, il est possible d'accroître le débit de transmission. La technologie MIMO fera son apparition dans la téléphonie mobile avec les réseaux 4G.

E. Réseau d'antennes

Combiner le rayonnement de plusieurs éléments rayonnants peut conduire à augmenter le rayonnement global, à condition de les combiner judicieusement. C'est ce principe qui est utilisé dans les réseaux d'antennes. Les réseaux d'antennes connaissent un grand essor en télécommunications, car ils permettent de produire des diagrammes de rayonnement complexes et modifiables électriquement. On parle alors de *beamforming* (formation de faisceaux). Associé à un traitement de signal complexe, ces réseaux d'antennes forment des antennes intelligentes, capable de modifier leurs caractéristiques pour optimiser les performances du système qui les emploient.

Avant de présenter quelques exemples concrets de réseaux d'antennes, nous allons présenter les éléments théoriques. Seules les considérations liées aux antennes seront abordées, pas le traitement de signal associé. Il est conseillé de se reporter à des ouvrages spécialisés pour plus d'informations. Ensuite, nous introduirons trois concepts avancés basés sur les réseaux d'antennes apparus récemment : le *beamforming*, les antennes intelligentes et le *Multiple In Multiple Out* (MIMO).

I. Réseaux d'antennes

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.

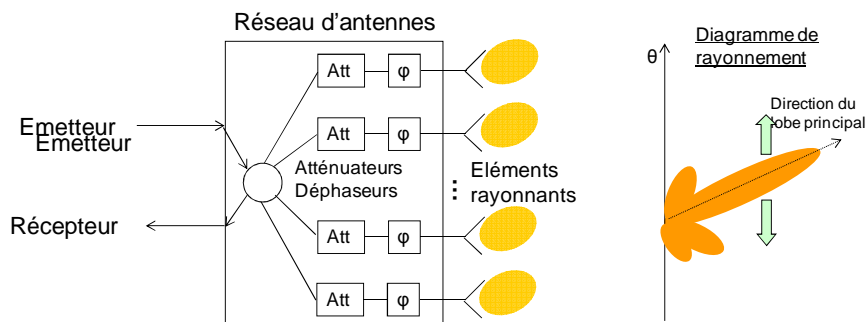


Figure 52 – Association de plusieurs éléments rayonnants ou réseau d'antennes

2. Théorie

Soit N sources identiques et indépendantes notées S_k placées sur une surface quelconque. On suppose que les couplages entre ces différentes sources sont nuls (condition valable si les distances entre antennes sont supérieures à λ). Les notations et les hypothèses suivantes seront employées :

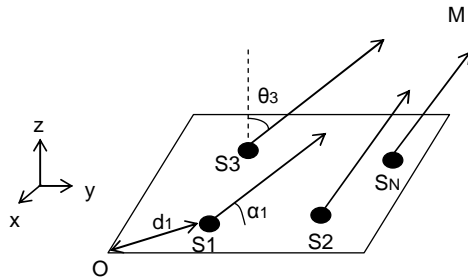


Figure 53 – Position du problème : N sources indépendantes placées sur une surface

- S_k : centre de la source
- $A_k \cdot \exp(i\Phi_k)$: alimentation complexe de chaque source
- $|S_k M| = r_k \approx r$: distance entre le centre d’une source et un point M très éloigné
- d_k est la distance entre l’origine du repère et une source S_k
- α_k est l’angle d’élévation, entre la surface et la direction $S_k M$
- $f_k(\theta_k)$: fonction caractéristique de rayonnement de chaque source. Pour simplifier, on suppose une symétrie de révolution autour de l’axe z (diagramme de rayonnement indépendant de φ)

Le champ rayonné au point M par une antenne peut être calculé à l’aide de l’équation 106. K est un facteur constant, dépendant des éléments rayonnants employés, qui permet de déterminer la valeur du champ électrique.

$$E_k(M) = K \cdot f_k(\theta_k) \frac{A_k}{r} \exp(i\Phi_k) \exp(-i\beta r_k), \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$E_k(M) = K \cdot f_k(\theta_k) \frac{A_k}{r} \exp(i\Phi_k) \exp(-i\beta(r - d_k \cos \alpha_k))$$

$$E_k(M) = K \cdot f_k(\theta_k) \frac{A_k}{r} \exp(-i\beta r) \exp(i(\Phi_k + \beta d_k \cos \alpha_k))$$

$$\Rightarrow E_k(M) = K \cdot f_k(\theta_k) \frac{A_k}{r} \exp(-i\beta r) \exp(i\Psi_k) \quad \text{Équation 106}$$

Ψ_i correspond au déphasage entre les ondes issues de chaque antennes. Il dépend de la phase de chaque source et des distances entre les antennes. Le champ rayonné total au point M est la somme des contributions de chaque source (équation 107).

$$E_{tot}(M) = \sum_{k=1}^N E_k(M) = \frac{K}{r} \exp(-i\beta r) \sum_{k=1}^N A_k f_k(\theta_k) \exp(i\Psi_k)$$

Diagramme de rayonnement du réseau F_N

Équation 107

Dans l’expression précédente, il apparaît un terme de somme lié à l’excitation et au diagramme de rayonnement de chaque source. Ce terme correspond au diagramme de rayonnement F_N du réseau, puisqu’il est dépendant de la direction θ_k .

Plaçons-nous maintenant dans le cas d’une surface plane : $\theta = \theta_k \Rightarrow f_k(\theta_k) = f(\theta)$. Le diagramme de rayonnement du réseau F_N peut s’écrire sous la forme suivante.

$$F_N(\theta) = \sum_{k=1}^N A_k f(\theta) \exp(i\Psi_k)$$

$$\Rightarrow F_N(\theta) = f(\theta) \sum_{k=1}^N A_k \exp(i\Psi_k)$$

Diagramme de rayonnement d’une antenne Facteur de réseau (Array Factor AF) **Équation 108**

Le diagramme de rayonnement $F_N(\theta)$ du réseau peut être déterminé à partir du diagramme de rayonnement $f(\theta)$ d’une antenne élémentaire du réseau et du facteur de réseau (Array Factor) noté AF. Le facteur de réseau traduit l’effet de la mise en réseau de plusieurs antennes sur le diagramme de

rayonnement total, la directivité ou le gain. Il va conduire à accroître le gain et diminuer l'angle d'ouverture de l'antenne formée par le réseau. Le facteur d'antenne est lié à la position des antennes et à leur alimentation complexe (amplitude, phase). Ainsi, pour déterminer les propriétés du réseau, il suffit de connaître celles d'un élément rayonnant et de déterminer l'expression du facteur de réseau.

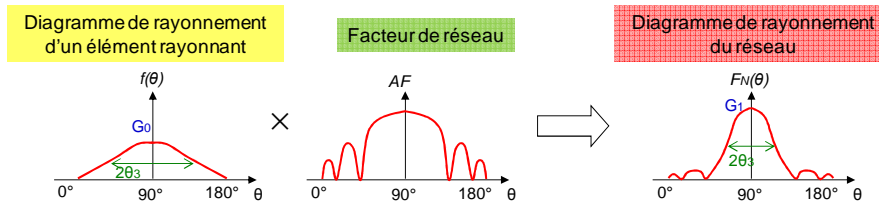


Figure 54 – Le diagramme de rayonnement d'un réseau de N antennes identiques correspond au diagramme de rayonnement d'un élément rayonnant multiplié par le réseau d'antenne

3. Cas particulier : N antennes colinéaires équidistantes

Plaçons-nous maintenant dans un cas particulier où nous pourrions établir une expression analytique du facteur de réseau. Celui-ci est décrit dans la figure 55 : N antennes colinéaires identiques sont placées le long d'un axe et séparées d'une distance constante d. De plus, l'excitation des antennes présente une amplitude constante, mais leur phase présente un gradient constant. L'élément rayonnant S1 est excité avec une phase = 0°, l'élément S2 par une phase Φ , l'élément S3 par une phase 2Φ , ...

Remarque : il est possible de déterminer l'expression analytique du facteur de réseau pour des alignements différents (par exemple sur 2 dimensions) et des variations d'amplitude et de phase plus complexes. Ces cas ne seront pas traités dans ce cours, nous nous limiterons au cas simple d'un réseau à 1 dimension formé par des antennes colinéaires équidistantes.

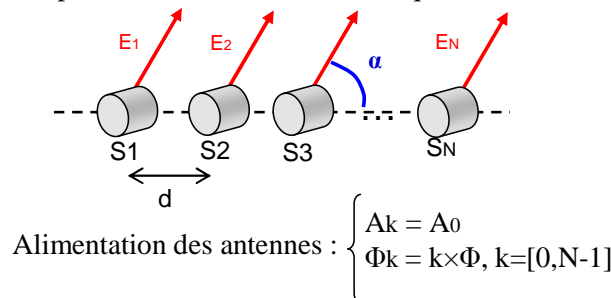


Figure 55 – Réseau composé de N antennes colinéaires équidistantes

Le facteur de réseau peut se calculer de la façon suivante :

$$AF(\alpha) = \sum_{k=0}^{N-1} A_k \exp(i\Psi_k)$$

$$AF(\alpha) = A_0 \sum_{k=0}^{N-1} \exp i(k.\phi + k.\beta d \cos \alpha)$$

$$AF(\alpha) = A_0 \sum_{i=0}^{N-1} \exp i(k.\Psi), \quad \Psi = \phi + \beta d \cos \alpha$$

Suite géométrique de raison N

Équation 109

Une suite géométrique de raison N apparaît dans l'expression du facteur de réseau qui peut alors s'écrire de la manière suivante :

$$AF(\theta) = A_0 \frac{1 - \exp(iN\Psi)}{1 - \exp(i\Psi)} = A_0 \frac{\exp\left(\frac{iN\Psi}{2}\right) \exp\left(-i\frac{N\Psi}{2}\right) - \exp\left(\frac{iN\Psi}{2}\right)}{\exp\left(\frac{i\Psi}{2}\right) \exp\left(-i\frac{\Psi}{2}\right) - \exp\left(\frac{i\Psi}{2}\right)} = A_0 \frac{\exp\left(\frac{iN\Psi}{2}\right) \sin\left(\frac{N\Psi}{2}\right)}{\exp\left(\frac{i\Psi}{2}\right) \sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \quad \text{Équation 110}$$

L'expression montre que le facteur de réseau présente un comportement périodique en fonction du déphasage Ψ . Etant donné que l'espacement entre élément rayonnant et que le déphasage entre source sont constants, le déphasage Ψ dépend de l'angle d'élévation α . En remarquant que $\frac{\sin(nx)}{\sin x}$ est maximal pour $x = m.\pi$ (m entier) et $\lim_{x \rightarrow 0} \frac{\sin(nx)}{\sin x} = n$, on peut remarquer que la valeur maximale prise par le facteur de réseau est égale à :

$$|AF|_{\max} = A_0 \frac{\sin\left(\frac{N\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} = N \times A_0, \text{ si } \Psi = m.2\pi, m \geq 0 \quad \text{Équation 111}$$

Ainsi, plus le nombre d'antennes N est important, plus le champ électrique est grand dans la direction du lobe principal. Ainsi, le gain augmente dans cette direction lorsque N augmente, alors que l'angle d'ouverture diminue.

