
Antennes et propagation radio

Préparé par
Mme Jamila BEN SLIMANE

SMART'Com

Année universitaire 2017-2018

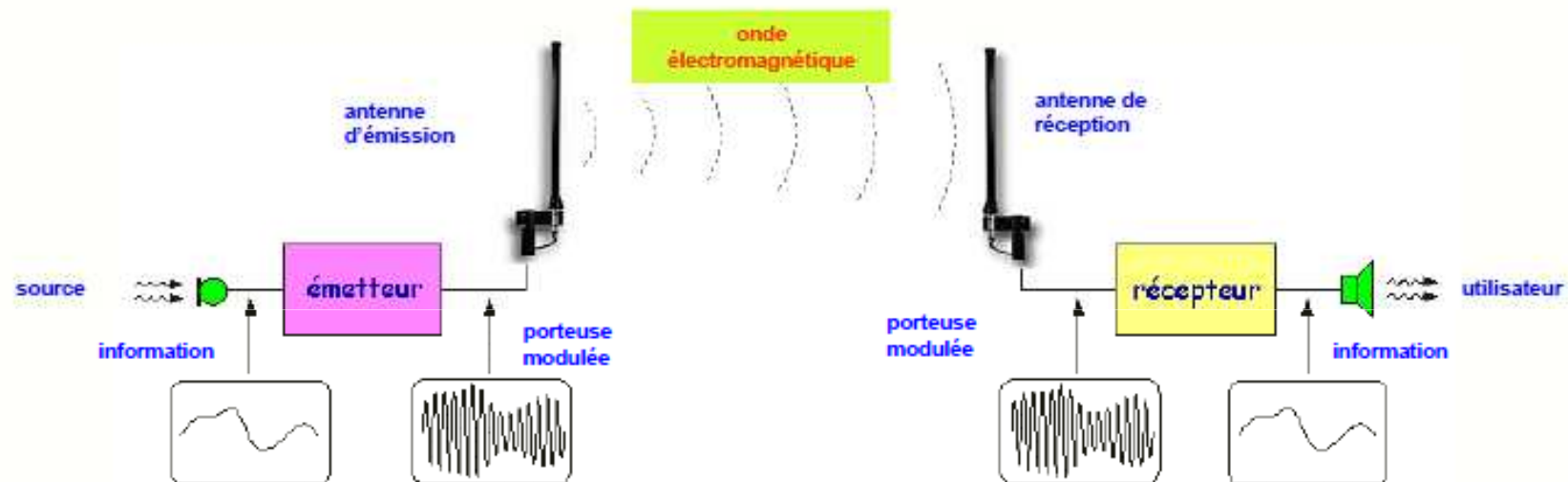
Plan

- **Introduction Générale**
- **Chapitre I: Paramètres d'antenne**
 - ❑ **Section I : Équations de Maxwell pour le rayonnement**
 - ❑ **Section II : Polarisation des ondes,**
 - ❑ **Section III : Diagramme de rayonnement, directivité et gain, impédance d'antenne,**
- **Chapitre II: Antennes en régime d'émission**
 - ❑ **Section I : Principes d'équivalence (relations sources/champs)**
 - ❑ **Section II : Champ rayonné à grande distance (caractéristique vectorielle de rayonnement, puissance rayonnée, impédance d'entrée ...)**
 - ❑ **Section III : Exemples d'applications: antennes filaires, antennes imprimées, ouvertures rayonnantes**

Plan

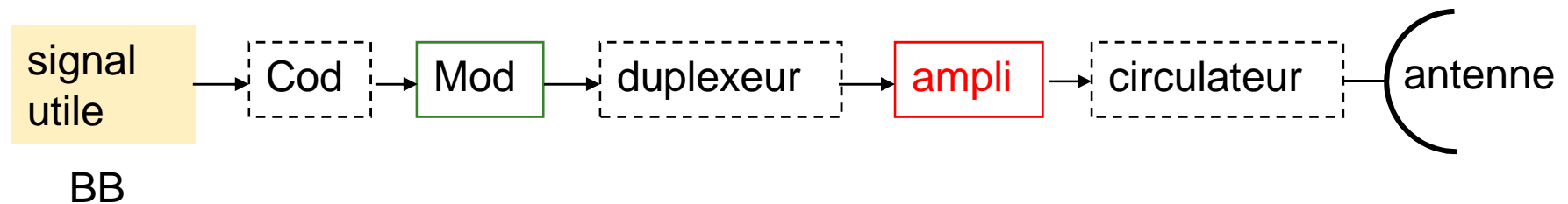
- **Chapitre III: Antennes en régime de réception et canaux de propagation**
 - ❑ **Section I : Réponse à une onde plane**
 - ❑ **Section II : Discussion de la puissance reçue : aire d'absorption**
 - ❑ **Section III : Equation des liaisons en espace libre (trajets multiples, température équivalente de bruit).**
 - ❑ **Section IV : Les canaux de propagation (Okumura, Okumura-Hata)**
- **Chapitre IV: Traitement d'antenne**
 - ❑ **Section I : Réseaux d'antennes**
 - ❑ **Section II : Antennes intelligentes.**

Introduction Générale

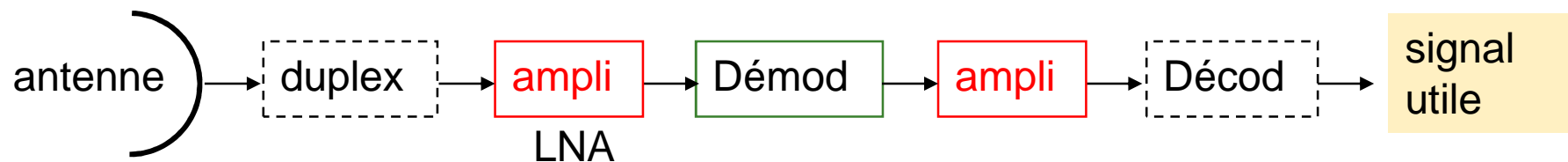


Introduction Générale

Partie émission :

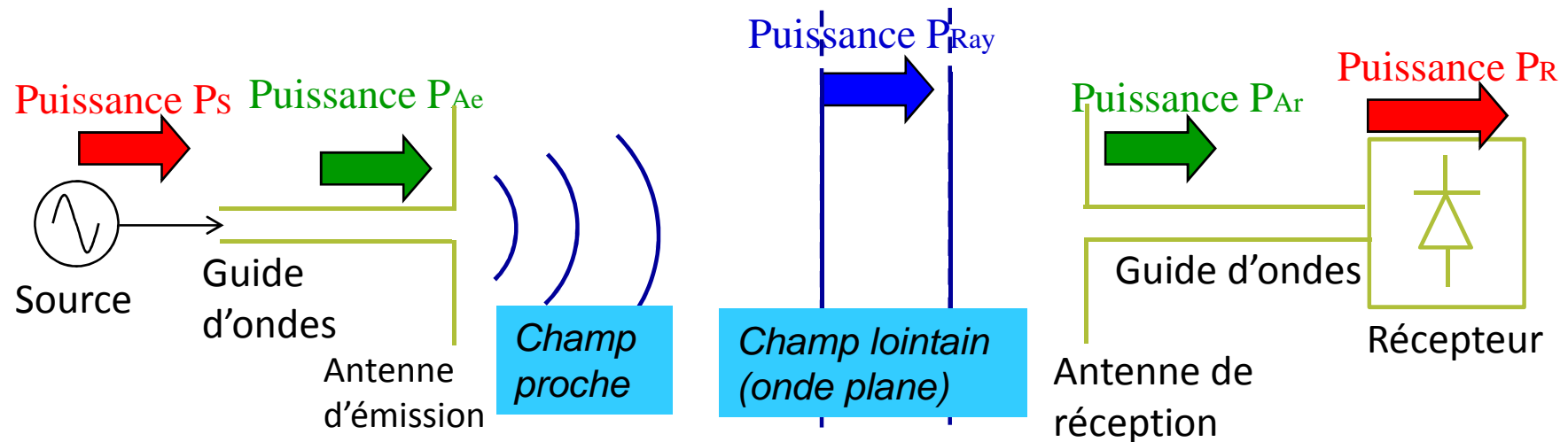


Partie réception :



Introduction Générale

Espace libre – propagation d'une onde électromagnétique



- ✓ P_s : puissance électrique disponible au niveau de la source
- ✓ P_{Ae} : puissance électrique fournie à l'antenne d'émission
- ✓ P_{Ray} : puissance rayonnée (transportée par l'onde EM)
- ✓ P_{Ar} : puissance électrique induite par l'antenne de réception
- ✓ P_R : puissance électrique reçue par le récepteur

Introduction Générale

En radioélectricité, une antenne est un dispositif permettant de rayonner (**émetteur**) ou de capter (**récepteur**) les **ondes électromagnétiques**.

L'**antenne** est un **conducteur électrique** plus ou moins complexe généralement placé dans un endroit dégagé.

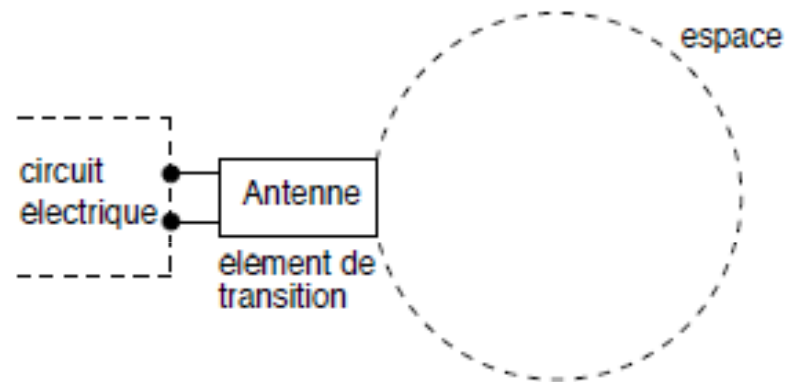


FIGURE 1.1 – Représentation schématiques de l'antenne.

Introduction Générale

En radioélectricité, une antenne est un dispositif permettant de rayonner (**émetteur**) ou de capter (**récepteur**) les **ondes électromagnétiques**.

L'**antenne** est un **conducteur électrique** plus ou moins complexe généralement placé dans un endroit dégagé.

Il existe des dizaines de types d'antennes, différents par leur fonctionnement, leur géométrie, leur technologie.

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 »

Introduction Générale

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.

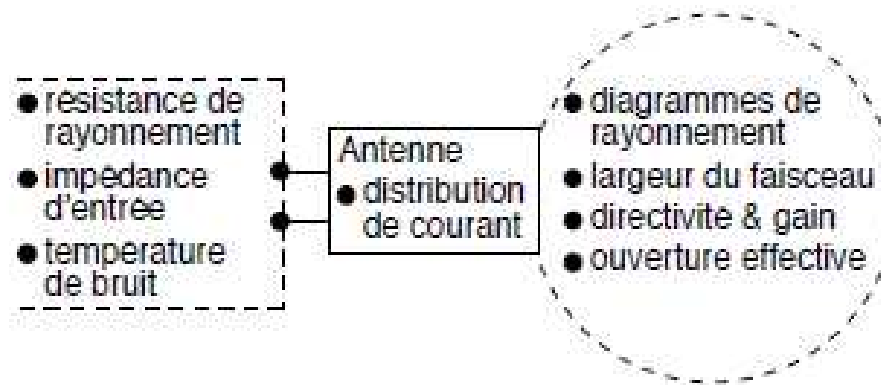


Figure 1.2. Paramètres schématisques de l'antenne.

Introduction Générale

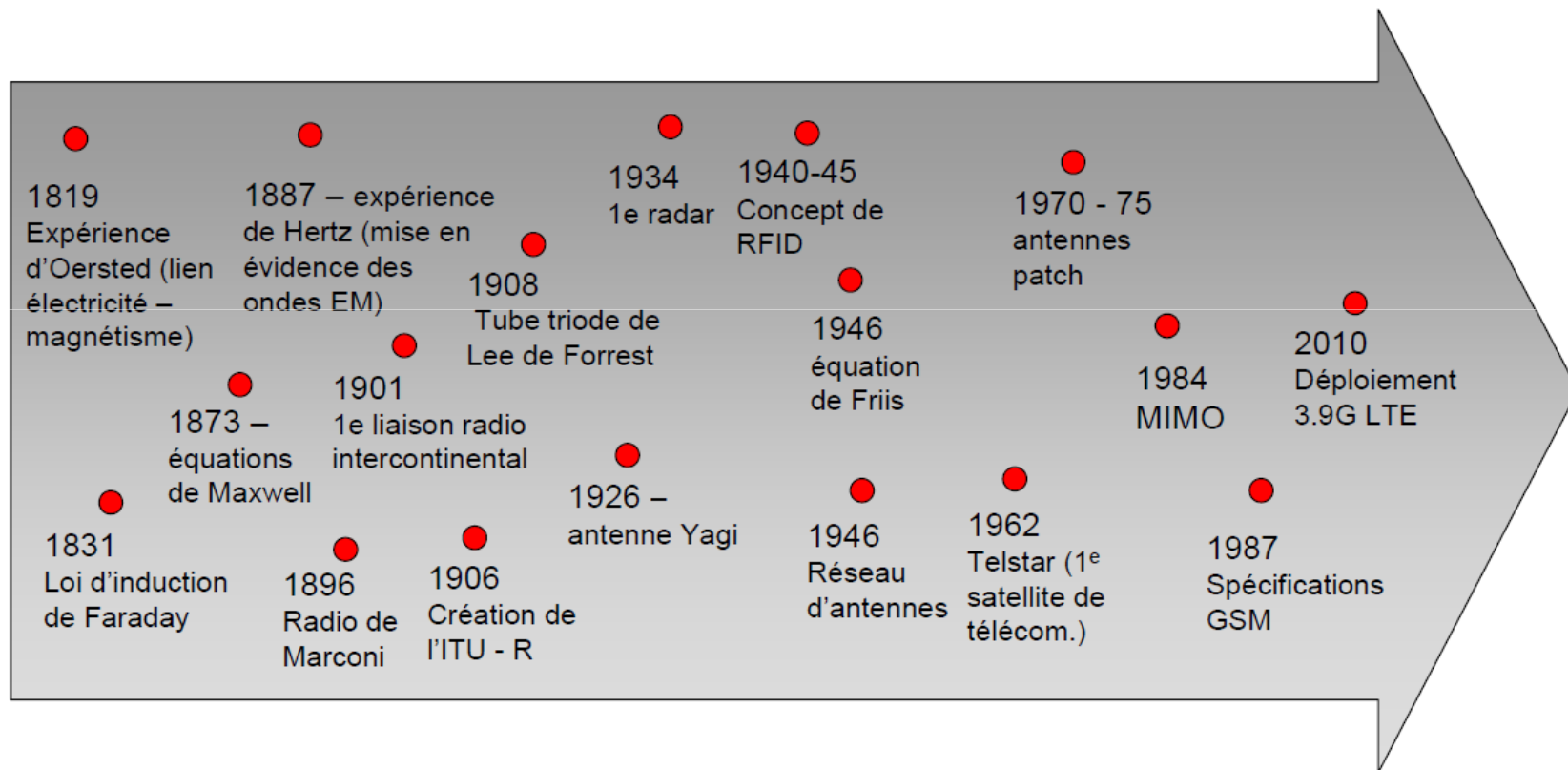
Le transport d'énergie par une onde électromagnétique va donc permettre le transfert d'information sans support physique à travers un canal ou une liaison radioélectrique, à condition que l'onde électromagnétique soit modulée par un signal informatif.