Remarque : accroissement du gain d'une antenne

Supposons qu'on dispose de plusieurs antennes de gain G_0 donné en dBi. Cependant, on souhaite développer une antenne présentant un gain $G_1 > G_0$. Compte tenu de la propriété précédente, on peut mettre les antennes à gain G_0 en réseau. Dans la direction du lobe principal du réseau, le gain sera plus grand que G_0 et dépendra du nombre d'antenne. A chaque fois qu'on doublera le nombre d'antenne, on doublera le gain dans cette direction (on augmentera de 3 dB le gain). Par exemple, si $G_0 = 6$ dBi et qu'on souhaite obtenir $G_1 = 12$ dB. Il faut augmenter le gain de 6 dB, c'est-à-dire disposer 4 antennes de gain G_0 dans le réseau.

La figure 56 présente un exemple de tracé du facteur de réseau en fonction de l'angle d'élévation pour un réseau de 8 antennes colinéaires séparées de $d = \lambda$, et sans déphasage entre les excitations ($\Phi = 0^\circ$). On pose $A_0 = 1$. 3 maximum apparaissent pour $m = -1, 0$ et 1 . La valeur maximale prise par le facteur de réseau est de $8A_0$. Un lobe primaire apparaît pour $m = 0$ ($\psi = 0$) c'est-à-dire une élévation $\alpha = 90^\circ$ (rayonnement transversal). Deux lobes secondaires apparaissent pour $m = +/-1$ ($\psi = +/-2\pi$) c'est-à-dire des élévations $\alpha = 0/180^\circ$ (rayonnement longitudinal).

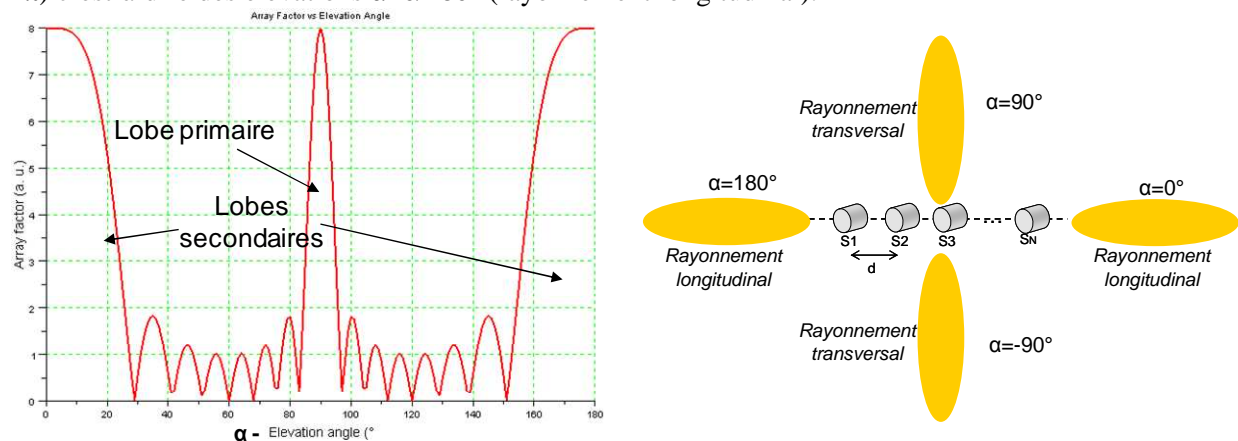


Figure 56 – Facteur de réseau pour un réseau composé de 8 antennes colinéaires ($d = \lambda$ et $\Phi = 0^\circ$)

4. Effet de la phase de l'excitation

Dans le tracé du facteur de réseau présenté à la figure 57, nous n'avons pas introduit de déphasage entre les excitations transmises à chaque élément rayonnant. Elles sont donc toutes en phase ($\Phi=0^\circ$). Dans ce cas, le rayonnement/gain est maximal dans la direction normale de l'alignement ou direction transversale ($m=0$ et $\alpha_0 = 90^\circ$), mais aussi dans la direction longitudinale de l'alignement ($\alpha = 0^\circ$ et 180°) qui correspondent à des lobes secondaires non désirés.

Cependant, d'après les équations 109 et 111, le terme d'incrément de phase ajouté à chaque source va modifier le terme de phase Ψ ainsi que la direction α_0 du lobe principal. En effet, le facteur de réseau est maximal pour $\Psi = \phi + \beta d \cos \alpha = m \cdot \pi$, $m \geq 0$. En présence d'un déphasage entre sources Φ , la direction du lobe principal est donnée par l'équation suivante.

$$m = 0 \Rightarrow \phi + \beta d \cos \alpha = 0$$

$$\Rightarrow \cos \alpha_0 = -\frac{\phi}{\beta d} = -\frac{\phi \lambda}{2\pi d} \quad \text{Équation 112}$$

D'après la relation précédente, la direction du lobe principale s'éloigne de la direction normale de l'alignement au fur et à mesure que le déphasage Φ grandit. Il apparaît aussi que le lobe principal (ainsi que les lobes secondaires) s'incline du côté où les phases retardent. Cette propriété est intéressante. En effet, en contrôlant le déphasage entre les antennes du réseau, il est possible de contrôler, réajuster l'orientation du faisceau produit par le réseau d'antennes.

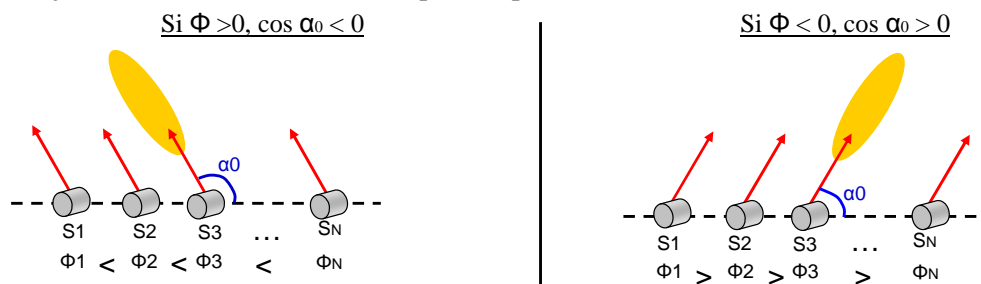


Figure 57 – Effet du déphasage entre les sources sur un réseau d'antennes colinéaires : le lobe principal s'incline du côté où les phases retardent.

5. Réduction des lobes secondaires

Nous avons vu que la mise en réseau d'antennes colinéaires conduisait à créer un lobe principal à fort gain, dont la direction pouvait être modifiée par la phase des excitations de chaque antenne. Malheureusement, des lobes secondaires à fort gain sont aussi générés dans des directions différentes. Ces lobes secondaires réduisent le gain du lobe principal et engendrent des rayonnements parasites dans des directions où l'antenne ne devrait pas rayonner. La question que l'on peut se poser est : quelles sont les conditions qui permettent d'annuler les lobes secondaires ?

Les lobes secondaires correspondent à la condition $\psi = \pm 2\pi$. Soit α_1 la direction des lobes secondaires. Leur direction est donnée par $\phi + \beta d \cos \alpha_1 = \pm 2\pi \Rightarrow \cos \alpha_1 = \frac{\pm 2\pi - \phi}{\beta d} = \frac{\pm 2\pi}{\beta d} + \cos \alpha_0$.

Les lobes secondaires disparaissent si leur direction α_1 est telle que $|\cos(\alpha_1)| > 1$, ce qui donne une condition sur la séparation des antennes (équation 113).

$$|\cos \alpha_1| = \left| \frac{\pm \lambda}{d} + \cos \alpha_0 \right| > 1$$

$$\Rightarrow d < \frac{\lambda}{1 + |\cos \alpha_0|} \quad \text{Équation 113}$$

Cette condition conduit à ne pas espacer les antennes de plus d'une longueur d'onde. Elle tend à rapprocher le plus possible les antennes. Cependant, plus celles-ci sont rapprochées, plus les couplages en champ proche entre antennes sont importants. Or, ceux-ci vont modifier les

caractéristiques de chaque antenne. Il y a donc un compromis sur la distance de séparation à trouver entre annulation des lobes secondaires et réduction des couplages entre antennes.

La figure ci-dessous reprend l'exemple présenté à la figure 59. On souhaite avoir un lobe principal dans la direction $\alpha_0 = 90^\circ$ et annuler les lobes secondaires. Le déphasage entre source est fixé à $\Phi = 0^\circ$ et la séparation entre antennes à $d = 0.8\lambda$. La figure ci-dessous présente le tracé de l'évolution du facteur de réseau en fonction de l'angle d'élévation. Le résultat montre que les lobes secondaires ont été fortement réduits.

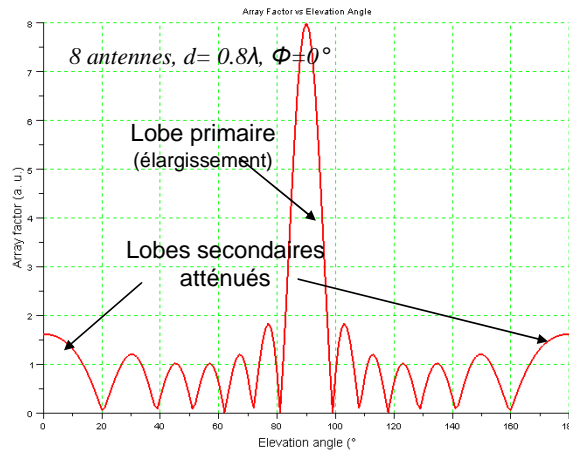


Figure 58 – Facteur de réseau pour un réseau composé de 8 antennes colinéaires ($d = 0.8\lambda$ et $\Phi = 0^\circ$) – réduction des lobes secondaires

6. Antenne Yagi

L'antenne Yagi (ou Yagi-Uda) est une antenne couramment employée pour la réception de la télévision (Fig. 60). Il s'agit d'un exemple de réseau d'antennes formé de N dipôles colinéaires équidistants. Les dipôles sont orientés le long d'un axe qui est pointé vers l'émetteur de télévision. La mise en réseau est à l'origine d'un rayonnement longitudinal.

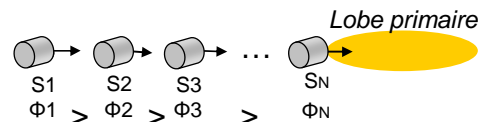
Ce réseau est comparable à celui que l'on vient de traiter. Excepté qu'en l'absence de déphasage entre les excitations de chaque antenne, le rayonnement est transversal. Les dipôles de l'antenne Yagi sont alimentés avec une amplitude constante, mais avec un déphasage constant.



Figure 59 – Antenne Yagi

Le déphasage est choisi pour avoir un rayonnement optimal dans la direction longitudinale ($\alpha_0 = 0^\circ$). La condition sur le déphasage est donnée par l'équation suivante.

$$\phi = -\frac{2\pi d \cos\theta}{\lambda} = -\frac{2\pi d}{\lambda} \quad \text{Équation 114}$$



Généralement un réflecteur est situé à l'arrière du réseau pour réduire l'amplitude des lobes secondaires émis dans la direction longitudinale opposée.