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.

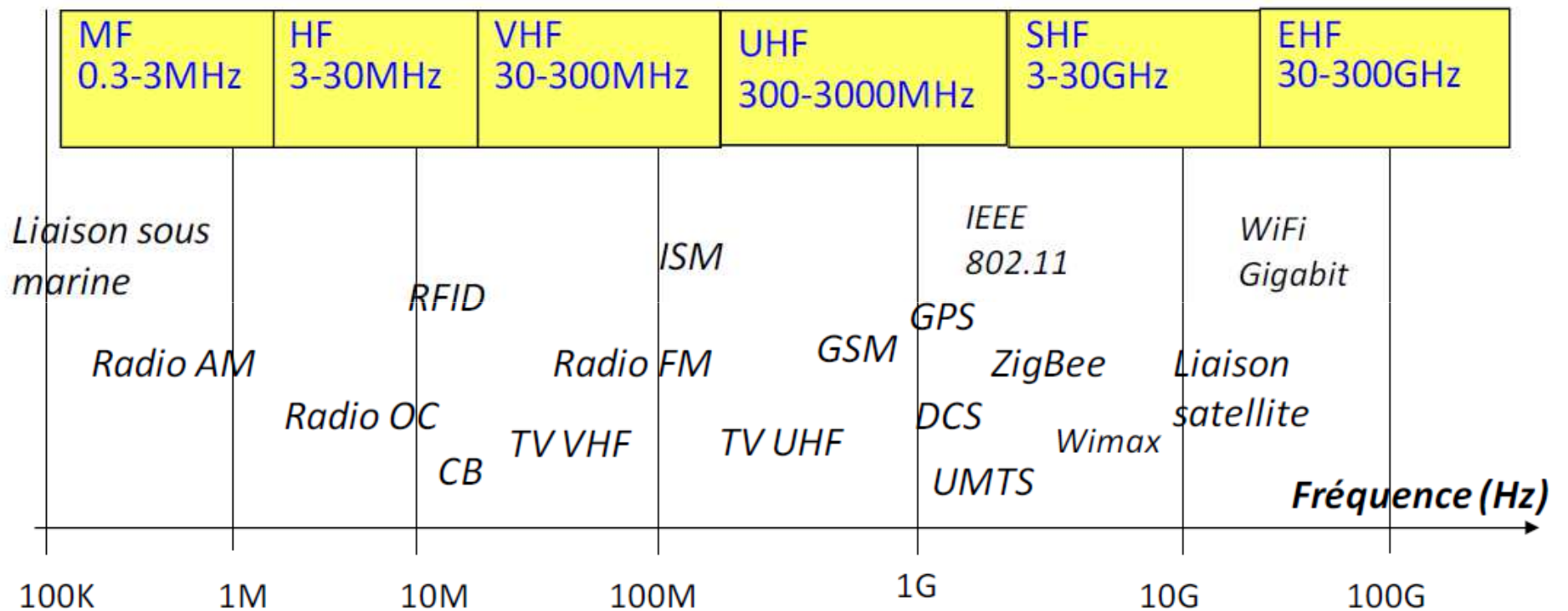
Introduction Générale

Historique et Applications



Introduction Générale

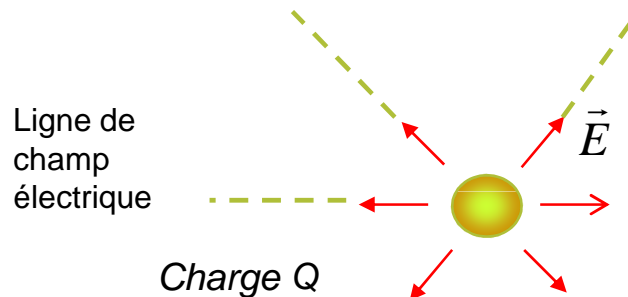
Historique et Applications



Introduction Générale

Notions fondamentales

- 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 (V/m) dans l'espace environnant, qui décroît inversement avec le carré de la distance.



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

Loi de Gauss
$$\vec{E}(r) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \iiint_V \rho dV \vec{r} \Leftrightarrow \text{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon}$$

Potentiel électrostatique
$$\vec{E} = -\overrightarrow{\text{grad}} V$$

Avec

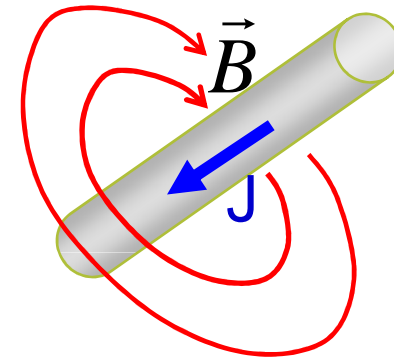
- ✓ Q : charge et r : distance d'observation
- ✓ ρ : densité volumique de charge
- ✓ ϵ : permittivité électrique (F/m). A noter ϵ_0 : permittivité diélectrique dans le vide ($= 8.85 \times 10^{-12}$) et ϵ_r : permittivité électrique relative telle que $\epsilon = \epsilon_0 \times \epsilon_r$

Introduction Générale

Notions fondamentales

Toute circulation de courant électrique continu (c'est-à-dire des charges en mouvement) est à l'origine de la création d'un champ magnétique tournant autour de la ligne. Cette ligne exercera une force à distance sur toute autre interconnexion parcourue par un courant.

$$\int_C \vec{H} d\vec{l} = \iint_S \vec{J} d\vec{S} \Leftrightarrow \overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{J} \quad \text{Loi d'Ampère}$$



La relation entre le champ magnétique H (A/m) et l'induction magnétique B (T).

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H}$$

Avec

- ✓ J = courant de conduction.
- ✓ μ : perméabilité magnétique (H/m). A noter μ_0 : perméabilité magnétique dans le vide ($= 4\pi \cdot 10^{-7}$) et μ_r : perméabilité magnétique relative telle que $\mu = \mu_0 \times \mu_r$

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{dv} \frac{\vec{J} \wedge \vec{r}}{r^3} dv$$

Les charges et les courants électriques sont les sources élémentaires des champs électromagnétiques (champs électriques et magnétiques).

Introduction Générale

Notions fondamentales: capacité et inductance

- Soit deux conducteurs séparés par une différence de potentiel notée V . Chacun des conducteurs porte une charge Q et de signe opposée.
- La séparation des charges et le champ électrique associé correspond à un stockage d'énergie électrique.
- La capacité mesure la « quantité » d'énergie stockée par ces conducteurs. On la définit par :

$$C(F) = \frac{Q(C)}{V(V)}$$

- Soit un circuit parcouru par un courant I qui génère un champ magnétique autour de lui. On note Φ le flux du champ magnétique se couplant à travers la surface présente entre les conducteurs du circuit.
- Le mouvement des charges associé au courant électrique et le champ magnétique associé correspond à un stockage d'énergie magnétique
- L'inductance mesure la « quantité » d'énergie magnétique. On la définit par :

$$L(H) = \frac{\Phi(Wb)}{I(A)}$$

Paramètres d'antennes

Équations de Maxwell

La connaissance des paramètres des antennes demeure essentielle pour bien comprendre les qualités d'une antenne. Certaines antennes ont des caractéristiques qui les rendent intéressantes pour certaines applications mais absolument inappropriées pour d'autres. Il faudra commencer par une présentation des paramètres importants.

Ces paramètres doivent pouvoir se calculer théoriquement d'après la géométrie de l'antenne. Puisque l'antenne convertit l'énergie électromagnétique, une étude basée sur le rayonnement électromagnétique à partir des équations de Maxwell sera entreprise.

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 suivantes.

Paramètres d'antennes

Équations de Maxwell

1. **Equation de Maxwell-Gauss:** La divergence du champ électrique est proportionnelle à la distribution de charges électriques

$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad \text{ou} \quad \vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (\text{vide})$$

$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad \text{ou} \quad \vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon}$$

Avec:

ρ : densité volumique de charge électrique

$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$: la permittivité diélectrique

ϵ_0 : la permittivité diélectrique du vide

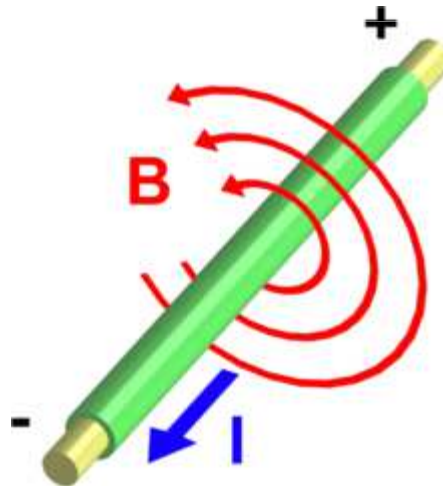
ϵ_r : la permittivité diélectrique relative

Paramètres d'antennes

Équations de Maxwell

2. **Equation de Maxwell-Thomson:** La divergence du champ magnétique est nulle

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad \text{ou} \quad \vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0$$



Paramètres d'antennes

Équations de Maxwell

3. Equation de Maxwell-Faraday: Le rotationnel du champ électrique est (inversement) proportionnel à la variation du champ magnétique au cours du temps

$$\overrightarrow{rot \vec{E}} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad ou \quad \vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}$$

Avec

$\mu = \mu_0 \mu_r$: la perméabilité magnétique

μ_0 : la perméabilité magnétique du vide

μ_r : la perméabilité magnétique relative



Paramètres d'antennes

Équations de Maxwell

4. Equation de Maxwell- Ampère: Le rotationnel du champ magnétique est la somme de sa dépendance à la variation du champ électrique au cours du temps et d'un courant électrique fixe

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = \sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad ou \quad \vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$$

Avec

σ : La conductivité électrique du milieu (S/m)



Paramètres d'antennes

Équations de Maxwell

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.

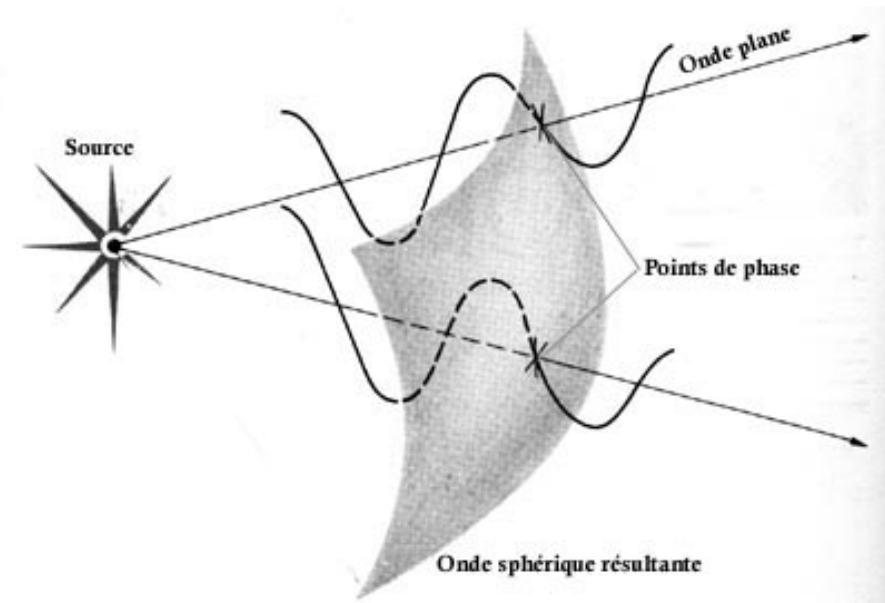
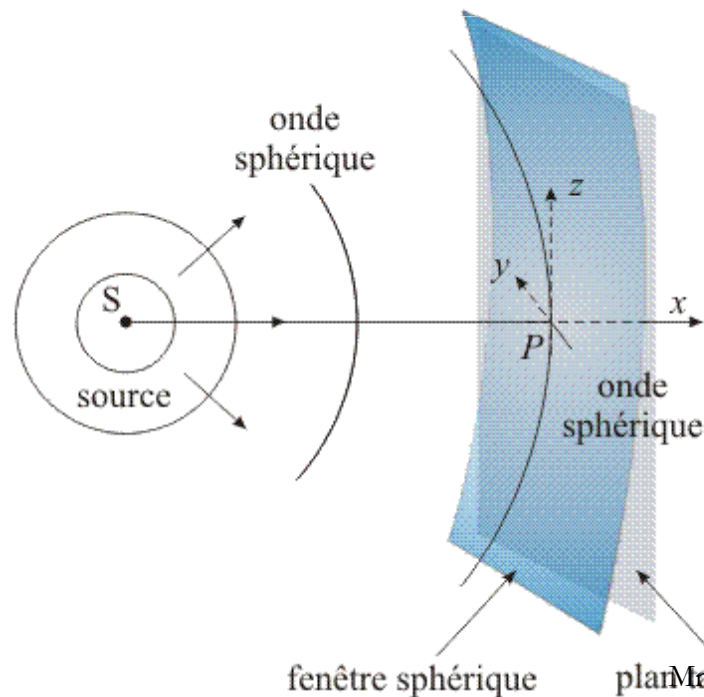
La résolution des équations de Maxwell montre que la vitesse de déplacement des champs est une constante c égale à la vitesse de la lumière.

Paramètres d'antennes

Surface d'onde et onde plane

On appelle surface d'onde (front 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.



Paramètres d'antennes

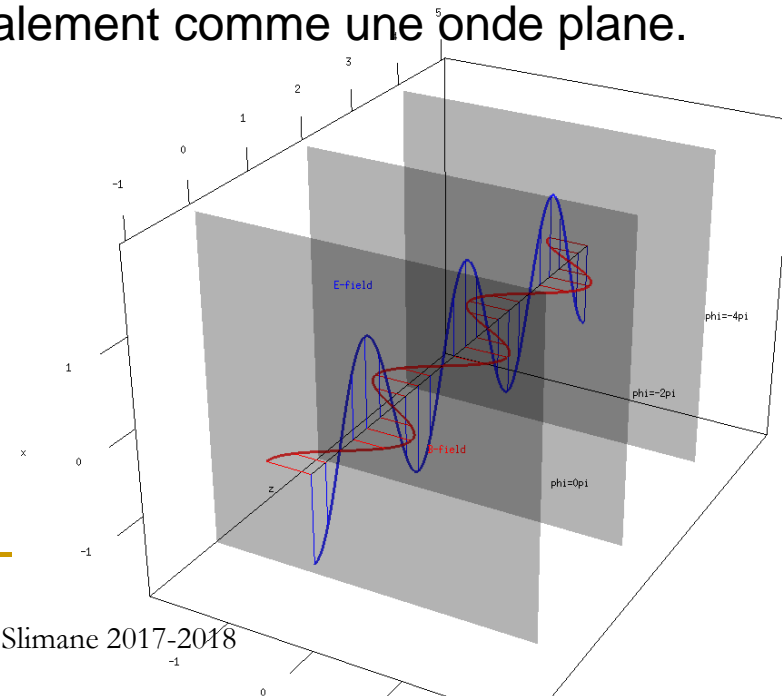
Surface d'onde et onde plane

On appelle surface d'onde (front 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 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.



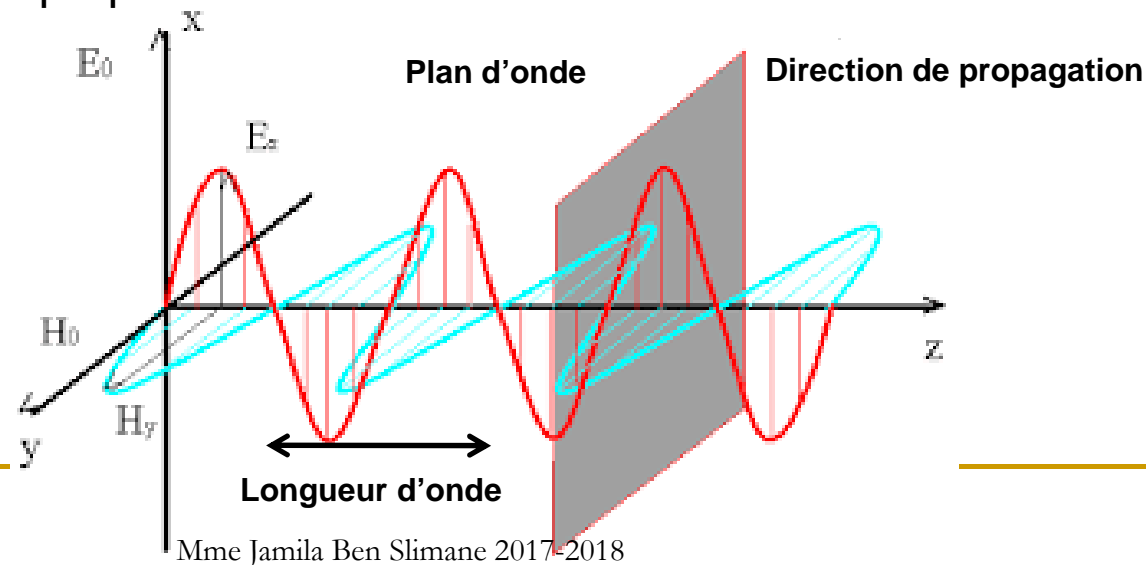
Paramètres d'antennes

Surface d'onde et onde plane

Nous allons chercher à donner une image à l'onde électromagnétique issue des équations de propagation en régime sinusoïdale .

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.



Paramètres d'antennes

Surface d'onde et onde plane

Nous allons chercher à donner une image à l'onde électromagnétique issue des équations de propagation en régime sinusoïdale .

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 :

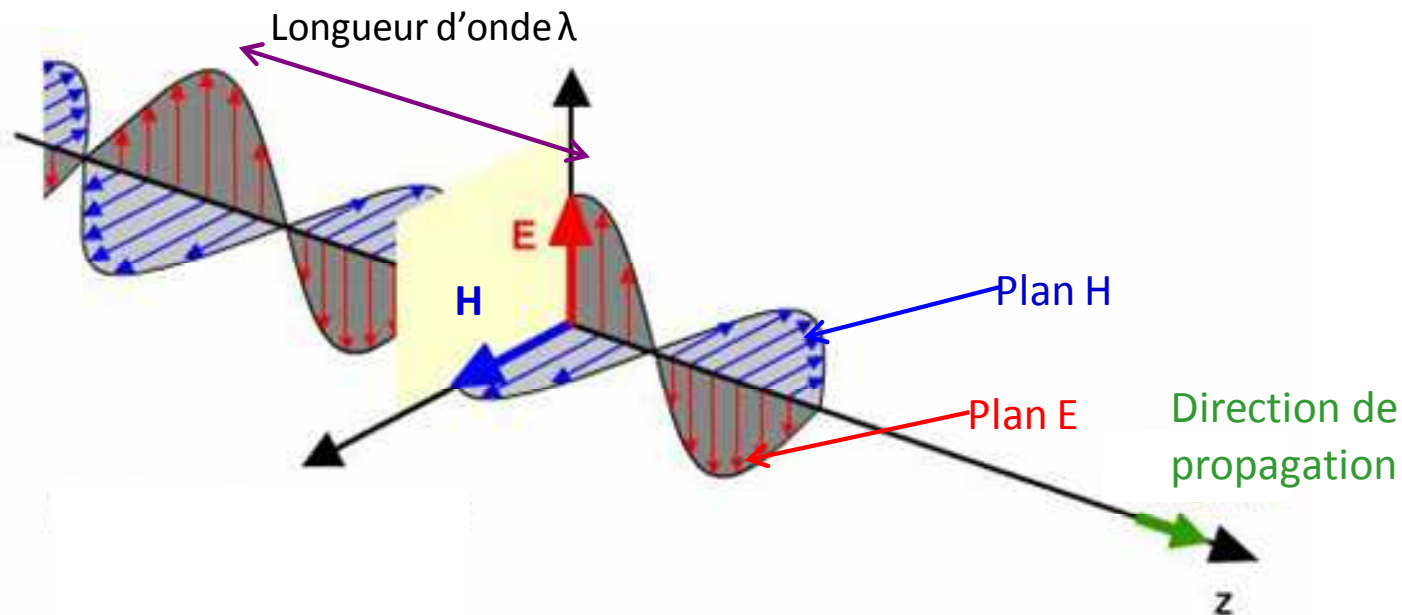
- Les champs E et H sont perpendiculaires à la direction de propagation. Ils sont donc inclus au plan d'onde. On parle alors d'onde transversale électromagnétique (onde TEM)
- Les champs E , H et la direction de propagation forment un trièdre direct. Les champs E et H sont donc perpendiculaires entre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

$$\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \eta$$

Paramètres d'antennes

Surface d'onde et onde plane

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



Paramètres d'antennes

Polarisation des ondes

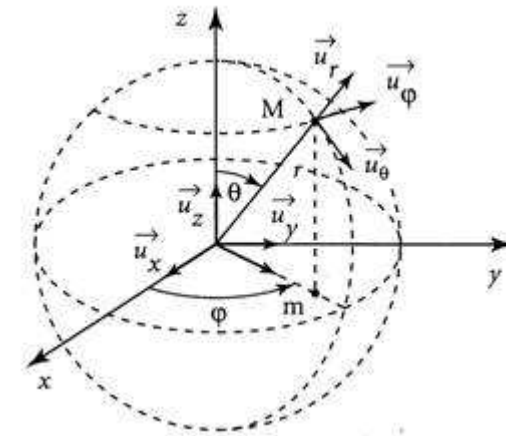
On définit la polarisation d'une onde électromagnétique comme **la direction du champ électrique**. En se plaçant dans un repère sphérique ayant pour origine la source de l'onde avec l'axe \mathbf{r} orienté le long de la direction de propagation, on peut décrire la direction du champ \mathbf{E} par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

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

$$E_{\theta} = A \cdot \sin(\omega t + \phi_{\theta}) \quad E_{\varphi} = B \cdot \sin(\omega t + \phi_{\varphi})$$

Repère sphérique

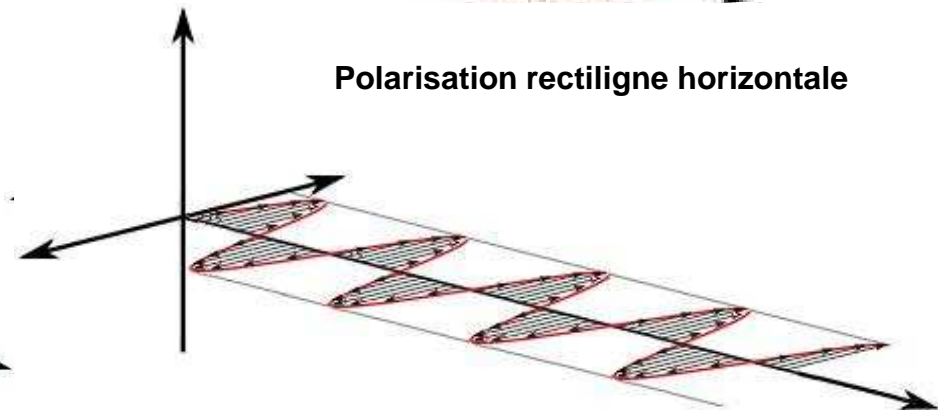
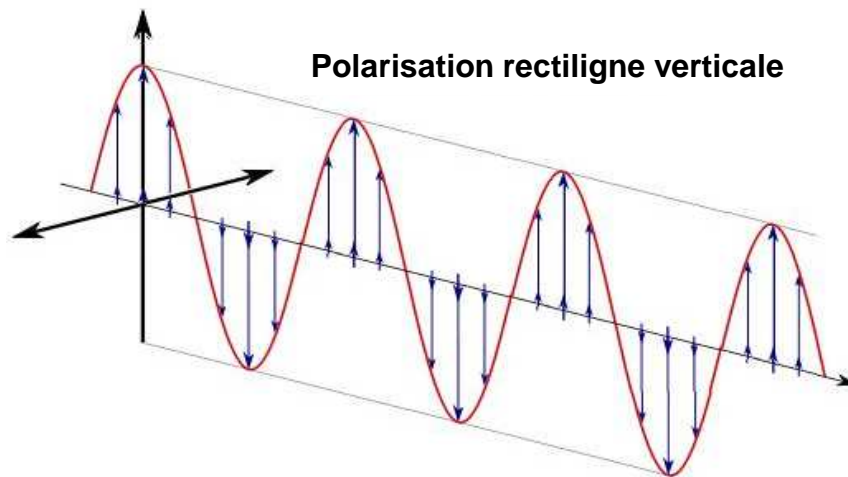
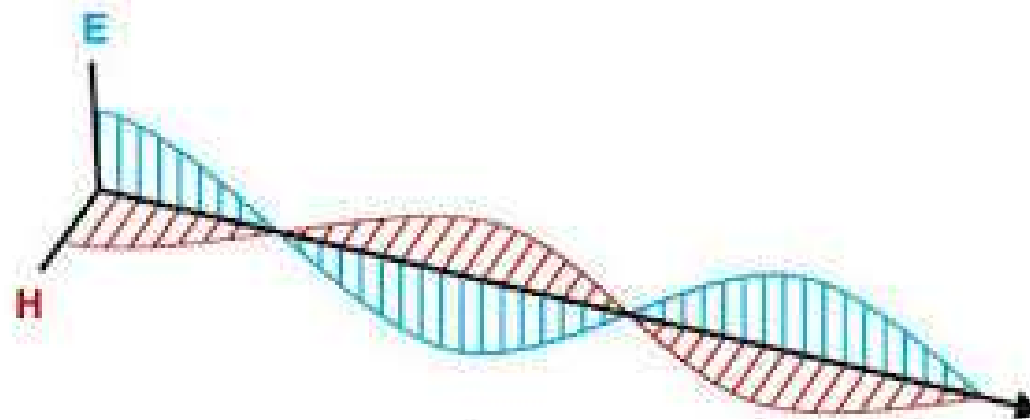
- Plan vertical : θ varie de 0 à π , $\varphi =$ constante comprise entre 0 et 2π
- Plan horizontal : $\theta = \pi/2$, φ varie de 0 et 2π



Paramètres d'antennes

Polarisation des ondes

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**. Le champ électrique évolue dans l'espace à l'intérieur d'un plan.

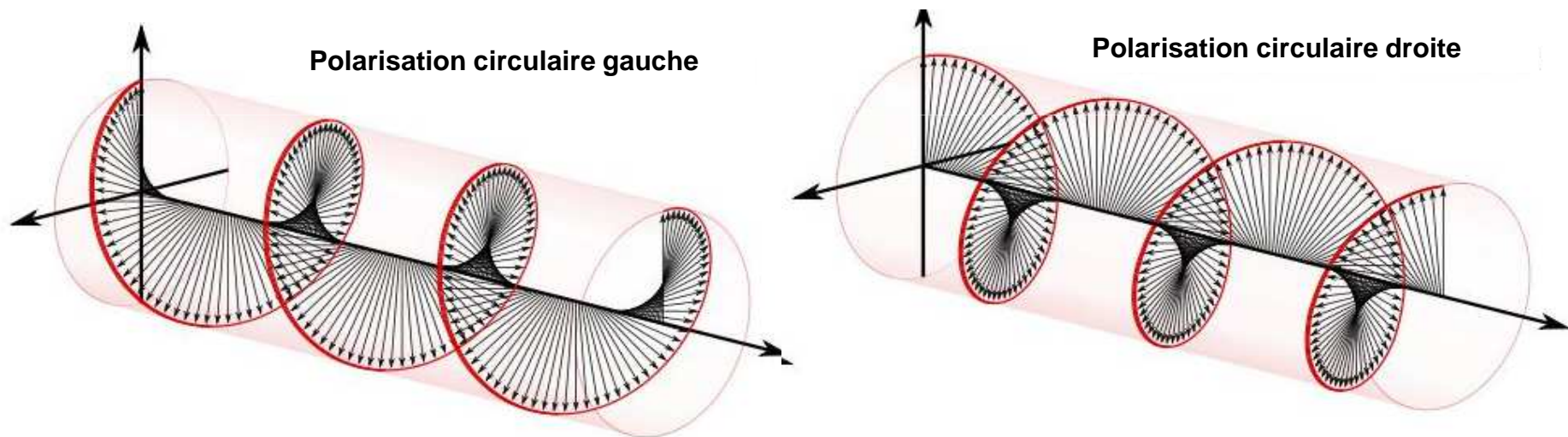


Paramètres d'antennes

Polarisation des ondes

Si, 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**. Le champ électrique évolue dans l'espace le long d'une hélice.