II. Concepts avancés

Les parties suivantes présentent plusieurs innovations récentes basées sur des réseaux d'antennes qui ont été intégrés dans les systèmes de télécommunications sans fil. De plus en plus, les standards de télécommunications intègrent des techniques de diversité spatiale, qui permettent d'optimiser la couverture et la capacité d'un réseau et améliorer la qualité de service d'un utilisateur.

1. Utilisation pour les stations de base

Les réseaux cellulaires sont un exemple de champ d'application où de nombreuses innovations sur les technologies d'antennes sont apparues. Le principe de base repose sur une réutilisation des ressources (fréquences, codes) dans des cellules différentes et adjacentes. Les caractéristiques de l'antenne de la station de base sont essentielles au contrôle de la réutilisation des ressources (fréquences, codes) et à l'optimisation de la capacité de la cellule (dépendante du rapport signal à bruit et donc des interférences entre cellules).

Afin de pouvoir offrir l'ouverture horizontale (*azimuth beamwidth*), vertical (*elevation beamwidth*) et le gain souhaités, les antennes de station de base sont formées d'un réseau vertical d'éléments rayonnants (Fig. 61) monté au dessus d'un plan réflecteur placé en face arrière. Chaque élément rayonnant est conçu pour fournir l'ouverture horizontale désirée, le nombre d'éléments rayonnants est choisi pour fournir le gain et l'ouverture verticale désirée. La figure 60 présente un exemple de montage d'antennes de station de base. Il est à noter que ces antennes sont fortement exposées à des conditions environnementales difficiles (vent, pluie, cyclage thermique) et qu'il est nécessaire de tenir compte de ces paramètres pour garantir que les paramètres de couverture ne varient pas au cours du temps.

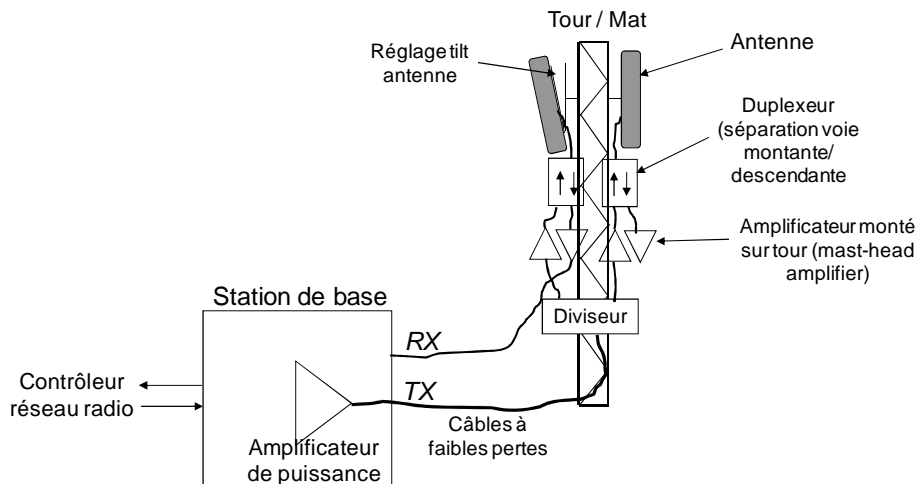


Figure 60 – Montage d'antennes de station de base

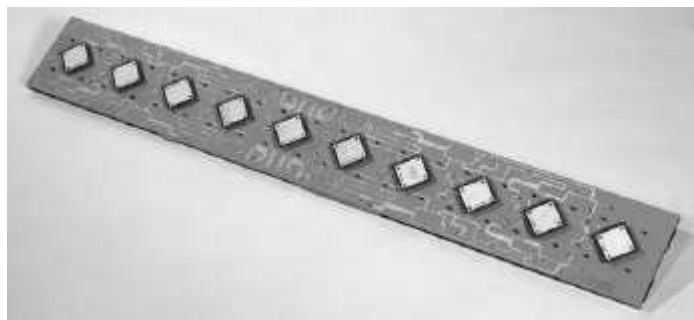


Figure 61 – Réseau d'antennes patch

L'ouverture horizontale dépend du plan de réutilisation des ressources. Ainsi, pour des cellules à 3 secteurs (typiques en environnement urbain), une station de base est formée de 3 antennes espacées de 120° en azimut. L'angle d'ouverture horizontal à 3 dB de chaque antenne est en général de 65° . Les antennes de station de base doivent couvrir le plan horizontal situé à leur pied. Elles présentent donc un angle d'ouverture vertical faible (de 3 à 7°). Il est en effet inutile que le lobe principal soit dirigé vers le ciel. Elles sont généralement placées en hauteur pour éviter les phénomènes de masquage par des obstacles. Cependant, si elles ne sont pas légèrement orientées vers le bas (en d'autres termes, si on ne leur ajoute pas un *tilt*), les utilisateurs placés au pied de la station de base risquent de ne pas être couverts. En outre, cela permet de réduire le niveau d'interférence reçu

par les utilisateurs des cellules adjacentes. L'angle d'élévation (*beamtilt*) doit donc être correctement choisie pour optimiser la couverture d'une cellule et réduire les interférences entre cellules. Celui-ci peut être ajouté mécaniquement en orientant l'antenne, ou électriquement (*Remote Electrical Tilt RET*) en modifiant les phases des excitations des éléments rayonnants de l'antenne. Cette dernière technique est particulièrement intéressante car elle permet un contrôle en temps réel de la capacité de chaque cellule. Si à un instant une cellule se trouve surchargée alors que le trafic reste faible sur une cellule adjacente, les tilts de chaque cellule peuvent être réajustés pour accroître la couverture de cette seconde cellule et rééquilibrer le trafic. Depuis l'introduction des réseaux 2G, le RET est utilisé massivement dans les réseaux cellulaires.

2. Beamforming

Le RET présenté précédemment est un premier pas vers des antennes "intelligentes". Le contrôle du tilt peut aussi être étendu au contrôle de l'azimut du lobe principal ou de l'ouverture horizontale de l'antenne (*Remote Azimuth Steering RAS* et *Remote Azimuth Beamwidth control RAB*). Cela permettrait de « focaliser » le lobe principal de l'antenne vers le signal reçu désiré et d'améliorer le rapport signal sur interférences. Cette modification du diagramme de rayonnement basée sur le contrôle d'un réseau d'antennes est appelée de manière générale *Beamforming*. Le *beamforming* s'apparente à un filtrage spatial, où le signal provenant d'une direction donnée est capté alors que ceux provenant d'autres directions sont rejetés. Le filtrage étant contrôlé par la direction du lobe principal à fort gain. La technique la plus simple et la moins coûteuse pour faire du *beamforming* est de synthétiser plusieurs réseaux présentant des lobes principaux dans des directions différentes, puis de sélectionner un des faisceaux produit par un des réseaux.

3. Antennes intelligentes

Les antennes intelligentes sont basées sur un *beamforming* adaptatif. L'idée est d'utiliser un réseau d'antennes et de modifier en temps réel les conditions d'excitation de chaque élément rayonnant pour modifier le diagramme de rayonnement et s'adapter à un environnement changeant. Ce contrôle étant basé sur du traitement de signal très « gourmand » en temps de calcul et bien que les recherches et les innovations dans ce domaine soient nombreuses, ce type de technique n'est pas encore largement adopté dans les réseaux cellulaires et les standards de télécommunication. Mais la pression pour réduire les coûts, les contraintes de plus en plus fortes sur la capacité, la couverture, les débits, le nombre de systèmes existants sur des fréquences différentes, augmentent le coût de développement des antennes et rendent l'introduction des antennes intelligentes de plus en plus intéressante pour les opérateurs.

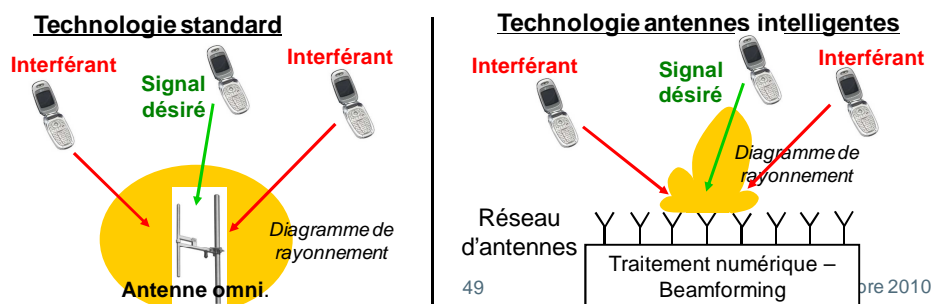


Figure 62 – Beamforming et antennes intelligentes

Références

[ANFR]	« Guide Technique – Modélisation des Sites Radioélectriques et des Périmètres de Sécurité pour le Public », version 2, 22 février 2008, ANFR, www.anfr.fr
[Boyer]	A. Boyer, Cours de Canaux de Transmission Bruités, disponible en ligne sur http://lesia.insa-toulouse.fr/~a_boyer/enseignements-alex.htm
[Brzeska]	M. Brzeska, G. A. Chakam, « Modelling of the coverage range for modern vehicle access systems at low frequencies », 37 th European Microwave Conference, October 2007, Munich, Germany
[Chen]	Z. N. Chen, K. M. Luk, « Antennas for Base Stations in Wireless Communications », MacGraw Hill, 2009, 978-0-07-161289-0
[Ciais]	P. Ciais, R. Staraj, G. Kossiavas, C. Luxey, « Design of an Internal Quad-Band Antenna for Mobile Phones », IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 14, no 4, p. 148-150, April. 2004.
[Combes]	P. F. Combes, « Micro-ondes tome II – Circuits passifs, propagation, antennes », Dunod, 1997, 2-10-002753-0
[Dobkin]	D. M. Dobkin, « The RF in RFID – Passive UHF RFID in Practice », Newness, 2008, 978-0-7506-8209-1
[Godara]	L. C. Godara, « Handbook of Antennas in Wireless Communications », CRC Press, 2001, 978-0849301247
[Hill]	D. A. Hill, « Electromagnetic Fields in Cavities – Deterministic and Statistical Theories », Wiley, 2009, 978-0-470-46950-5
[Lee]	W. C. Y. Lee, « Mobile Communications Design Fundamentals », 1993, Wiley
[Lo]	Y. T. Lo, S. W. Lee, « Antenna Handbook – Volume II – Antenna Theory », Van Nostrand Reinhold, 1993, 0-442-01593-3
[Luxey]	C. Luxey, R. Staraj, G. Kossiavas, A. Papiernik, « Antennes Imprimées – Bases et Principes », Techniques de l'ingénieur, n° E3310
[Sainati]	R. A. Sainati, « CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications », Artech House, 1996, 0-89006-562-4
[Scholz]	P. Scholz, Basic Antennas Principles for Mobile Communications, Kathrein, http://www.kathrein.pl/down/BasicAntenna.pdf
[Siwiak]	K. Siwiak, Y. Bahreini, « Radiowave Propagation and Antennas for Personal Communications – 3 rd Edition », Artech House, 2007, 978-1-59693-073-5
[Sizun]	H. Sizun, « Propagation des Ondes Radioélectriques des Réseaux Terrestres », Techniques de l'ingénieur, n° E1162
[Waterhouse]	R. Waterhouse, « Printed antennas for Wireless Communications », Wiley, 2007, 978-0-470

Annexe A – Rappel sur les unités

Le passage en dB correspond au rapport d'une grandeur (puissance, tension ...) avec une grandeur de référence, placé sur une échelle logarithmique. Dans le cas où il s'agit d'un rapport entre une puissance P_1 et une puissance de référence P_0 , on utilise l'équation 115. Dans le cas où il s'agit d'un rapport entre une tension V_1 et une tension de référence V_0 , on utilise l'équation 116.

$$X(dB) = 10 \log(x) = 10 \log\left(\frac{P_1}{P_0}\right) \quad \text{Équation 115}$$

$$X(dB) = 20 \log(x) = 20 \log\left(\frac{V_1}{V_0}\right) \quad \text{Équation 116}$$

L'intérêt d'une représentation logarithmique réside dans la possibilité d'additionner les affaiblissements et les gains au lieu de multiplier les rapports de puissance. De plus, elle permet de représenter une très grande dynamique au niveau des amplitudes.