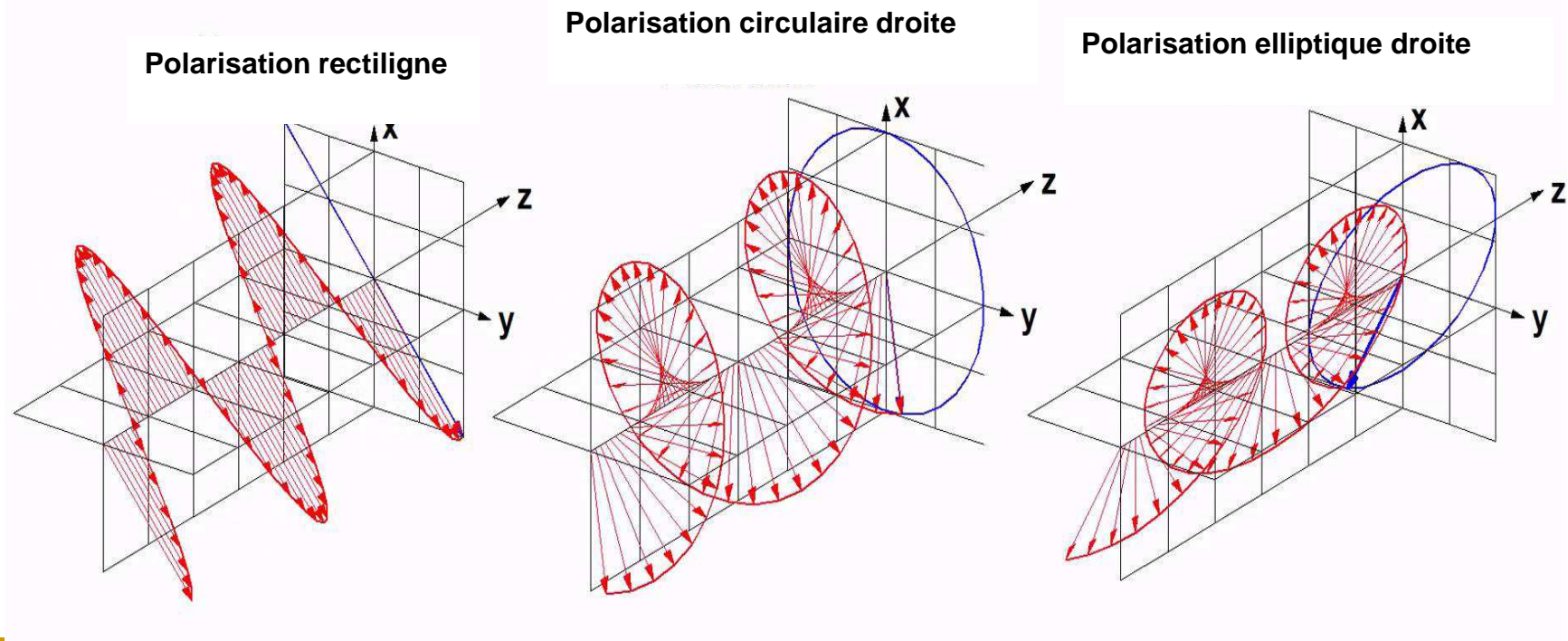


Paramètres d'antennes

Polarisation des ondes

Si, 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**. Le champ électrique évolue dans l'espace le long d'une hélice.

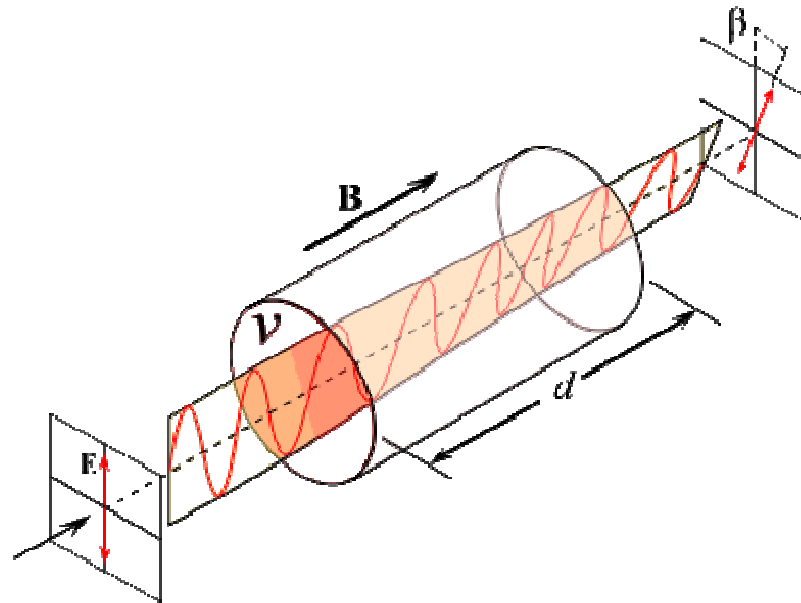


Paramètres d'antennes

Polarisation des ondes

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.



Paramètres d'antennes

Polarisation des ondes

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.

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

$$L_{pol} = 20 \times \log(\cos \alpha)$$

Paramètres d'antennes

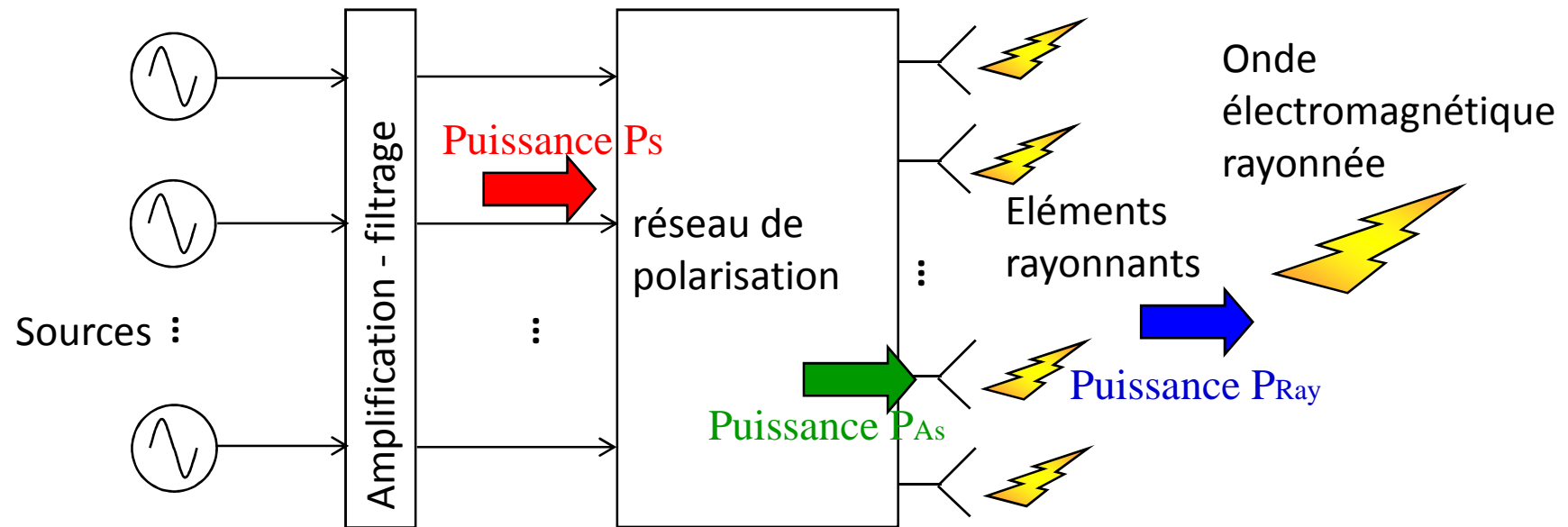
Caractéristiques des antennes

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. 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 ?

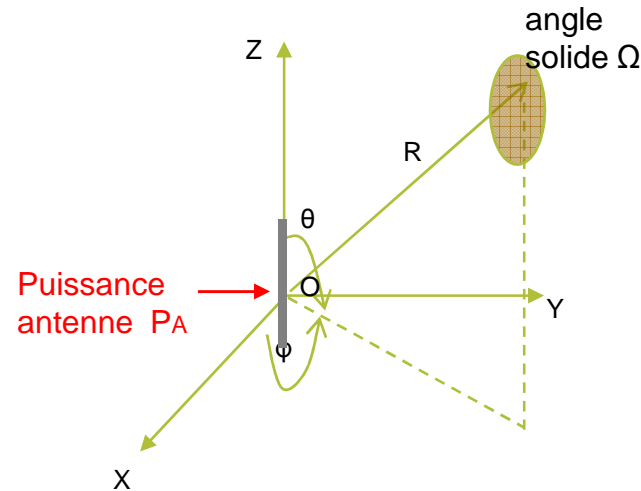
Paramètres d'antennes

Caractéristiques des antennes



Paramètres d'antennes

Puissance rayonnée par une antenne



- Puissance rayonnée dans une direction (θ, φ) :
- Puissance rayonnée par une unité de surface dans une direction (θ, φ) et à une distance R :
- Puissance rayonnée totale :

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{\Omega}$$

$$p(R, \theta, \varphi) = \frac{P_A}{\Omega R^2}$$

$$P_{tot} = \int_{\theta} \int_{\varphi} P(\theta, \varphi) d\varphi d\theta$$

Paramètres d'antennes

Puissance rayonnée par une antenne (isotrope)

- Cas d'une antenne isotrope ou omnidirectionnelle : l'antenne rayonne de manière constante dans toutes les directions de l'espace (antennes sans pertes) :

Puissance rayonnée par unité d'angle solide:

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{4\pi}$$

Puissance rayonnée par unité de surface (à une distance R): $p(R, \theta, \varphi) = \frac{P_A}{4\pi R^2}$

- Relation puissance rayonnée et champ électrique :

$$p = \frac{1}{2} E \cdot H = \frac{1}{2} \frac{E^2}{\eta} = \frac{P_A}{4\pi R^2}$$
$$\Rightarrow E = \sqrt{\frac{\eta P_A}{2\pi R^2}} = \frac{\sqrt{60 P_A}}{R} \quad (\text{espace libre et champ lointain})$$

Paramètres d'antennes

Diagramme de rayonnement: Lobe principal et lobes secondaires

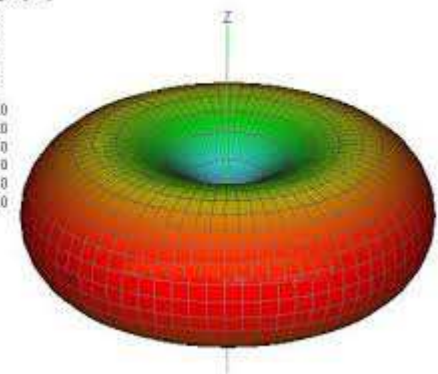
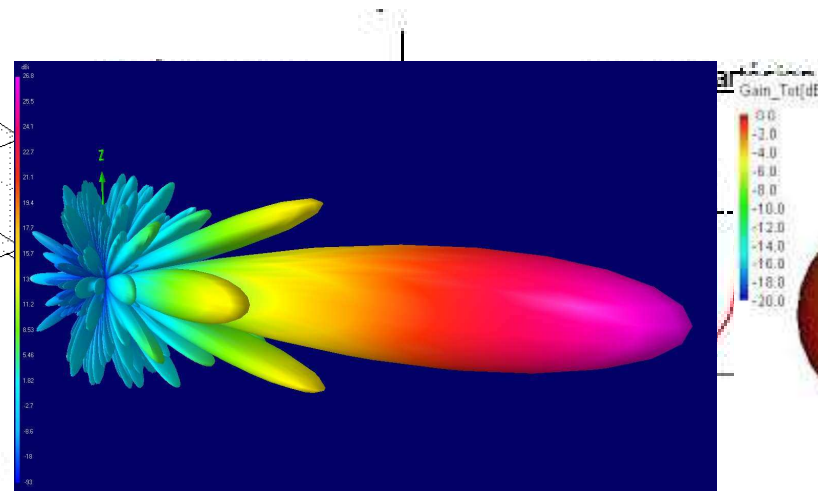
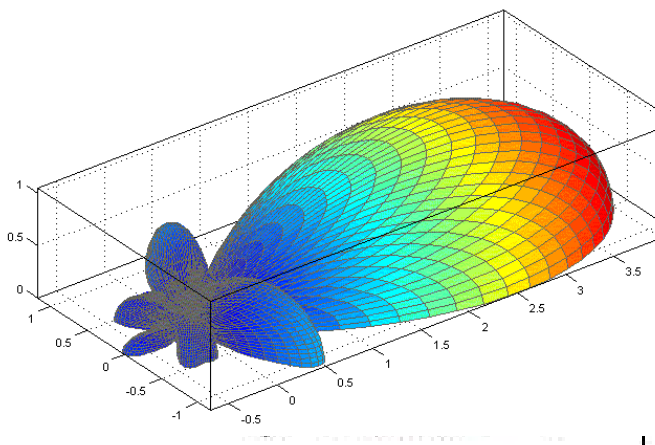
Les antennes sont rarement omnidirectionnelles et émettent ou reçoivent dans des directions privilégiées. Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée $P(\theta, \varphi)$ par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Il indique les directions de l'espace (θ_0, φ_0) dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale $P_0(\theta_0, \varphi_0)$. Il est important de noter que le diagramme de rayonnement n'a de sens que si l'onde est sphérique.

La fonction caractéristique de rayonnement

$$r(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_0(\theta_0, \varphi_0)} \in [0, 1]$$

Puissance rayonnée dans une direction quelconque

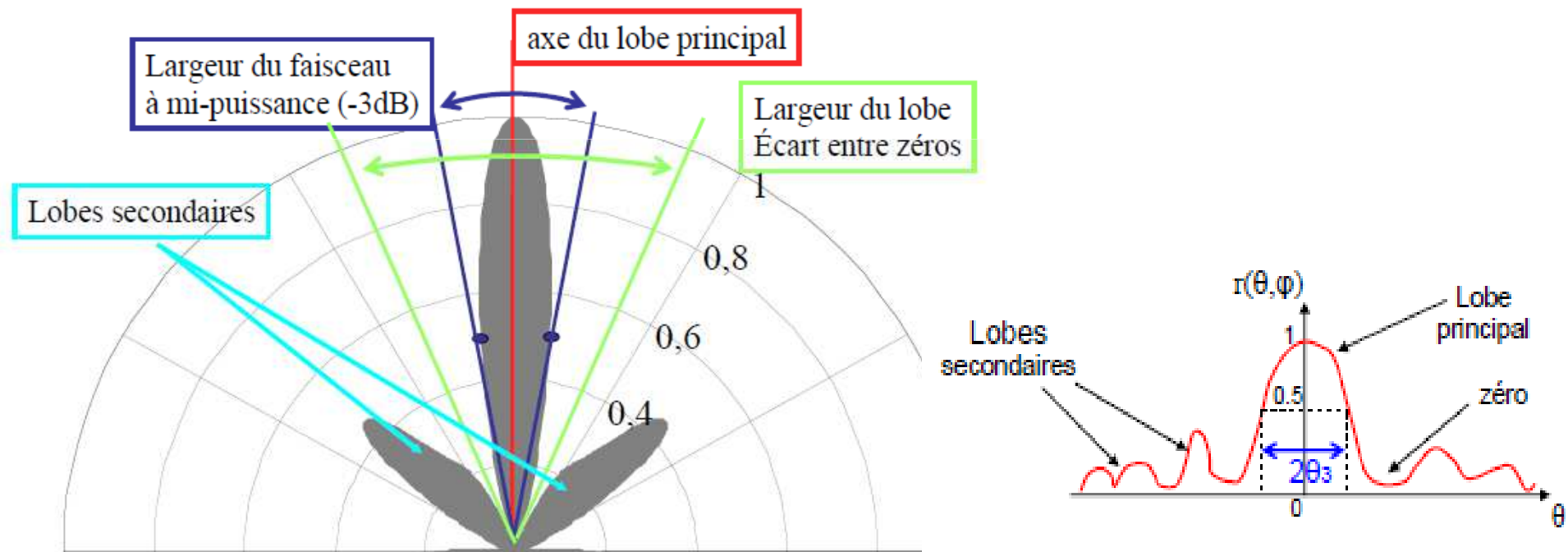
Puissance rayonnée max



Paramètres d'antennes

Diagramme de rayonnement: Angle d'ouverture (beamwidth)

- Il 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.

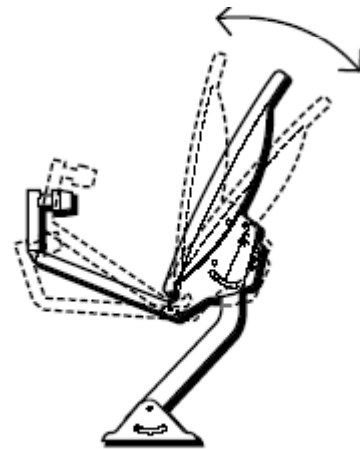


Paramètres d'antennes

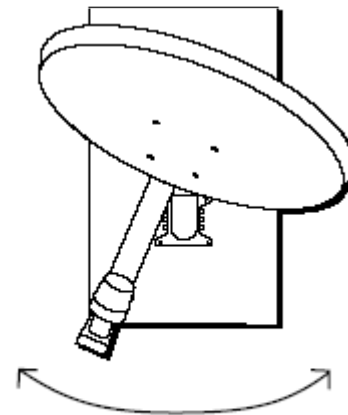
Diagramme de rayonnement: Angle d'ouverture (beamwidth)

D'autres grandeurs sont utiles pour caractériser le lobe :

- Angle entre la direction du lobe principal et le premier zero
- Azimuth beamwidth
- Elevation beamwidth
- Tilt.



Elevation is the up/down angle that the dish is pointed



Azimuth is side to side direction that the dish is pointed

Paramètres d'antennes

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.

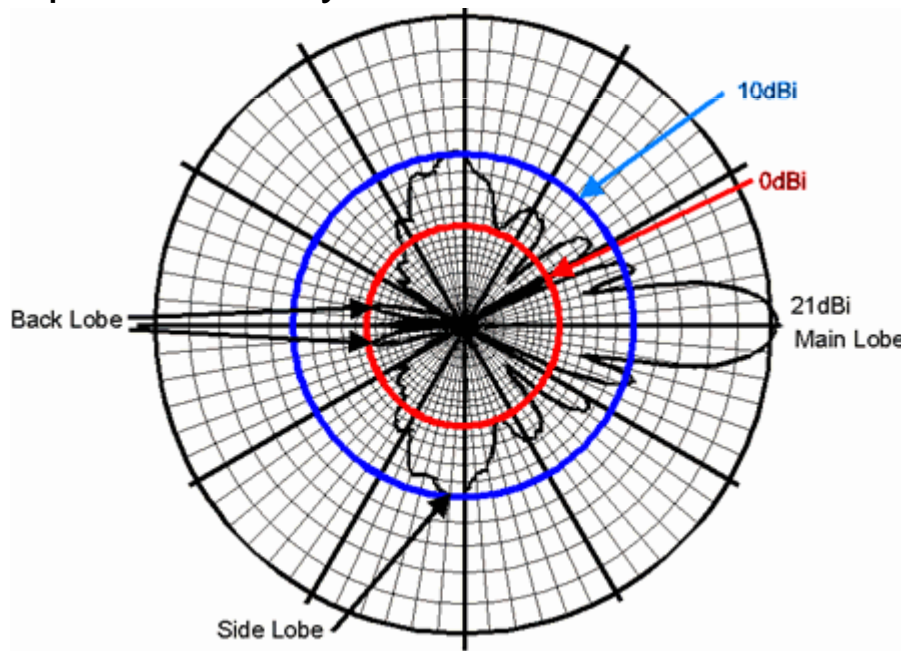
$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_R}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_R}$$

Paramètres d'antennes

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.



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

Paramètres d'antennes

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 .
- Le rendement est lié aux pertes dans le réseau de polarisation et dans les éléments rayonnants.

$$P_R = \eta.P_A \quad \Rightarrow \quad G = \eta.D$$



Paramètres d'antennes

Lien entre le gain et l'angle d'ouverture

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

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

- Plus le gain est fort, plus la puissance est rayonnée dans un lobe étroit → l'angle d'ouverture diminue.

Paramètres d'antennes

PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente d'une antenne)

La **puissance isotrope rayonnée équivalente d'une antenne** (PIRE ou EIRP en anglais) 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.

$$PIRE = G \times P_A$$

Paramètres d'antennes

Fréquence de résonance

Une antenne rayonne efficacement sur une bande de fréquence étroite qui correspond à sa fréquence de résonance (mise en oscillation permanente des charges par l'excitation de l'antenne).

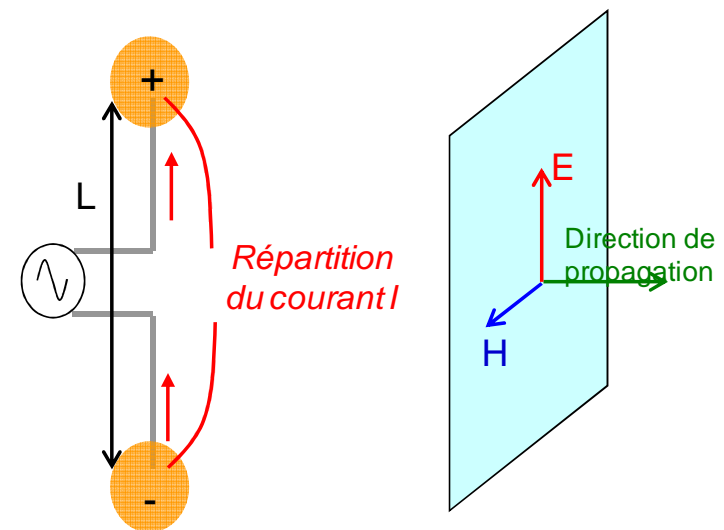
Le phénomène de résonance apparaît lorsqu'une des dimensions de l'antenne L_g est (environ) égale à une demi longueur d'onde λ_{res} .

$$L_g = \frac{\lambda_{res}}{2} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r} f_{res}}$$

Exemple : dipôle demi-onde

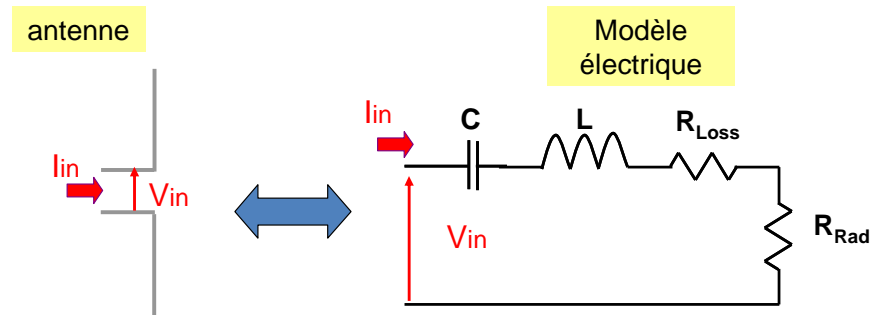
- Un dipôle est constitué de 2 tiges cylindriques de diamètre fin ($d < \lambda/100$), connectées à une source d'excitation..
- Lorsque la fréquence est telle que la longueur $L = \lambda/2$, le dipôle devient résonant.
- Fréquence de résonance :

$$L = \frac{\lambda}{2} \Leftrightarrow f_{res} = \frac{c}{2.L}$$

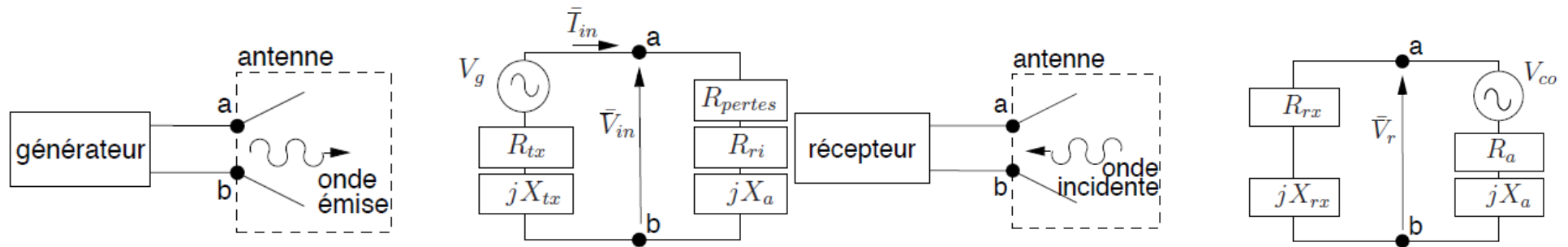


Paramètres d'antennes

Impédance d'une antenne



Modèle électrique d'une antenne



Paramètres d'antennes

Impédance d'une antenne

- On définit l'impédance d'entrée complexe d'une antenne par :

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_{in} + j.X_{in}$$

Partie active → R_{in}

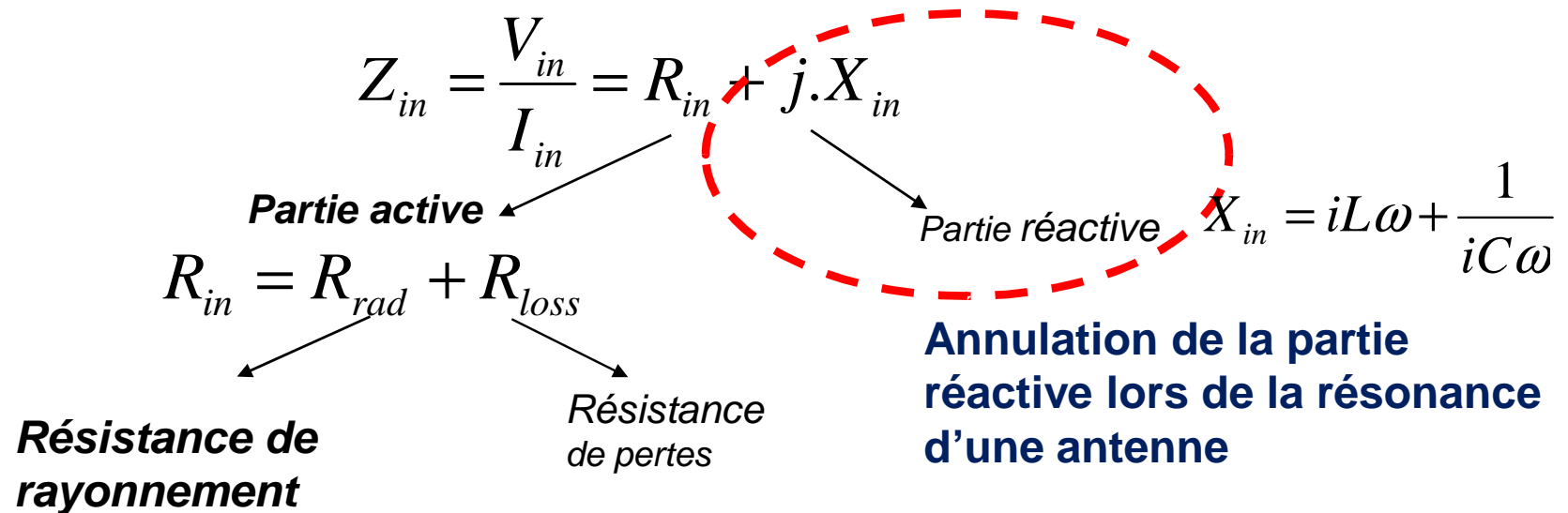
$R_{in} = R_{rad} + R_{loss}$

Résistance de rayonnement → R_{rad}

Résistance de pertes → R_{loss}

Partie réactive → $X_{in} = iL\omega + \frac{1}{iC\omega}$

Annulation de la partie réactive lors de la résonance d'une antenne



Paramètres d'antennes

Résistance de rayonnement

- Il ne s'agit pas d'une résistance ohmique. Elle traduit la conversion de l'énergie électrique fournie à l'antenne en énergie électromagnétique véhiculée par une onde plane.

$$P_{Rad} = \frac{1}{2} R_{Rad} I_{in}^2$$

Efficacité d'une antenne

- Une partie de la puissance active fournie à l'antenne est dissipée par la résistance ohmique de l'antenne → pertes (effet joule).
- L'efficacité est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance active totale.
- L'efficacité est le rapport entre le gain et la directivité d'une antenne.

$$R_{loss}$$

$$\eta = \frac{P_{Rad}}{P_A} = \frac{R_{Rad}}{R_{Rad} + R_{Loss}}$$

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

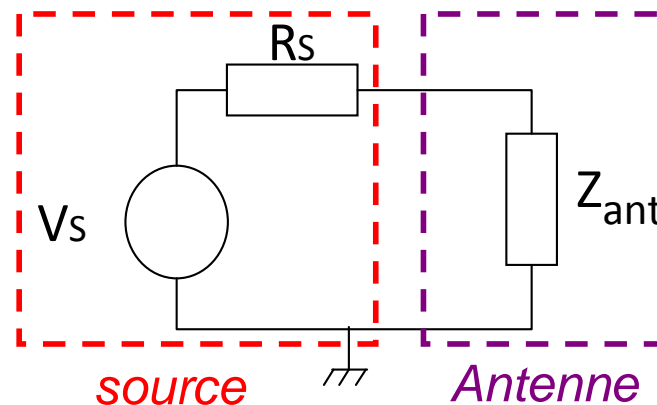


Paramètres d'antennes

Optimisation du transfert de puissance

Soit le modèle électrique équivalent d'une antenne connectée à une excitation.