En pratique, on indique parfois l'unité des grandeurs du rapport. Il n'est pas rare de trouver des dBV, des dBmW, des dBV/m ... Il s'agit toujours de nombres sans unité, mais correspondant à un rapport entre 2 grandeurs exprimées dans l'unité qui est ajoutée au dB. Par exemple, les équations 80 et 81 donnent les formules de calcul de rapports exprimés en dBV et dBW.

$$V(dBV) = 20 \times \log\left(\frac{V}{1V}\right) \quad \text{Équation 117}$$

$$P(dBW) = 10 \times \log\left(\frac{P}{1W}\right) \quad \text{Équation 118}$$

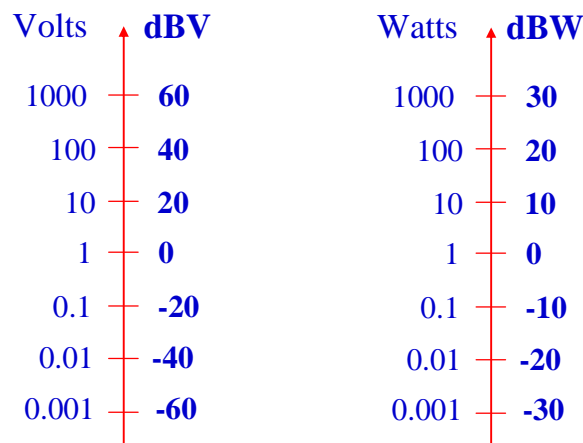


Figure 63 – Conversion V-dBV et W-dBW

En télécommunications, les signaux reçus sont en général très faibles et les microvolts (μV) et milliwatts (mW) sont les unités les plus courantes. Il est courant de rencontrer des rapports exprimés en $dB\mu V$ et dBmW ou dBm (équations 119 et 120).

$$V(\text{dB}\mu\text{V}) = 20 \times \log\left(\frac{V(\mu\text{V})}{1\mu\text{V}}\right)$$

Équation 119

$$V(\text{dB}\mu\text{V}) = 20 \times \log\left(\frac{V(\text{V})}{10^{-6}\text{V}}\right) = 20 \log(V(\text{V})) + 120 = V(\text{dBV}) + 120$$

$$P(\text{dBm}) = 10 \times \log\left(\frac{P(\text{mW})}{1\text{mW}}\right)$$

Équation 120

$$P(\text{dBm}) = 10 \times \log\left(\frac{P(\text{W})}{10^{-3}\text{W}}\right) = 10 \log(P(\text{W})) + 30 = P(\text{dBW}) + 30$$

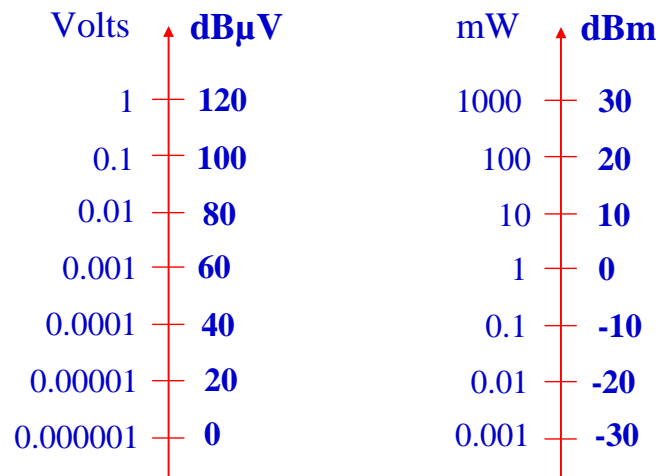


Figure 64 – Conversion V-dBμV et W-dBmW

Annexe B – Champ proche et champ lointain

On distingue deux régions autour d'une antenne : une zone proche appelée zone de champ proche ou zone réactive à proximité de l'antenne, et une zone de champ lointain ou zone radiative qui s'étend à l'infini. En champ proche, on ne peut pas parler de rayonnement électromagnétique, puisqu'une partie importante de l'énergie électrique et magnétique n'est pas liée à une onde électromagnétique qui se propage. En champ lointain, la partie radiative de l'énergie de l'antenne est prédominante et on peut parler d'une onde électromagnétique sphérique qui se propage.

La limite entre zone de champ proche et zone de champ lointain est un peu floue et dépend de la fréquence et des dimensions de l'antenne. On peut considérer qu'on est en zone de champ lointain lorsque la plus grande dimension D de l'antenne est petite devant la distance séparant l'antenne du point d'observation. En d'autre terme, il est difficile de différencier les contributions de chaque partie élémentaire de l'antenne au champ produit au point d'observation. On définit la limite entre zone de champ proche et champ lointain par les 2 critères suivants :

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad \text{Équation 121}$$

$$R > 10.D \quad \text{Équation 122}$$

Il est important de noter que lorsqu'une antenne est placée dans la zone de champ proche d'une autre antenne, un fort couplage existe entre les deux antennes (couplage électrique, assimilable à une capacité) ou magnétique (assimilable à une inductance mutuelle) qui va contribuer à fortement modifier les propriétés de chaque antenne (impédance, diagramme de rayonnement, fréquence de résonance). De même, tout objet métallique placé à proximité de l'antenne va modifier ses propriétés (par exemple le mat d'installation d'une antenne). Lors d'une installation d'antenne, il est important d'évaluer cette modification.

Annexe C – Effet sur le corps humain

La proximité d'un récepteur mobile à proximité d'un corps humain pose 2 problèmes. D'abord, le corps humain a une influence sur le diagramme de rayonnement de l'antenne de réception :

- Baisse de l'efficacité des antennes (réduction de 15 – 29 % pour un dipôle à 840 MHz, 60 – 62 % pour une boucle à 152 MHz).
- Le corps humain présente une résonance à une onde polarisée verticalement pour des fréquences comprises entre 30 et 70 MHz.

Ensuite, les rayonnements électromagnétiques non ionisants peuvent avoir un effet biologique. Ceux-ci peuvent être absorbés plus ou moins efficacement par le corps humain et induire un échauffement. Le corps humain peut être modélisé au premier ordre par un cylindre parcouru par des courants en surface, à l'intérieur d'une épaisseur δ appelée épaisseur de peau :

$$\delta_s = \left[\frac{\beta^2}{2} \left(\sqrt{\epsilon_r^2 + \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}} \right) - \epsilon_r \right]^{-1/2} \quad \text{Équation 123}$$

ϵ est la constante diélectrique du corps humain égale à 64 à 100 MHz, et 43 à 1.6 GHz. Sa conductivité électrique σ est égale à = 0.45 S/m à 100 MHz, et 1.07 à 1.6 GHz. On caractérise la capacité du corps à absorber de l'énergie par la grandeur suivante Specific Absorption Rate (SAR). Il s'agit du rapport entre la quantité d'énergie dW absorbée par un élément de masse dm contenu dans un volume élémentaire dV . E_{rms} est la valeur efficace du champ électrique absorbé et ρ est la masse volumique du tissu absorbant.

$$SAR (W / kg) = \frac{d}{dt} \frac{dW}{dm} = \frac{d}{dt} \frac{dW}{\rho dV} = \frac{\sigma E_{rms}^2}{\rho} \quad \text{Équation 124}$$

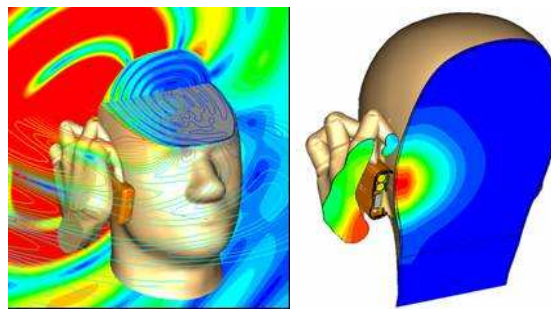


Figure 65 – Simulation du champ électrique à proximité d'une personne utilisant un téléphone mobile
[source : CST]

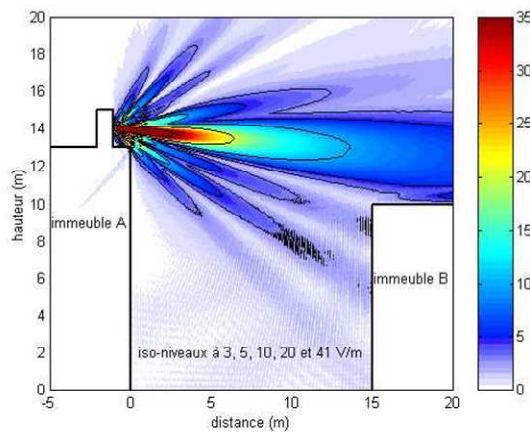
Afin de protéger les personnes à proximité d'antennes radio, des standards régulent les valeurs maximales de champs électromagnétiques radiofréquences auxquels les personnes peuvent être exposées. De nombreux standards existent. Les standards européens (directive 1999/5/EC) définissent des recommandations sur la bande 10 MHz – 300 GHz, en se basant sur un SAR < 0.08 W/kg pour un corps entier [ANFR].

Fréquence (MHz)	Champ électrique (V/m)	Champ magnétique (A/m)	Densité de puissance (W/m ²)
10 - 400	28	0.073	2
400 - 2000	$1.375 \times f^{1/2}$	$0.0037 \times f^{1/2}$	$f/200$
2000 - 300000	61	0.16	10

Applications	Champ électrique (V/m)	Champ magnétique (A/m)	Densité de puissance (W/m ²)
Radio FM	28	0.073	2
TV bande II (470 – 862 MHz)	29 - 40	0.08 – 0.1	2.3 – 4.3
GSM 900 - 1800	41 - 58	0.1 – 0.15	4.5 – 9
Wimax (3.5 GHz)	61	0.16	10

Prenons l'exemple des antennes de station de base. Un périmètre de sécurité doit être respecté autour des stations de base fixes. Il convient de s'assurer qu'en dehors du périmètre de sécurité :

$$\sum_{10\text{MHz}}^{300\text{GHz}} \left(\frac{E_i}{E_{i \text{ limite}}} \right)^2 \leq 1 \quad \text{Équation 125}$$



- ✓ P=43 dBm (fort)
- ✓ Gain : 15.5 dBi
- ✓ Tilt = 5°
- ✓ Champ < 3 V/m dans les zones publics.

Figure 66 – Champ électrique autour d'une station de base GSM en terrasse d'immeuble (source : www.anfr.fr)

Travaux Dirigés

1. UNITE

Réalisez les conversions suivantes :

- $P = 20 \text{ dBm} \rightarrow 0.1 \text{ W}$
- $V = 20 \text{ mV} \rightarrow 86 \text{ dB}\mu\text{V}$
- $G = 7 \text{ dB} \rightarrow 7 \text{ dBi et } 4.85 \text{ dBd}$
- $L_p = -3 \text{ dB} \rightarrow 0.5$ (perte de propagation exprimée en rapport de puissance sortante sur puissance entrante)

2. DIAGRAMME DE RAYONNEMENT

Le diagramme de rayonnement d'une antenne a été mesuré dans les plans E et H. Il est présenté ci-dessous.

1. Est-ce une antenne omnidirectionnelle ? Pour quelle application pourrait-on utiliser cette antenne ?

Non puisque le gain varie avec la direction. Une antenne omnidirectionnelle est adaptée à une couverture de tout l'espace environnant, une antenne à fort gain (très directionnelle) est plutôt dédiée à une liaison point à point ou une couverture d'un secteur donnée de l'espace.

3. Quelle est la valeur du gain et de l'angle d'ouverture à 3 dB ?

La courbe de l'énoncé donne le gain en fonction de la direction dans l'espace. Cependant, on définit traditionnellement le gain comme le gain obtenu dans la direction de rayonnement maximal de l'antenne, soit la valeur max de gain. Ici : environ 17 dB(i).

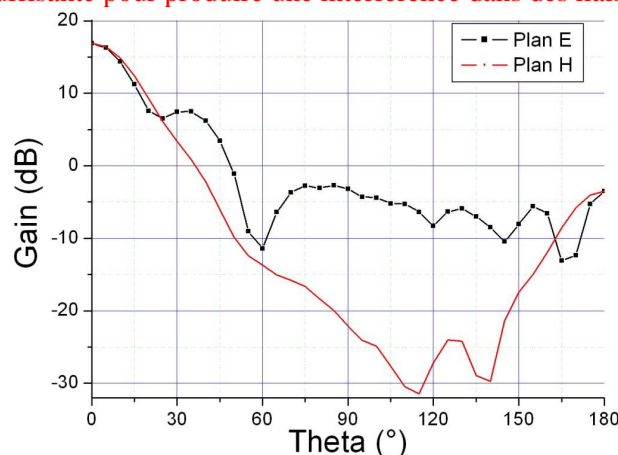
Angle d'ouverture à 3 dB dans le plan E est environ égal à celui dans le plan H. Il vaut environ 24° ($2 * 12^\circ$). En effet, les angles theta ou phi sont données entre 0 et 180° et pas entre 0 et 360° car l'antenne présente une symétrie).

4. Quelle est la valeur du rapport entre le lobe principal et le premier lobe secondaire ?

Dans le plan E, on voit que la puissance rayonnée est concentrée dans un lobe principal (centrée autour de 0°), puis de lobes secondaires dans le plan E (autour de 30°). Le rapport de gain et donc de puissance rayonnée est d'environ 10 dB. Cela est peut être gênant car une fraction non négligeable de puissance est rayonnée en dehors du lobe principal.

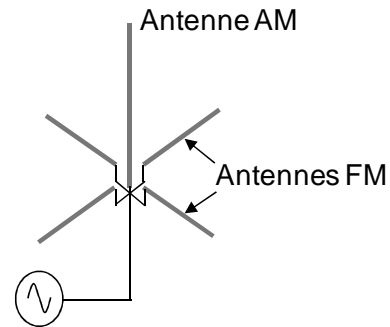
5. Quelle est la valeur du rapport *Front-to-Back Ratio* ?

L'antenne rayonne une grande partie de la puissance dans le lobe principal. Cependant, une faible puissance est quand même rayonnée dans la direction opposée. Le rapport appelé *Front-to-Back Ratio* correspond au rapport entre la puissance rayonnée dans le lobe principal divisée par celle rayonnée dans la direction opposée. Ici, ce rapport vaut : $17 \text{ dB} - (-3.5 \text{ dB}) = 20.5 \text{ dB}$. 1/100 de la puissance rayonnée dans la direction principale est rayonnée dans la direction opposée. Cette puissance est peut être suffisante pour produire une interférence dans des liaisons hertziennes voisines.



3. ANTENNE AM - FM

La figure ci-dessous présente une antenne de radiodiffusion pour les bandes AM et FM. L'antenne AM est composée d'une tige verticale de 1m de long. L'antenne FM est composée de 2 dipôles de 1.5 m de long.



1. Une antenne de radiodiffusion doit-elle être omnidirectionnelle ?

Oui car elle doit émettre dans toutes les directions autour d'elles (principalement dans un plan horizontal, pas vers le ciel). Le rayonnement doit donc se faire principalement dans le plan horizontal.

2. Comment qualifier l'antenne AM sur la bande AM ? Tracer qualitativement son diagramme de rayonnement dans les plans horizontaux et verticaux ? Est-ce que les antennes FM influent sur le rayonnement de l'antenne AM ?

L'antenne AM est dédiée à la radiodiffusion sur la bande 100 KHz – 10 MHz. Sur cette bande, la longueur d'onde dans l'air est comprise entre 3 km et 30 m, donc l'antenne AM formée d'une tige de 1 m de long est électriquement courte. Elle peut être modélisée par un dipôle élémentaire. Au premier ordre, on peut la qualifier d'omnidirectionnelle. Cependant, même si elle est omnidirectionnelle dans le plan horizontal, elle ne l'est pas dans le plan vertical. Elle ne rayonne pas dans la direction de la tige. Son angle d'ouverture à 3 dB est = 90 °. Cf Fig. 25 pour un exemple de diagramme de rayonnement d'un dipole électriquement court.

Cependant, la présence des antennes FM a une influence sur l'antenne AM. La présence de ces éléments métalliques va modifier le diagramme de rayonnement de l'antenne AM. Au fréquence de fonctionnement de l'antenne AM, les 4 brins des antennes FM se comporte comme des éléments courts vis-à-vis de λ . On peut les considérer comme des équipotentiels. Ils forment un plan de masse équivalent.

3. Quelles sont les fréquences de résonance des antennes FM ?

Les antennes FM forment 2 dipôles, qui sont demi-ondes lorsque leur longueur = $\frac{1}{2}$ longueur d'onde, donc à la fréquence :

$$L = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}} \Rightarrow f = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \times 1.5 \times 1} = 100 \text{ MHz}$$

4. Déterminer l'expression du champ rayonné par les antennes FM. A quelle condition les antennes FM peuvent produire un rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal ?

On se place en champ lointain (si la distance antenne – point d'observation $R \gg$ la taille des dipôles). On suppose que l'amplitude du courant est quasi-constante le long de l'antenne, et on se place dans le cadre de l'approximation du dipôle élémentaire. Cette approximation n'est évidemment pas vérifiée, mais elle permet de faire un calcul analytique simple donnant une idée du diagramme de rayonnement.

Supposons de plus que les 2 antennes soient alimentées avec 2 sources d'amplitude constante, mais déphasé d'un angle Φ .

Calculons l'expression du champ E_θ dans le plan horizontal de l'antenne (plan où sont inscrites les 2 antennes FM). On peut montrer que $\theta_1 = \theta_2 + 90^\circ$, où θ_1 et θ_2 sont les angles verticaux vues depuis chacune des 2 antennes dipôles.

$$E_{\theta} = E_{dipole1} + E_{dipole2} = j \frac{60\pi}{\lambda R} L.I. \exp\left(-j \frac{2\pi R}{\lambda}\right) [\sin \theta \exp(j\omega t) + \cos \theta \exp(j(\omega t + \Phi))]$$

Le rayonnement produit par chacune des antennes n'est pas omnidirectionnel dans le plan horizontal. Le rayonnement produit par les 2 antennes FM peut être omnidirectionnel dans le plan horizontal si le déphasage $\Phi = 90^\circ$. En effet, l'expression précédente devient :

$$E_{\theta} = E_{dipole1} + E_{dipole2} = j \frac{60\pi}{\lambda R} L.I. \exp\left(-j \frac{2\pi R}{\lambda}\right) [\sin \theta \exp(j\omega t) + \cos \theta \exp(j(\omega t + \pi/2))]$$

$$E_{\theta} = \frac{V_0}{R} \exp(j\omega t) \times (\sin \theta + j \cos \theta)$$

$$|E_{\theta}| = \frac{V_0}{R} \forall \theta$$

Le rayonnement est indépendant de θ dans le plan horizontal.

5. Quelle est la polarisation de l'onde émise par cette antenne ?

La polarisation est la direction du champ électrique produit par une antenne. L'antenne AM est à polarisation rectiligne verticale. Les antennes FM sont à polarisation rectilignes horizontales. Cependant, les polarisations des 2 antennes FM sont orthogonales.

6. Les antennes AM et FM peuvent-elles interférer entre elles ?

Non, puisque leurs polarisations sont orthogonales. Théoriquement, l'antenne AM ne peut pas capter le rayonnement de l'antenne FM et vice et versa. En pratique, il existera quand même un couplage.

4. EXPOSITION AUX CHAMPS RF

Une antenne panneau de gain égal à 18 dBi est placée sur le toit d'un immeuble. Il s'agit d'une antenne tribande GSM 900/1800 – UMTS. La puissance d'émission est limitée à 20 W. Déterminer le périmètre de sécurité face à l'antenne.

En supposant une propagation en espace libre et en champ lointain, on peut déterminer la puissance rayonnée en tout point de l'espace à une distance d de l'antenne d'émission :

$$P_r = \frac{P_e G_e}{\left(4\pi \frac{d}{\lambda}\right)^2}$$

En champ lointain, le champ électrique est relié à la puissance rayonnée par :

$$P_r = E \times H = \frac{E^2}{\eta_0}. \text{ Le champ électrique est donc égal à : } E = \sqrt{\frac{P_e G_e \eta_0}{\left(4\pi \frac{d}{\lambda}\right)^2}}. \text{ Connaissant une limite}$$

d'exposition au champ électrique, la distance minimum de séparation entre l'antenne et un être humain

$$\text{se calcule : } d = \sqrt{\frac{P_e G_e \eta_0}{E \times \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^2}}.$$

Cependant, l'antenne fonctionne sur plusieurs bandes de fréquence simultanément. On doit respecter l'inégalité suivante : $\left(\frac{E_{900}}{E_{900 \text{ limite}}}\right)^2 + \left(\frac{E_{1800}}{E_{1800 \text{ limite}}}\right)^2 + \left(\frac{E_{2100}}{E_{2100 \text{ limite}}}\right)^2 \leq 1$. Le champ E max à 900 MHz = 41 V/m, 58 V/m à 1800 MHz et 61 V/m à 2100 MHz.