Quelle est la condition d'impédance qui assure le transfert de puissance max à l'antenne ?



$$P_A = Z_{ant} I_{ant}^2 = \frac{Z_{ant} V_S^2}{(Z_{ant} + R_S)^2} = \frac{(R_{in} + jX_{in}) V_S^2}{(R_{in} + R_S + jX_{in})^2}$$

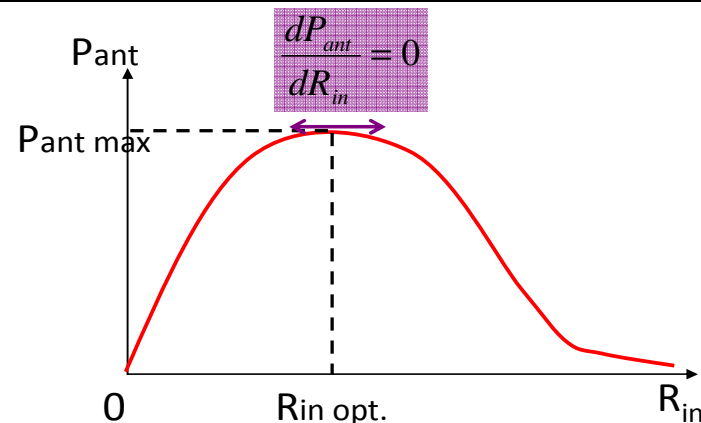
$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dP_A}{dR_{in}} = \frac{(R_{in} - R_S - jX_{in}) V_S^2}{(R_{in} + R_S + jX_{in})^3} = 0 \\ \frac{dP_A}{dX_{in}} = \frac{(R_{in} - R_S - jX_{in}) j V_S^2}{(R_{in} + R_S + jX_{in})^3} = 0 \end{array} \right.$$

Condition d'adaptation d'impédance pour optimiser le transfert de puissance :

$$R_{in} = R_S$$

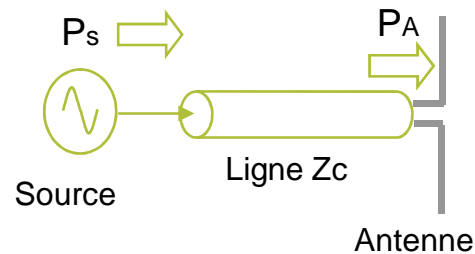
$$X_{in} = 0$$

$$P_{ant \max} = \frac{V_S^2}{4R_S}$$



Paramètres d'antennes

Adaptation – condition d'adaptation



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

$$P_A = P_S - P_S |\Gamma_{in}|^2$$

$$S_{11} = \Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_C}{Z_{in} + Z_C}$$

- 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.

Condition
d'adaptation



$$S_{11} = 0 \Leftrightarrow Z_{in} = Z_C$$

Perte liée à la désadaptation (mismatch loss) :

$$P_{mismatch} = P_S |\Gamma_{in}|^2$$

Paramètres d'antennes

Adaptation – VSWR, Voltage Standing Wave Ratio

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).

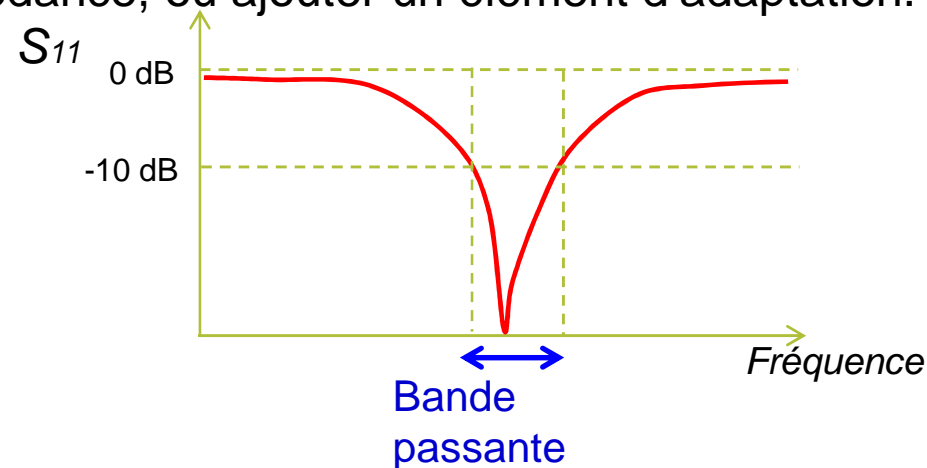
$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}}$$

Paramètres d'antennes

Largeur de bande (bande passante)

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.

A l'intérieur de la bande passante, le coefficient de réflexion est faible ($S_{11} < -10\text{dB}$). Pour optimiser la bande passante, on peut agir directement sur l'antenne afin de modifier son impédance, ou ajouter un élément d'adaptation.



Notion de facteur de qualité

$$Q = \frac{f_{res}}{\Delta f}$$

Paramètres d'antennes

Température de bruit d'une antenne

Lorsqu'une antenne reçoit de la puissance en provenance d'autres sources qui viennent perturber le fonctionnement de la transmission, cette puissance constitue du bruit. L'ensemble du bruit pondéré par la fonction caractéristique de rayonnement constitue la puissance de bruit ***B*** *captée par l'antenne. Elle s'exprime pour une bande de fréquence donnée Δf (BW) par.*

$$B = kT_B \Delta f$$

$$\Rightarrow T_B = \frac{B}{k \Delta f}$$

$$k = 1,3810^{-23} JK^{-1} : \text{Constante de Boltzmann}$$

Antennes en régime d'émission

Principes d'équivalence (relations sources/champs)

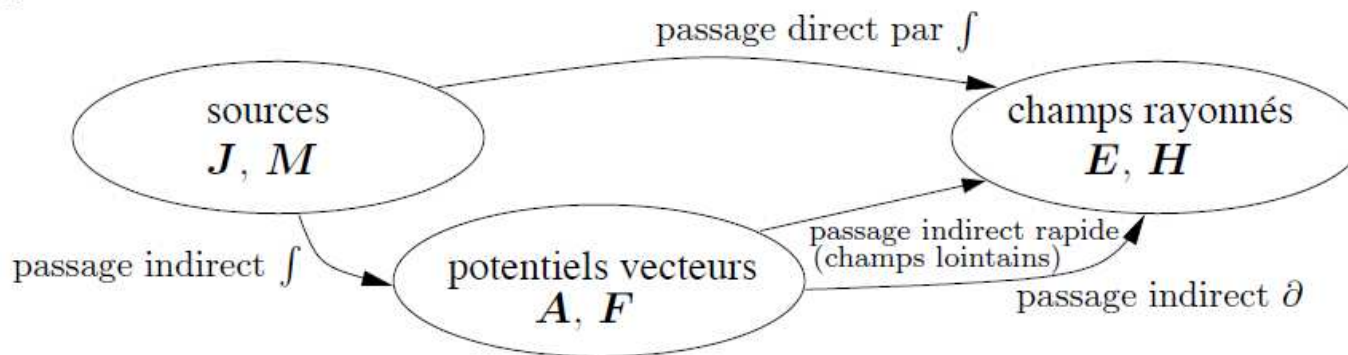


FIGURE 3.1 – Passages mathématiques des sources aux champs rayonnés.

Le passage de l'expression des sources électroniques vers l'expression des champs électromagnétiques rayonnés est difficile. La figure montre qu'il existe un passage direct utilisant uniquement des intégrales, et un passage indirect impliquant la création d'entités mathématiques (sans fondement physique) appelées les potentiels vecteurs. Le passage indirect se réalise en deux étapes: une première conduit aux potentiels vecteurs par les biais des intégrales, puis vers les champs électromagnétiques par des équations différentielles. On préfère ce passage car il demeure plus simple.

Antennes en régime d'émission

Équations de Maxwell

Si l'on considère que le milieu de propagation ne contient ni charges ni courants ($\rho = 0, \vec{J} = 0$), dans ces conditions, les équations de Maxwell s'écrivent:

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \\ \vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{H} = 0 \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0 \\ \vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{H} = 0 \end{array} \right.$$

Avec

\vec{E}, \vec{H} : champs électrique et magnétique

\vec{J}, ρ : densités volumiques de courant et de charge.

ϵ, μ sont respectivement la permittivité et la perméabilité du milieu.

Antennes en régime d'émission

Équations de Maxwell: Etablir 2 équations différentielles en E et en H

$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{H}) = \vec{\nabla} \wedge \left(\epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) = \epsilon \frac{\partial}{\partial t} (\vec{\nabla} \wedge \vec{E}) = \epsilon \frac{\partial}{\partial t} \left(-\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \right) = -\epsilon\mu \frac{\partial^2}{\partial t^2} (\vec{H})$$

Or, la propriété du rotationnel permet d'écrire:

$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{H}) = \underbrace{\vec{\nabla} \cdot (\vec{\nabla} \cdot \vec{H})}_{=0} - \nabla^2 \vec{H} = -\nabla^2 \vec{H}$$

Donc,

$$\nabla^2 \vec{H} - \epsilon\mu \frac{\partial^2}{\partial t^2} (\vec{H}) = 0$$

De même on peut montrer que

$$\nabla^2 \vec{E} - \epsilon\mu \frac{\partial^2}{\partial t^2} (\vec{E}) = 0$$

Antennes en régime d'émission

Équations de Maxwell

On pose: $\epsilon\mu = \frac{1}{v^2}$, où v est la vitesse de propagation. (Dans le vide $v = c = 3.10^8 m/s$).

$$\begin{cases} \nabla^2 \vec{H} - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} (\vec{H}) = 0 \\ \nabla^2 \vec{E} - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} (\vec{E}) = 0 \end{cases}$$

Antennes en régime d'émission

Équations de Maxwell

Vérifiant que $H = H_0 \cos(\omega t - kz)$ est solution de cette équation différentielle:

$$\frac{\partial^2 H}{\partial z^2} - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} = 0$$

$$\text{Donc, } \frac{\partial^2 (H_0 \cos(\omega t - kz))}{\partial z^2} - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 (H_0 \cos(\omega t - kz))}{\partial t^2} = 0$$

$$\text{Donc, } +kH_0 \frac{\partial (\sin(\omega t - kz))}{\partial z} - \frac{1}{v^2} H_0 \omega \frac{\partial (\sin(\omega t - kz))}{\partial t} = 0$$

$$\text{Donc, } -k^2 H_0 \cos(\omega t - kz) + \frac{1}{v^2} H_0 \omega^2 \cos(\omega t - kz) = 0$$

$$\text{Donc, } -k^2 + \frac{1}{v^2} \omega^2 = 0$$

$$\text{Donc, } k = \frac{\omega}{v}: \text{ Constante de propagation}$$

Antennes en régime d'émission

Équations de Maxwell

Vérifiant que $H = H_0 \cos(\omega t - kz)$ est solution de cette équation différentielle:

$$\frac{\partial^2 H}{\partial z^2} - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} = 0$$

De même on peut montrer que $E = E_0 \cos(\omega t - kz)$ est solution de cette équation différentielle:

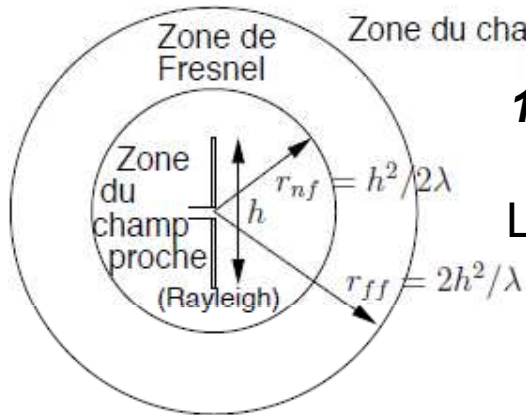
$$\frac{\partial^2 E}{\partial z^2} - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = 0$$

Constante de propagation

Antennes en régime d'émission

Champ proche / Champ lointain

- L'environnement d'une antenne peut être séparé en 3 zones :



1. Zone de rayonnement proche (Zone de Rayleigh) $R < \frac{h^2}{2\lambda}$

Les termes inductifs et électrostatiques sont prépondérants au voisinage immédiat de l'antenne. Il y a une accumulation d'énergies électrique et magnétique. Les champs varient peu en fonction de la distance mais ils sont très complexes à analyser.

2. Zone intermédiaire (Zone de Fresnel)

Elle se situe entre les deux extrêmes. Dans cette zone les champs varient avec de fortes oscillations.

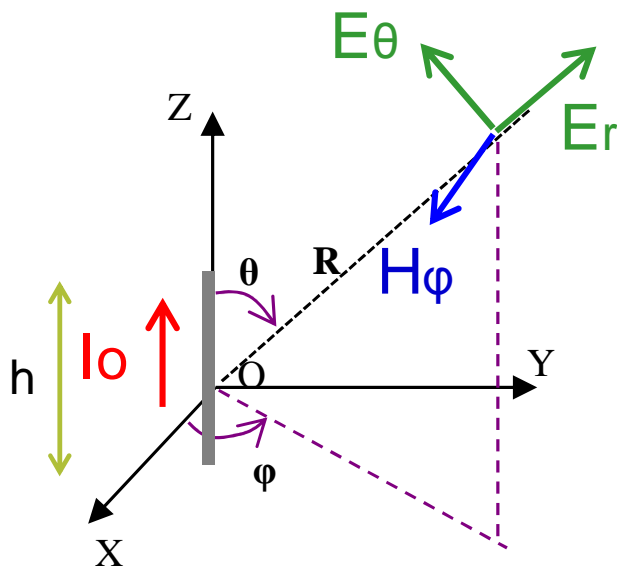
3. Zone éloignée (Zone de Fraunhofer)

De manière générale, cette zone s'étend au-delà de $R > \frac{2h^2}{\lambda}$. Elle représente la zone la plus importante car on utilise les antennes pour communiquer sur de grandes distances.

Antennes en régime d'émission

Une antenne basique – dipôle élémentaire (de Hertz)

- Fil électriquement court ($h \ll \lambda/10$). Courant d'excitation sinusoïdal d'amplitude quasi constant le long de l'antenne.
- Expression des champs E et H (en coordonnées sphériques) :



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

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

$$\vec{H}_\phi = \frac{\beta^2 I_o h}{4\pi} \sin \theta \left(\frac{1}{\beta^2 r^2} + j \frac{1}{\beta r} \right) e^{-j\beta r}$$

$$\vec{E}_\phi = \vec{H}_r = \vec{H}_\theta = \vec{0}$$


✓ Onde électromagnétique en mode TEM ?

✓ Transport d'une puissance active par l'onde EM ?

Antennes en régime d'émission

Une antenne basique – dipôle élémentaire (de Hertz)

- A proximité de l'antenne, si $\beta R \ll 1$: $\beta R \ll 1 \Rightarrow R \ll \frac{\lambda}{2\pi}$


$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{E}_r \approx -2 \frac{\eta \beta^2 I_o h}{4\pi} \cos \theta \frac{j}{\beta^3 r^3} e^{-j\beta r} \\ \vec{E}_\theta \approx -\frac{\eta \beta^2 I_o h}{4\pi} \sin \theta \frac{j}{\beta^3 r^3} e^{-j\beta r} \\ \vec{H}_\phi \approx \frac{\beta^2 I_o h}{4\pi} \sin \theta \frac{1}{\beta^2 r^2} e^{-j\beta r} \end{array} \right.$$


- E et H sont en quadrature de phase \rightarrow pas de transport de puissance active, conservation d'une puissance dite réactive.
- E, H et la direction de propagation ne forment pas un trièdre direct avec la direction de propagation. \rightarrow le mode de propagation n'est pas TEM.
- Décroissance rapide en $1/r^3$ du champ.