Si on suppose que l'antenne rayonne 20 W pour chacune de ces bandes :

$$\begin{cases} E_{900} = \sqrt{\frac{1}{3}} \times E_{900 \text{ limite}} = 23.7 \text{ V/m} \Rightarrow d \geq 3.75 \text{ m} \\ E_{1800} = \sqrt{\frac{1}{3}} \times E_{1800 \text{ limite}} = 33.5 \text{ V/m} \Rightarrow d \geq 1.58 \text{ m} \\ E_{2100} = \sqrt{\frac{1}{3}} \times E_{2100 \text{ limite}} = 35.2 \text{ V/m} \Rightarrow d \geq 1.32 \text{ m} \end{cases}$$

La distance de sécurité entre le public et l'antenne est donc de 3.75 m. En pratique, lorsqu'on parle d'exposition au public, il convient de garantir une exposition bien plus faible que ce que préconisent les normes et il convient d'accroître cette distance. Si on divise par 10 le champ électrique limite, on multiplie par environ 3 la distance de sécurité.

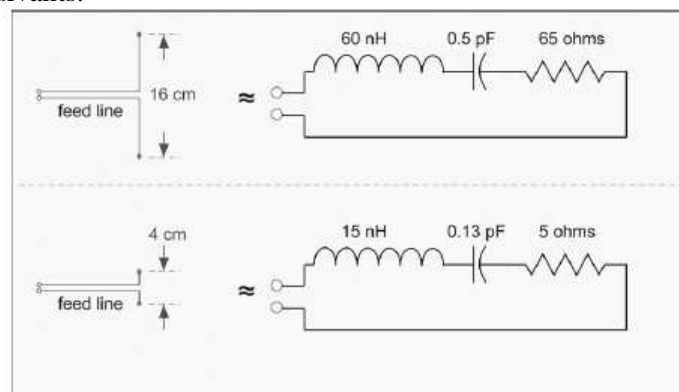
Un lobe secondaire est émis en direction d'un immeuble voisin situé à 20 m, le gain de l'antenne dans cette direction est 20 dB plus faible. Quel est le champ électrique appliqué sur l'immeuble ? Est-ce que le niveau de champ reçu respecte les recommandations d'exposition au champ ?

Le gain est 20 dB plus faible $\rightarrow G = -2 \text{ dBi} = 0.63$. On ne considère que l'émission sur la bande GSM. On suppose que toute la puissance (20 W) est rayonnée. On applique la formule suivante :

$$E = \sqrt{\frac{P_e G_e \eta_0}{\left(4\pi \frac{d}{\lambda}\right)^2}} = \sqrt{\frac{20 \times 0.63 \times 377}{\left(4\pi \frac{20}{0.3}\right)^2}} = 0.1 \text{ V/m}$$

5. ANTENNES DIPOLES

On dispose de 2 antennes dipôles, de 16 cm et 4 cm. Les notes d'application proposent les modèles électriques suivants.



[Dobkin]

1. Calculer la fréquence de résonance du premier dipôle. Quelle est sa bande passante ? Pour quelle application pourriez-vous l'utiliser ?

Il s'agit d'une antenne dipôle qui résonne lorsque sa longueur = $\frac{1}{2}$ longueur d'onde :

$$L = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f_{res}\sqrt{\epsilon_r}} \Rightarrow f_{res} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \times 0.16 \times 1} = 938 \text{ MHz}$$

On peut aussi faire le calcul à partir du modèle électrique équivalent, qui s'apparente à un filtre RLC série. La fréquence de résonance est de :

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{60 \cdot 10^{-9} \times 0.5 \cdot 10^{-12}}} = 919 \text{ MHz}$$

La bande passante peut se calculer à partir du modèle électrique RLC, à l'aide du facteur de qualité :

$$Q = \frac{f_{Res}}{BW} \text{ et } \frac{1}{Q} = \frac{R_{ant}}{2\pi f_{Res} \cdot L_{ant}}$$

$$BW = \frac{R_{ant}}{2\pi f_{Res} L_{ant}} = 172 \text{ MHz}$$

Il s'agit d'une antenne large bande accordée sur 920 MHz. Sa bande est suffisamment large pour couvrir l'ensemble de la bande GSM.

2. Est-ce que l'antenne 2 peut fonctionner à la même fréquence que l'antenne 1 ?

Non, puisqu'elle est plus courte (4 fois plus faible), sa fréquence de résonance est plus grande (4 fois plus grande). Celle-ci vaut : 3.75 GHz.

3. Pourquoi la valeur de la résistance de l'antenne 2 est aussi faible ?

Comparons les modèles électriques des antennes 1 et 2. L'antenne 2 est 4 fois plus courte que l'antenne 1 donc l'inductance et la capacité équivalente de l'antenne 2 sont 4 fois plus faibles que celles de l'antenne 1. Ce qui induit une fréquence de résonance LC 4 fois plus grande. Cependant, la résistance équivalente de l'antenne 2 est quasiment 16 fois plus petite que celle de l'antenne 1.

En effet, la longueur effective de rayonnement a été divisée par 4, donc le champ électrique et le champ magnétique rayonnés ont été divisé par 4. Cependant, la puissance rayonnée est divisée par 16 ($P = E \cdot H$!). La résistance du modèle correspond au résistance de pertes (ohmiques) et à la résistance de rayonnement R_r : $P_r = R_r \cdot I^2$, où I est le courant dans l'antenne. Il est donc normal que la résistance de rayonnement ait été divisée par 4.

4. Quelle solution proposez-vous pour faire résonner l'antenne 2 à la même fréquence que l'antenne 1 ?

Il faut réduire la fréquence de résonance de l'antenne 2, par exemple en ajoutant une inductance série de 45 nH en entrée de l'antenne.

5. Est-ce que les 2 antennes présentent les mêmes bandes passantes ?

Non, même si on modifie la fréquence de résonance de l'antenne 2, car les résistances de rayonnement sont différentes. La bande passante est liée au facteur de qualité, inversement proportionnel à la résistance. Comme la résistance de l'antenne 2 est 16 fois plus grande que celle de l'antenne 1, son facteur de qualité est 16 fois plus important, mais sa bande passante 16 fois plus faible. La bande passante de l'antenne 2 est de 11 MHz environ, ce qui est insuffisant pour couvrir l'ensemble de la bande GSM. L'antenne 2 est trop sélective en fréquence.

Remarque : l'antenne 2 a cependant une dimension plus petite, ce qui est un avantage lorsqu'on réfléchit à l'intégration des antennes.

6. ANTENNE DE MESURE

On souhaite mesurer le champ électrique à 900 MHz en utilisant un dipôle demi-onde.

1. Quelle longueur donneriez-vous au dipôle ? Quelle est sa surface équivalente ?

Il vaut mieux l'utiliser autour de sa fréquence de résonance (dipôle demi-onde) :

$$L = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f_{res}\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3.10^8}{2 \times 9.10^8 \times 1} = 16.7 \text{ cm}$$

On se place en conditions champ lointain. A la fréquence de résonance, la surface équivalente de l'antenne est :

$$S_{eq} = \frac{G\lambda^2}{4\pi} = \frac{1.64 \times 0.33^2}{4\pi} = 0.0145 \text{ m}^2$$

Ce chiffre correspond à la surface sur laquelle la puissance de l'onde interceptée est égale à la puissance captée par l'antenne.

2. Calculer la valeur théorique de son facteur d'antenne ?

On suppose que la résistance d'entrée du récepteur connectée à l'antenne est égale à 50 ohms.

$$AF = 20 \times \log\left(\frac{E}{V}\right) = 20 \times \log\left(\frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{4\pi\eta_0}{G.R_R}}\right) = 20 \times \log\left(\frac{1}{0.3} \sqrt{\frac{4\pi \times 377}{1.64 \times 50}}\right) = 28 \text{ dBm}^{-1}$$

Si l'antenne capte un champ incident = 28 dBV/m = 25 V/m, on mesure une tension de 1 V aux bornes du récepteur.

3. Après caractérisation de cette antenne, on obtient les données suivantes :

- efficacité = 95 %
- VSWR = 1.2 : 1

La mesure sur une charge 50 ohms donne une puissance de -40 dBm. Quelle est la valeur du champ électrique incident ?

Le récepteur mesure une puissance $P_r = -40 \text{ dBm} = 0.1 \mu\text{W}$. Cette puissance n'est pas tout à fait égale à la puissance rayonnée transportée par l'onde incidente, car l'antenne présente des pertes.

L'efficacité est liée aux pertes ohmiques de l'antenne. Une efficacité de 95 % signifie que 5 % de la puissance induite par le rayonnement P_{rad} est perdue en dissipation thermique. En appelant P_A la puissance électrique en sortie de l'antenne :

$$\eta = \frac{P_A}{P_{Rad}} = 0.95$$

Le VSWR est lié aux pertes par désadaptation. Il est lié au coefficient de réflexion Γ en sortie de l'antenne (en entrée du récepteur).

$$VSWR = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \Leftrightarrow \Gamma = \frac{VSWR-1}{VSWR+1} = 0.091$$

La puissance reçue P_r par le récepteur s'exprime en fonction de la puissance en sortie de l'antenne :

$$P_A = P_R (1 - |\Gamma|^2)$$

La puissance induite par le couplage de l'onde incidente sur l'antenne de réception est donc de :

$$P_{Rad} = \frac{P_R}{\eta(1-|\Gamma|^2)} = \frac{1 \times 10^{-7}}{0.95 \times (1-0.091^2)} = 1.06 \times 10^{-7} \text{ W} = -39.75 \text{ dBm}$$

Le rapport entre la puissance mesurée par le récepteur et la puissance électrique couplée n'est que de 0.25 dB. Il suffit d'ajouter 0.25 dB (ou multiplier par 1.06) la puissance reçue pour en déduire la puissance qu'on recevrait si l'antenne ne présentait aucune pertes.

Sachant que le récepteur est équivalent à une résistance 50 ohms en entrée, la tension en entrée du récepteur est de :

$$V_R = \sqrt{P_{Rad} \times R_R} = 2.3 \text{ mV} = -52.75 \text{ dBV}$$

En utilisant la notion de facteur d'antenne, on peut en déduire le champ électrique incident :

$$E = AF + V_R = 28 - 52.75 = -24.75 \text{ dBV} / m = 57.8 \text{ mV} / m$$

4. Quelle est la valeur minimale de champ électrique qui peut être mesurée ?

La sensibilité est liée à celle du récepteur. Si on considère que le seuil de bruit est lié au bruit produit par l'antenne, on trouve :

$$N_{ant} = 10 \log(kTB)$$

Le bruit va dépendre de la température de l'antenne (vers quoi elle est pointée) et la bande passante du récepteur. On pourra mesurer un champ électrique si la puissance mesurée par le récepteur est supérieure à ce seuil de bruit : $P_R = N_{ant}$. La valeur minimale du champ électrique mesurable est donc de :

$$E_{min} = AF + 20 \log \left(\sqrt{R_R \frac{N_{ant}}{\eta(1-|\Gamma|^2)}} \right) = AF + 20 \log \left(\sqrt{R_R \frac{kTB}{\eta(1-|\Gamma|^2)}} \right)$$

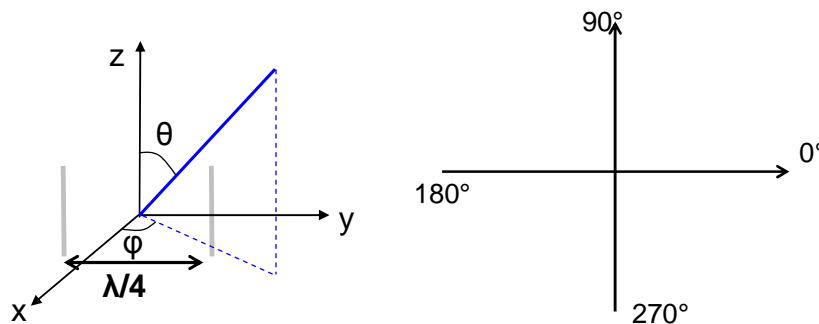
En prenant $B = 10 \text{ KHz}$ et $T = 200 \text{ K}$, on trouve : $E_{min} = -120.3 \text{ dBV/m} = 0.96 \text{ } \mu\text{V/m}$.

Cette estimation ne prend pas en compte le bruit introduit par le récepteur lui-même, ni une contrainte sur le rapport signal à bruit minimal permettant de garantir une mesure de qualité.

7. RESEAUX DE DEUX ANTENNES DIPOLES

Soit 2 dipôles électriquement petits séparés par une longueur de $\lambda/4$. Tracer qualitativement le diagramme de rayonnement dans le plan horizontal pour les 2 cas suivants :

1. excitation : même amplitude V_0 , pas de déphasage.
2. excitation : même amplitude V_0 , déphasage de 90° .



Le but de cette exercice est d'étudier comment le rayonnement provenant de différentes antennes se combinent en champ lointain. Les ondes issues des différentes antennes interfèrent entre elles et, selon leur amplitude et phase respective, ces interférences peuvent être constructives ou destructives.

Ce principe est exploité dans le cadre des réseaux d'antennes. N antennes sont placées et alimentées judicieusement afin qu'une interférence constructive entre les ondes issues des N antennes se produise dans une direction privilégiée de l'espace, et destructive ailleurs.

Dans cette exercice, nous étudions un réseau de 2 antennes, sans passer par le formalisme mathématique développé dans le cours.

Les dipôles sont omnidirectionnels dans le plan horizontal. On suppose qu'ils sont suffisamment éloignés pour négliger les interactions entre les antennes, qui modifieraient leur diagramme de rayonnement. Autrement dit, on suppose que les 2 dipôles rayonnent comme s'ils étaient isolés.

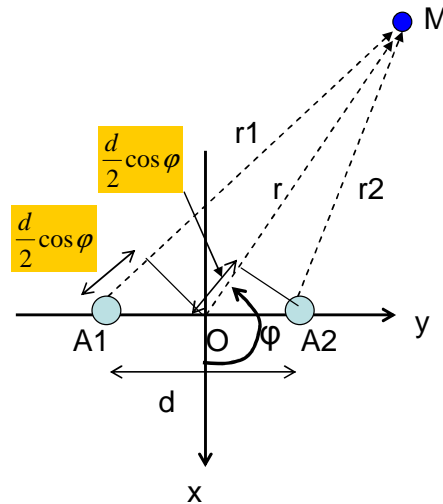
Comme les dipôles sont électriquement courts, l'expression du champ électrique en champ lointain peut s'écrire :

$$\vec{E}_\theta = j \frac{60\pi}{\lambda r} L.I. \sin \theta \exp \left(-j \frac{2\pi r}{\lambda} \right) = E_0 \sin \theta \frac{e^{-j\beta r}}{r}$$

On note E_0 l'amplitude du champ lointain, dépendante uniquement de la taille L de l'antenne et du courant d'excitation. On ne s'intéresse qu'au rayonnement dans le plan horizontal (pour $\theta = 90^\circ$).

Plaçons-nous dans le cas général de 2 antennes de type dipôle élémentaire alignées le long de l'axe y et séparées par une distance d et déterminons le rayonnement en champ lointain dans le plan horizontal.

En champ lointain les distances r_1 et $r_2 \approx r$ et les angles φ_1 et $\varphi_2 \approx \varphi$. Dire que $r_1 = r_2 = r$ est une approximation valable si on s'intéresse qu'à l'atténuation du champ avec la distance. Cependant, en faisant cette approximation, on fait disparaître la différence de phase entre les ondes issues de chacune des 2 antennes. En effet, si la séparation entre les 2 antennes n'est pas négligeable par rapport à la longueur d'onde, alors un déphasage peut apparaître entre les 2 ondes. Ce déphasage est lié au parcours supplémentaire de $d \cos \varphi$ que doit accomplir une des ondes par rapport à l'autre.



Dans le problème, les excitations des 2 antennes sont identiques en amplitude, pas forcément en phase. En notant Φ la différence de phase entre les excitations des 2 antennes, on peut calculer le champ électrique produit par les 2 antennes en champ lointain dans le plan horizontal :

$$E_{tot} = E_1 + E_2 = \frac{E_0}{r_1} \exp(-j\beta r_1) \exp\left(j\frac{\Phi}{2}\right) + \frac{E_0}{r_2} \exp(-j\beta r_2) \exp\left(-j\frac{\Phi}{2}\right)$$

$$E_{tot} \approx \frac{E_0}{r} \exp\left(-j\beta\left(r + \frac{d}{2} \cos \varphi\right)\right) \exp\left(j\frac{\Phi}{2}\right) + \frac{E_0}{r} \exp\left(-j\beta\left(r - \frac{d}{2} \cos \varphi\right)\right) \exp\left(-j\frac{\Phi}{2}\right)$$

$$E_{tot} = \frac{E_0}{r} \exp(-j\beta r) \times \left(\exp\left(-j\beta \frac{d}{2} \cos \varphi\right) \exp\left(j\frac{\Phi}{2}\right) + \exp\left(j\beta \frac{d}{2} \cos \varphi\right) \exp\left(-j\frac{\Phi}{2}\right) \right)$$

$$E_{tot} = \frac{E_0}{r} \exp(-j\beta r) \times \cos\left(\beta \frac{d}{2} \cos \varphi - \frac{\Phi}{2}\right)$$

Plaçons-nous dans le cas n°1 : les antennes sont alimentées en phase ($\Phi = 0^\circ$) et les antennes sont séparées d'une distance $d = \lambda/4$. L'expression précédente se simplifie :

$$E_{tot} = \frac{2E_0}{r} \exp(-j\beta r) \times \cos\left(\beta \frac{d}{2} \cos \varphi\right)$$

Le terme dans le cosinus correspond à l'effet du déphasage entre les ondes issues des 2 antennes, et ce déphasage dépend de la distance, de la longueur d'onde et de la direction φ dans le plan horizontal.

Dans le cas où $d = \lambda/4$, on trouve : $\beta \frac{d}{2} \cos \varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2 \times 4} \cos \varphi = \frac{\pi}{4} \cos \varphi$. L'expression du champ électrique d'écrit :

$$E_{tot} = \frac{2E_0}{r} \exp(-j\beta r) \times \cos\left(\frac{\pi}{4} \cos \varphi\right)$$

L'expression indique une périodicité en fonction de φ . L'angle $\frac{\pi}{4} \cos \varphi$ varie entre $-\pi/4$ et $+\pi/4$ en fonction de φ . Pour $\varphi = \pi/2$ ou $3\pi/2$, E_{tot} est maximal = $E_{tot} = \frac{2E_0}{r} \exp(-j\beta r)$, soit 2 fois le rayonnement produit par une seule antenne. On est dans le cas d'une interférence constructive maximale. Pour $\varphi = 0$ ou π , E_{tot} est minimal = $E_{tot} = \frac{\sqrt{2}E_0}{r} \exp(-j\beta r)$. On est dans le cas d'une interférence constructive moins efficace. Quelque soit l'angle φ , on a une interférence constructive, mais plus ou moins efficace.

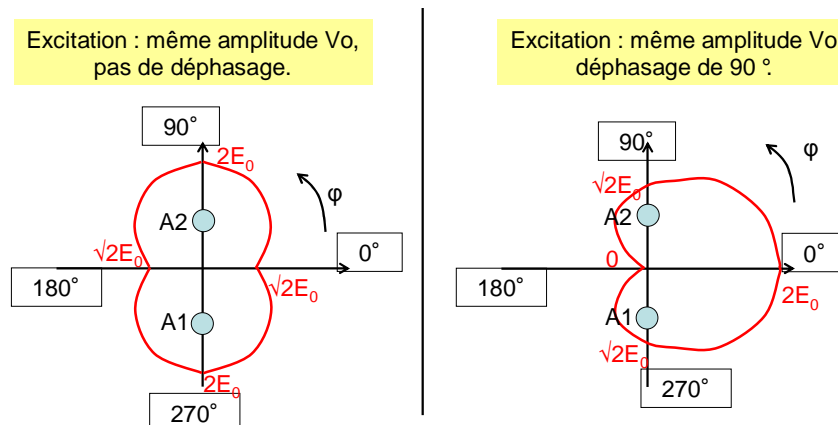
Plaçons-nous dans le cas n°2 : les antennes sont alimentées en quadrature ($\Phi = 90^\circ$) et les antennes sont séparées d'une distance $d = \lambda/4$. L'expression précédente se simplifie :

$$E_{tot} = \frac{2E_0}{r} \exp(-j\beta r) \times \cos\left(\beta \frac{d}{2} \cos \varphi - \frac{\Phi}{2}\right) = \frac{2E_0}{r} \exp(-j\beta r) \times \cos\left(\beta \frac{d}{2} \cos \varphi - \frac{\pi}{4}\right)$$

Le terme dans le cosinus correspond à l'effet du déphasage entre les ondes issues des 2 antennes, et ce déphasage dépend de la distance, de la longueur d'onde et de la direction φ dans le plan horizontal, plus un terme de déphasage constant lié au déphasage entre les excitations des antennes. Dans le cas où $d = \lambda/4$, on trouve : $\beta \frac{d}{2} \cos \varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2 \times 4} \cos \varphi = \frac{\pi}{4} \cos \varphi - \frac{\pi}{4}$. L'expression du champ électrique d'écrit :

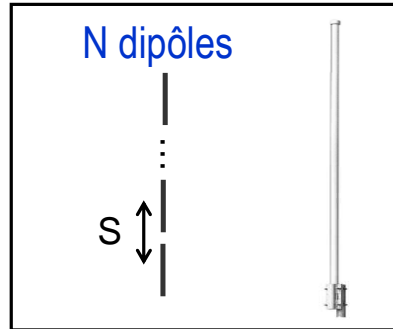
$$E_{tot} = \frac{2E_0}{r} \exp(-j\beta r) \times \cos\left(\frac{\pi}{4} \cos \varphi - \frac{\pi}{4}\right)$$

L'expression indique une périodicité en fonction de φ . L'angle $\frac{\pi}{4} \cos \varphi$ varie entre $-\pi/2$ et 0 en fonction de φ . Pour $\varphi = \pi/2$ ou $3\pi/2$, E_{tot} est = $E_{tot} = \frac{\sqrt{2}E_0}{r} \exp(-j\beta r)$. On est dans le cas d'une interférence constructive, mais qui n'est pas optimal. Pour $\varphi = 0$, E_{tot} est maximal = $E_{tot} = \frac{2E_0}{r} \exp(-j\beta r)$, soit 2 fois le rayonnement produit par une seule antenne. Pour $\varphi = \pi$, E_{tot} est minimal = $E_{tot} = 0$. On est dans le cas d'une interférence totalement destructive. Par rapport à la configuration 1, on a rendu l'antenne un peu plus directive dans le plan horizontal, puisque le rayonnement est focalisé dans une direction et s'annule dans la direction opposée.