Zone réactive ou de champ proche

Antennes en régime d'émission

Une antenne basique – dipôle élémentaire (de Hertz)

- A grande distance de l'antenne, si $\beta R \gg 1$: $\beta R \gg 1 \Rightarrow R \gg \frac{\lambda}{2\pi}$


$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{E}_r \approx 2 \frac{\eta \beta^2 I_o h}{4\pi} \cos \theta \frac{1}{\beta^2 r^2} e^{-j\beta r} \ll \vec{E}_\theta \\ \vec{E}_\theta \approx \frac{\eta \beta^2 I_o h}{4\pi} \sin \theta \frac{j}{\beta r} e^{-j\beta r} \\ \vec{H}_\phi \approx \frac{\beta^2 I_o h}{4\pi} j \frac{1}{\beta r} \sin \theta e^{-j\beta r} \end{array} \right.$$

- E et H sont en phase \rightarrow transport de puissance active, partie réactive négligeable.
- Le rapport $E / H = \eta$, l'impédance d'onde dans le milieu de propagation
- E, H et la direction de propagation forment un trièdre direct avec la direction de propagation. \rightarrow le mode de propagation est TEM.
- Décroissance du champ en $1/r$.

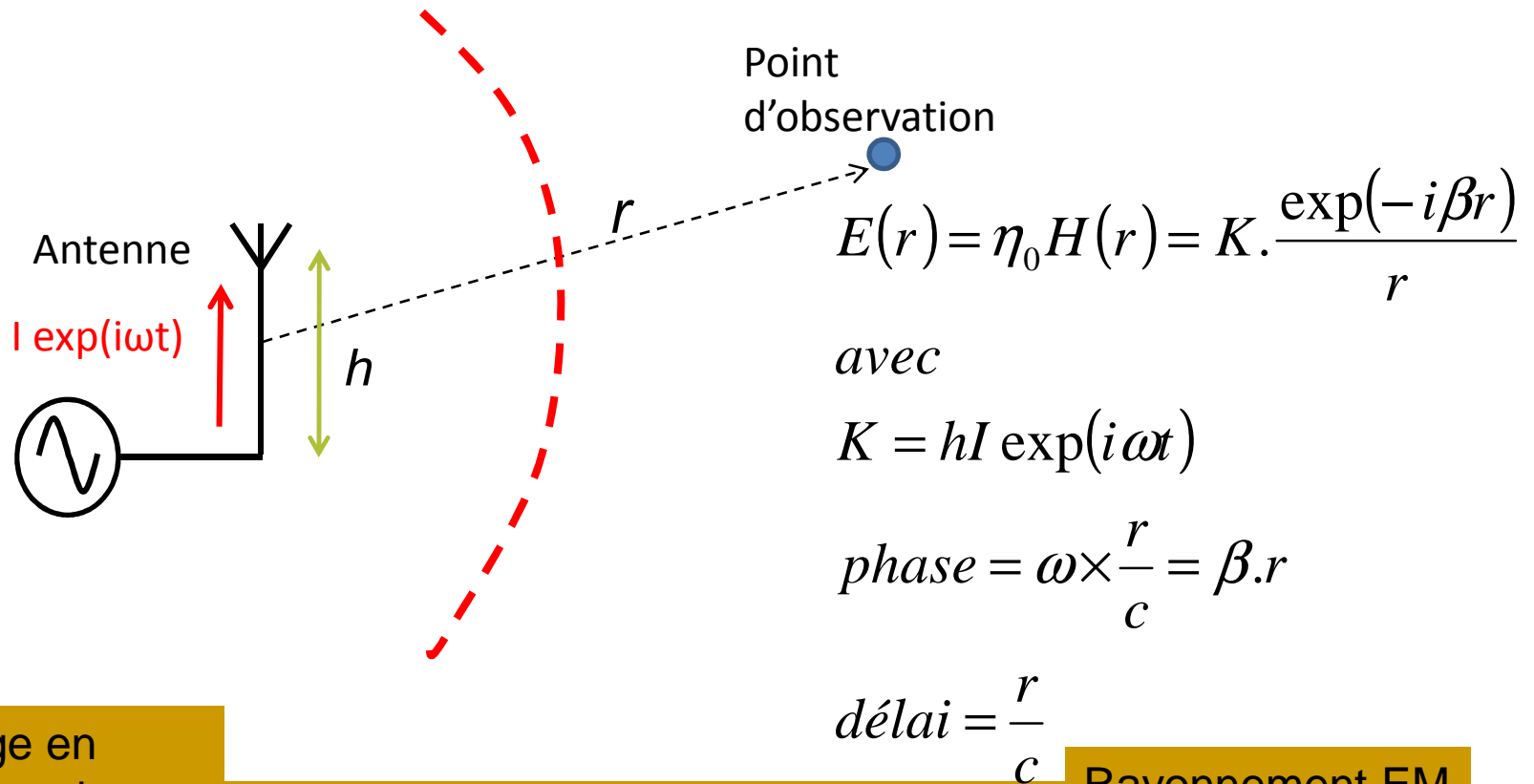
Zone radiative ou de champ lointain

Antennes en régime d'émission

Champ proche / Champ lointain

Champ proche

Champ lointain



Couplage en
champ proche

Rayonnement EM

Antennes en régime d'émission

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: $\frac{\epsilon E^2 + \mu H^2}{2} dV = \frac{1}{c} E \cdot H dV$

L'onde transporte la puissance suivante, exprimée sous la forme d'un vecteur appelé vecteur de Poynting donné par:

$$\vec{P} = \frac{1}{2} \vec{E} \wedge \vec{H}^* (W / m^2) \quad \text{Avec} \quad H^* : \text{conjugué de } H$$

- La valeur moyenne temporelle du vecteur de Poynting vaut $P = \frac{1}{2} \text{Re}(E \times H)$
- Cas d'une onde TEM (E et H en phase et reliée par l'impédance d'onde): $P = \frac{1}{2} \frac{|E|^2}{\eta}$

Antennes en régime d'émission

Exemples d'applications: Antennes pour les télécommunications

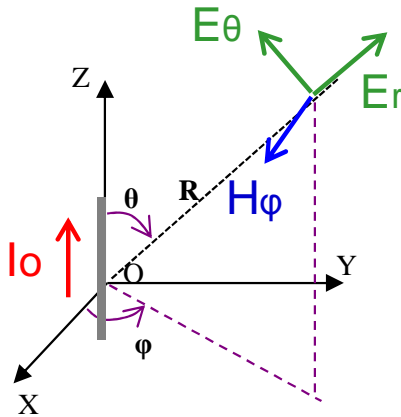
Bien que les antennes filaires et les boucles constituent les antennes les plus courantes car les plus simples et les moins onéreuses, leurs performances sont parfois limitées et il est nécessaire de concevoir des éléments rayonnants plus complexes pour obtenir de meilleurs gains, des bandes passantes plus larges. Le développement des applications sans fils embarquées et mobiles augmentent l'exigence en terme de miniaturisation des antennes.

- **Antennes élémentaires**
 - **Dipôle élémentaire ou dipôle de Hertz**
 - **Boucle élémentaire – antenne boucle**
- **Antenne ferrite**
- **Antenne dipôle demi-onde**
- **Antenne imprimée ou patch**
- **Miniaturisation et intégration d'antennes**
- **Ouverture rayonnante et antenne à réflecteur**

Antennes en régime d'émission

Dipôle élémentaire (de Hertz)

- Fil électriquement court ($h \ll \lambda/10$). Courant d'amplitude quasi constant le long de l'antenne.
- Antenne « électrique »



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

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

$$\vec{H}_\phi = \frac{\beta^2 I_o h}{4\pi} \sin \theta \left(\frac{1}{\beta^2 r^2} + j \frac{1}{\beta r} \right) e^{-j\beta r}$$

$$\vec{E}_\phi = \vec{H}_r = \vec{H}_\theta = \vec{0}$$

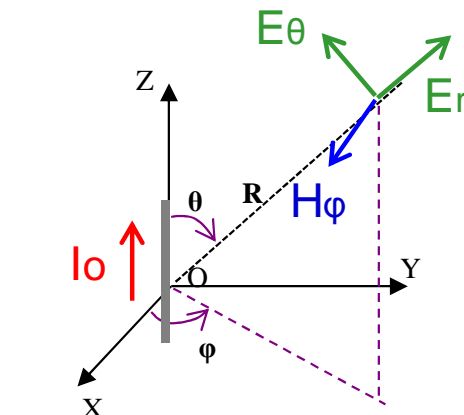
Antennes en régime d'émission

Dipôle élémentaire (de Hertz)

- Fil électriquement court ($h \ll \lambda/10$). Courant d'amplitude quasi constant le long de l'antenne.
- Antenne « électrique »

En champ lointain :

$$\begin{aligned}\vec{E}_\theta &= \frac{j}{\beta R} \frac{\eta \beta^2 I_o h}{4\pi} \sin \theta \times e^{-j\beta R} \\ &= j \frac{60\pi}{\lambda R} I_o \cdot h \cdot \sin \theta \times e^{-j\frac{2\pi R}{\lambda}}\end{aligned}$$

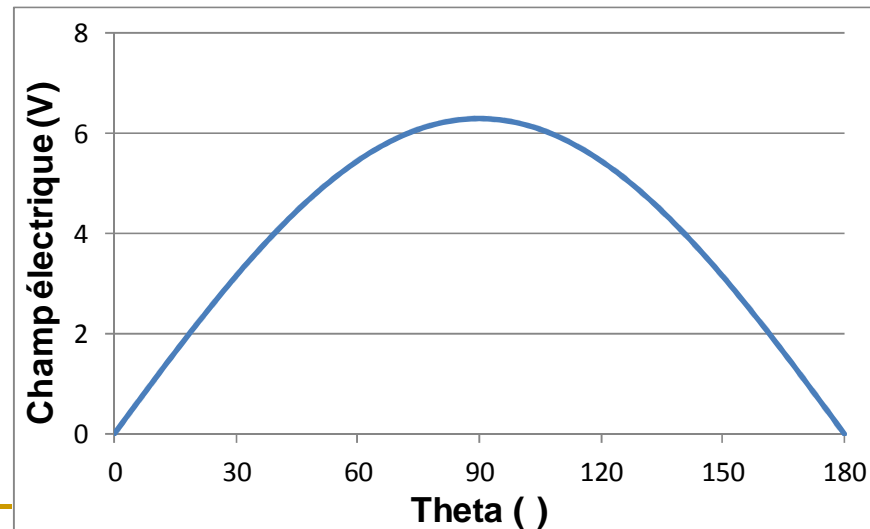


$$r(\theta) = \sin^2(\theta)$$

$$D(\theta) = \frac{3}{2} \sin^2(\theta)$$

$$2\theta_3 = \pi/2$$

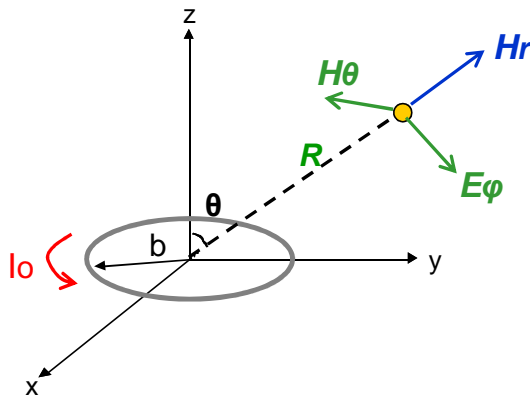
$$R_{rad} = 80 \left(\frac{\pi h}{\lambda} \right)^2$$



Antennes en régime d'émission

Boucle élémentaire

- Boucle de rayon b petit devant λ .



En champ lointain :

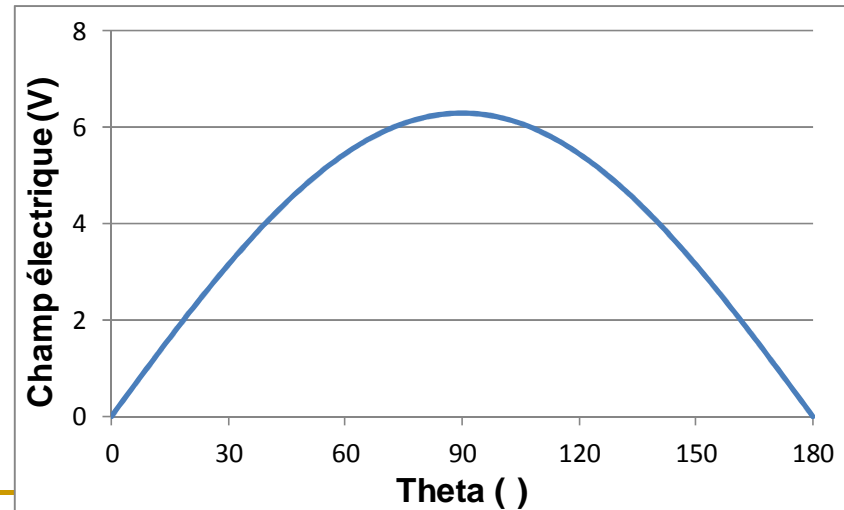
$$H_{\theta} = j \frac{\omega \mu \beta_o^2}{4\pi \eta_o} \times I_0 \pi b^2 \times \sin \theta \times j \frac{1}{\beta_o r} \times e^{-j\beta_o r}$$

$$E_{\phi} = -j \frac{\omega \mu \beta_o^2}{4\pi} \times I_0 \pi b^2 \times \sin \theta \times j \frac{1}{\beta_o r} \times e^{-j\beta_o r}$$

$$r(\theta) = \sin^2(\theta)$$

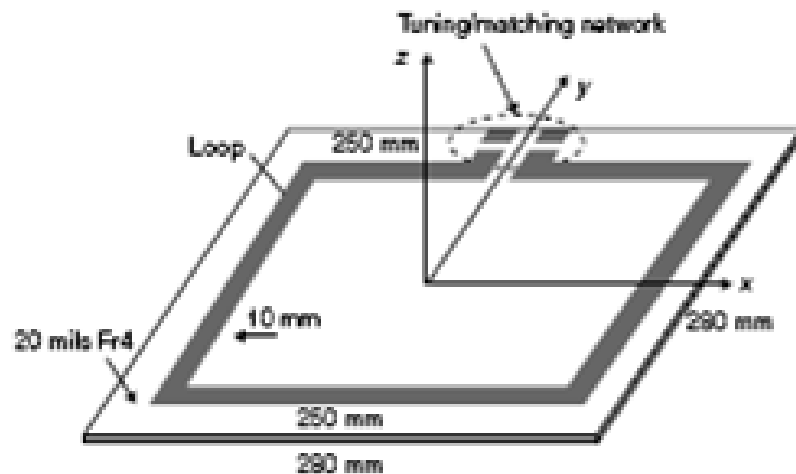
$$D(\theta) = \frac{3}{2} \sin^2(\theta)$$

$$R_{rad} = 31170 \times \left(\frac{S}{\lambda^2} \right)^2$$

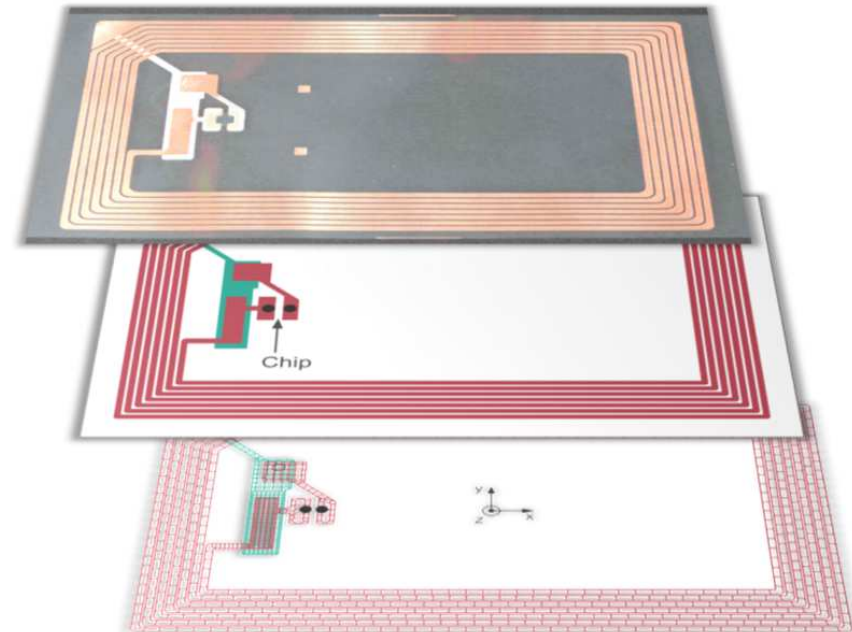


Antennes en régime d'émission

Antenne boucle – application RFID (antenne champ proche)