8. RESEAUX DE N ANTENNES DIPOLES VERTICAUX

Soit un réseau de 6 dipôles demi-onde montés de la manière suivante :



S est la séparation entre le centre de chaque dipôle. On donne $S = 0.82 \times \lambda$. L'excitation des dipôles est équi-amplitude et équi-phase.

1. Calculer la longueur physique de l'antenne.

La longueur physique de l'antenne est de : $L = (N - 1) \times S + \frac{\lambda}{2}$, où N est le nombre d'antenne.

Pour $N = 6$ antennes dipôles demi-onde séparées de $S = 0.82 \times \lambda$, on trouve $L = 4.6 \lambda$.

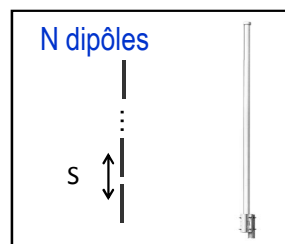
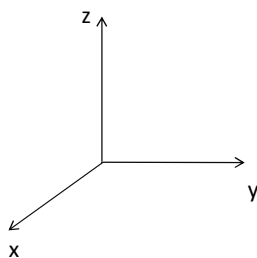
2. Calculer sa directivité maximale et son angle d'ouverture à 3 dB.

3. Tracer qualitativement son diagramme de rayonnement.

Ces 6 antennes forment un réseau d'antennes. Pour déterminer les caractéristiques de rayonnement en champ lointain du réseau $F_N(\theta, \varphi)$, il est nécessaire de calculer le facteur de réseau de l'antenne réseau noté AF et de multiplier la fonction caractéristique de rayonnement d'un élément rayonnant $f(\theta, \varphi)$ par le facteur de réseau $AF(\theta, \varphi)$. Ce calcul suppose que les interactions entre les antennes soient négligeables, c'est-à-dire que le rayonnement de chaque antenne n'est pas perturbé par la présence des autres antennes.

$$F_N(\theta, \varphi) = AF(\theta, \varphi) \times f(\theta, \varphi)$$

L'antenne se présente sous la forme suivante. Les $N = 6$ antennes sont alignées le long de l'axe Z.



En analysant la géométrie, on peut se rendre compte que la mise en réseau modifie le diagramme de rayonnement uniquement dans le plan vertical, elle conserve comme l'antenne dipôle une omnidirectionnalité dans le plan horizontal $\theta = 90^\circ$. Il y a 2 façons de le justifier. D'abord, le réseau présente une symétrie axiale donc le champ rayonné est identique quelque soit la direction φ , pour $\theta =$ constante.

La deuxième façon de le justifier est que la modification du diagramme de rayonnement par la mise en réseau provient du déphasage mesuré en un point en champ lointain entre les N ondes EM provenant des N antennes du réseau. Supposons qu'on déplace un point M sur un cercle caractérisé dans le repère sphérique associé à l'antenne, où $\theta =$ constante et φ varie entre 0 et $2 \times \pi$. Les déphasage des N ondes provenant des N antennes est invariant quelque soit le point M sur ce cercle. Donc le

diagramme de rayonnement de l'antenne réseau est indépendant de l'angle φ . On peut donc simplifier la relation précédente :

$$F_N(\theta, \varphi) = AF(\theta) \times f(\theta, \varphi)$$

$$F_N(\theta) = AF(\theta) \times f(\theta)$$

Calculons l'expression théorique du facteur de réseau de l'antenne. On note A_k l'amplitude de l'excitation de chaque antenne = constante A_0 qu'on normalise à 1. On appelle Ψ_k la phase de l'onde issue de l'antenne n°k, k variant entre 0 et $N-1 = 5$.

$$AF(\theta) = \sum_{k=0}^5 A_0 \exp(j\Psi_k)$$

Le déphasage Ψ_k est lié à la différence de phase Φ_k de la source de l'antenne par rapport à une source de référence, et à la différence de marche du parcours entre l'antenne k et le point de mesure. Dans un premier temps, on suppose que toutes les antennes sont alimentées en phase donc $\Phi_k = 0$:

$$\Psi_k = \Phi_k + k\beta S \cos(\theta) = k\beta S \cos(\theta)$$

Le facteur d'antenne se simplifie :

$$AF(\theta) = A_0 \sum_{k=0}^5 \exp(jk\beta S \cos(\theta)) = \sum_{k=0}^5 \exp(jk\beta S \cos(\theta))$$

La forme précédente correspond à une série géométrique et peut se simplifier (on note $\psi = \beta S \cos(\theta)$):

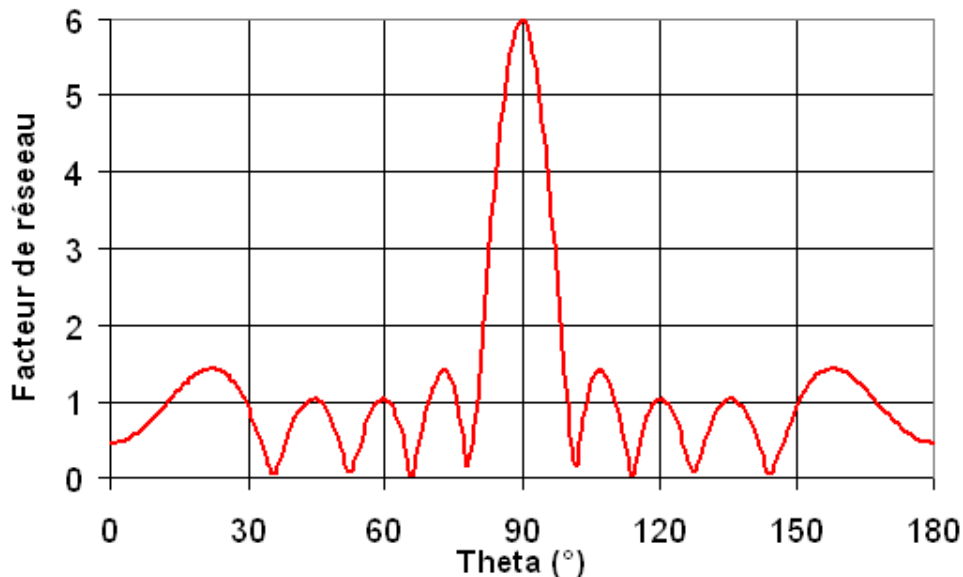
$$AF(\theta) = \frac{\exp\left(j\frac{N\psi}{2}\right) \sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\exp\left(j\frac{\psi}{2}\right) \sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \Rightarrow |AF(\theta)| = \left| \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right|$$

La fonction ainsi obtenue présente un caractère périodique avec des minimums et des maximums (cf tracé ci-dessous). Le tracé a été réalisé sur Excel (vous pouvez télécharger sur www.alexandre-boyer.fr le fichier `reseau_N_dipoles_colineaires.xls`).

Le facteur de réseau présente un maximum si :

$$\frac{\psi}{2} = 0 \Rightarrow \beta S \cos \theta = 0 \Rightarrow \theta = \frac{\pi}{2}$$

Dans cette direction (plan horizontal, le module du facteur d'antenne = $N = 6$. Il s'agit du lobe principal. D'autres lobes secondaires apparaissent régulièrement de part et d'autre de la direction du plan horizontal).



Il est possible de calculer le gain ou la directivité (si l'antenne ne présente pas de perte, le gain et la directivité sont égaux).

$$G(\theta) = D(\theta) = G_0(\theta) \times AF(\theta)$$

Où G_0 est le gain d'un seul élément rayonnant (un dipôle). Le gain maximal ou la directivité maximale apparaît pour $\theta = \frac{\pi}{2}$ et prennent la valeur de :

$$G_{\max} = G\left(\theta = \frac{\pi}{2}\right) = G_{0\max} \times AF_{\max} = 1.64 \times 6 = 9.24 = 10\text{dB}$$

L'angle d'ouverture à 3 dB est plus difficile à calculer analytiquement et différentes formules permettent d'en donner une valeur approchée. Cependant, à partir du tracé de $G_0(\theta) \times AF(\theta)$, comme

$G_0(\theta) = G_{0\max} \frac{\cos\left(\frac{\beta L}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{\beta L}{2}\right)}{\sin \theta}$ pour une antenne dipôle, on peut lire la valeur de l'angle d'ouverture à 3 dB. Celui-ci vaut 14° .

4. Peut-on utiliser cette antenne comme station de base d'un réseau cellulaire ?

Oui, à condition qu'on veuille que la cellule est une couverture omnidirectionnelle dans le plan horizontal. L'antenne ne couvre qu'une faible portion du plan vertical. Si l'antenne est installée verticalement, elle pointerait vers le sol.

5. On souhaite donner un tilt au diagramme de rayonnement de -5° dans le plan vertical. Quelle solution proposeriez-vous ?

Cependant, une partie de la puissance rayonnée part vers le ciel ($\theta < 90^\circ$). Pour y remédier, on peut modifier l'excitation de chaque antenne afin de décaler la direction du lobe principal. Par exemple, en ajoutant un déphasage à chaque source. On décide de créer un déphasage linéaire $= \Phi$ entre chaque antenne. On appelle $k\Phi$ la phase de l'excitation de l'antenne k par rapport à l'antenne 0 (placée au z le plus bas).

La condition d'apparition du lobe principal est la suivante :

$$\frac{\psi}{2} = 0 \Rightarrow \Phi + \beta S \cos \theta = 0 \Rightarrow \Phi = -\beta S \cos \theta_{\max}$$

On souhaite faire pointer le lobe principal avec un tilt de -5° par rapport au plan horizontal, autrement dit un angle $\theta_{\max} = 95^\circ$.

On trouve : $\Phi = -\beta S \cos \theta_{\max} = 26^\circ$.

Il suffit donc d'ajouter une phase de $k \cdot 26^\circ$ à l'antenne numérotée k , k variant de 0 à 5.

Vérification par un tracé graphique :