Antennes RFID (13.56 MHz)



Tag RFID (13.56 MHz)

- Rayonnement faible en champ lointain. Par contre, création d'un champ magnétique très fort en champ proche.
- Pas de couplage rayonné, mais un couplage inductif en champ proche.

Antennes en régime d'émission

Antenne ferrite



($n = 160$ tours, $\mu_r = 60$, $L = 820 \mu H$)

$$R_{rad} = 31170 \times \left(N_{tour} \mu_{r \text{ ferrite}} \frac{S}{\lambda^2} \right)^2$$

Antennes en régime d'émission

Antenne dipôle demi-onde

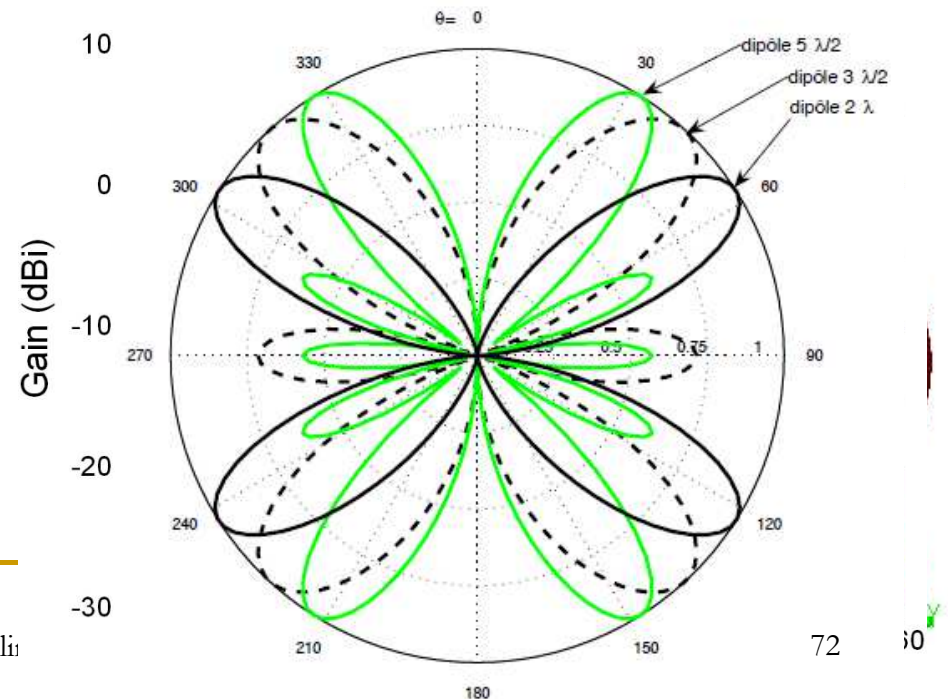
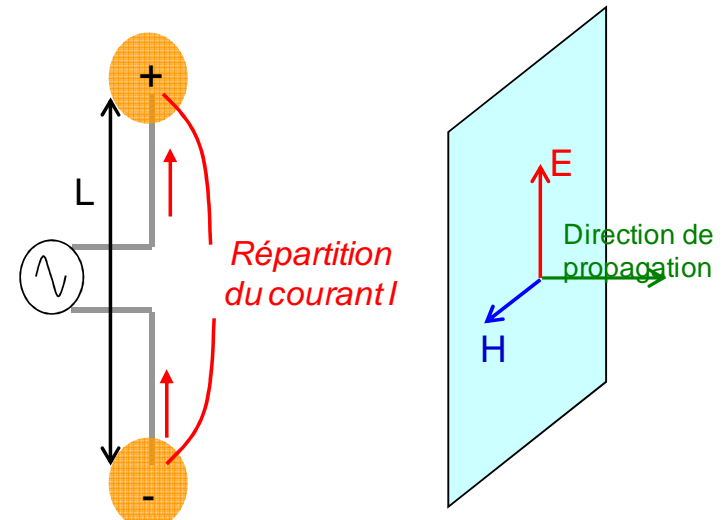
- Un dipôle est constitué de 2 tiges cylindriques de diamètre fin ($d < \lambda/100$), connectées à une source d'excitation.
- Longueur $L = \lambda/2 \rightarrow$ le dipôle devient résonant.
- Fréquence de résonance :

$$L = \frac{\lambda}{2} \Leftrightarrow f_{res} = \frac{c}{2.L}$$

- Diagramme de rayonnement et gain :

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

- Gain = 2.15 dBi = 0dBd
- Angle d'ouverture à 3 dB (plan vertical) = 78°



Antennes en régime d'émission

Antenne dipôle demi-onde

- Effet du diamètre d du dipôle – Impédance d'entrée en condition demi-onde :

$$Z_{in} = \left(73.2 - \frac{5400}{R_C} \right) + i \left(42.5 - \frac{9700}{R_C} \right) \quad R_C = 120 \left(\ln \frac{\lambda}{d} - 1 \right)$$

- La longueur de résonance devient :

$$L = \frac{\lambda}{2} \left(1 - \frac{27}{R_C} + \frac{2300}{R_C^2} \right)$$

- Impédance d'entrée d'un dipôle infiniment fin en condition demi onde ($L = \lambda/2$) :

$$Z_{in} = 73.2\Omega + j42.5\Omega$$

- La résonance (annulation de la partie imaginaire se fait lorsque $L \approx 0.46 \lambda - 0.48 \lambda$.

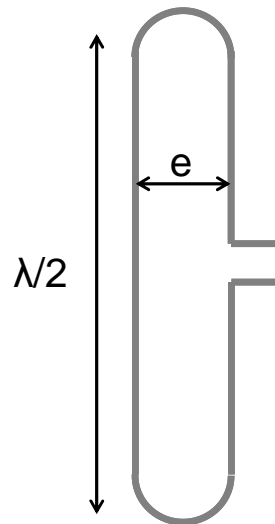
Antennes en régime d'émission

Antenne dipôle demi-onde

- Facteur de qualité :

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

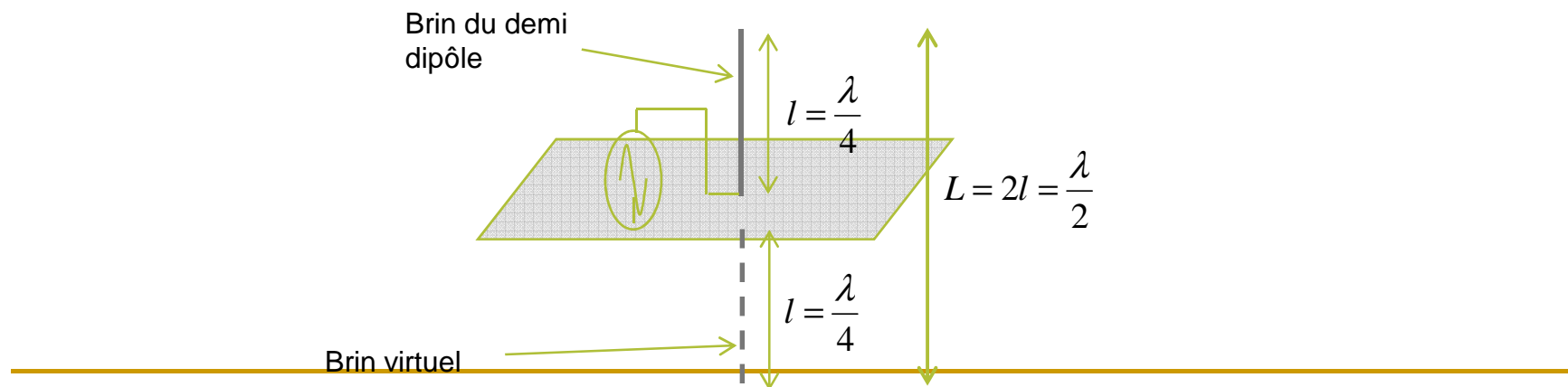
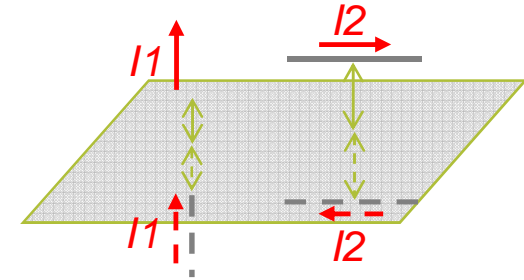
- Réduction du facteur de qualité : Dipôle replié



Antennes en régime d'émission

Antenne monopôle (quart d'onde)

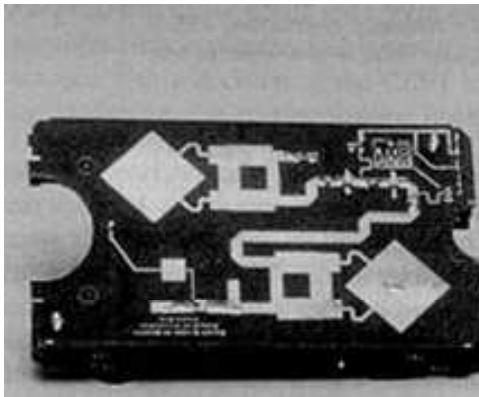
- La présence d'objets métalliques à proximité d'une antenne modifie ses propriétés.
- Un plan métallique se comporte comme un plan d'antisymétrie pour tout conducteur.
- Lorsqu'un conducteur est placé au-dessus d'un plan de masse, tout se passe comme si un conducteur de retour virtuel était placé sous le premier conducteur, de manière symétrique par rapport au plan de masse.
- Un monopôle correspond à un demi dipôle au-dessus d'un plan métallique de référence. En raison de la symétrie apportée par le plan métallique, le monopôle se comporte comme un dipôle.



Antennes en régime d'émission

Antenne imprimée ou patch

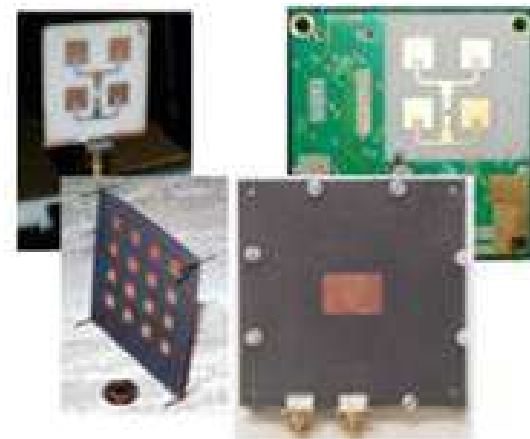
- Intégration des antennes au plus près des systèmes électroniques.



Antenne de télépéage



Antenne WiFi

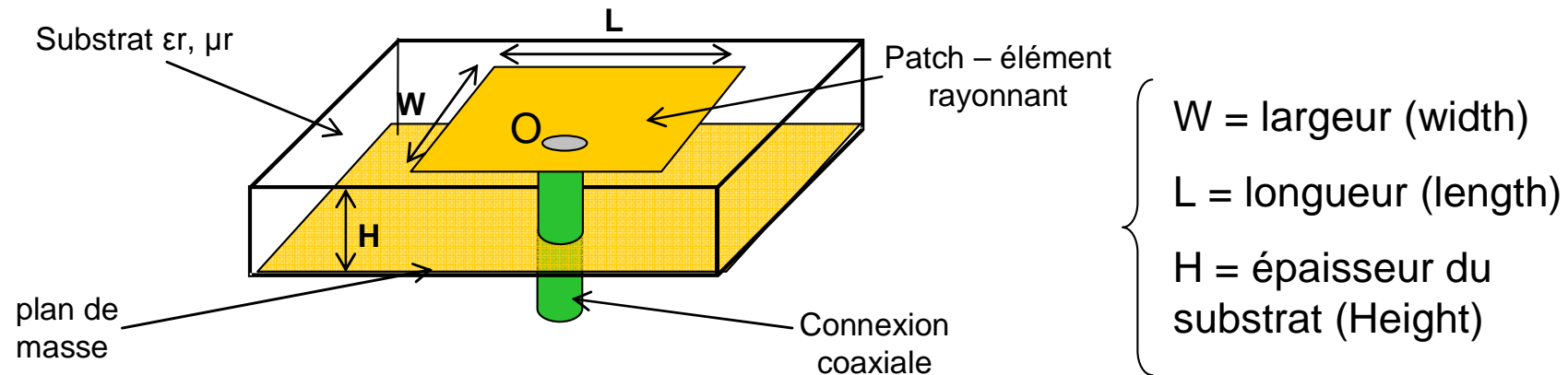


Réseaux d'antennes patch

Antennes en régime d'émission

Antenne imprimée ou patch

- Structure d'un patch rectangulaire:



- La longueur est proche de la demi longueur d'onde.
- Les dimensions du plan de masse doivent être grandes devant celles de l'élément rayonnant (au moins 3 à 4 fois plus grand)
- Plusieurs méthodes d'alimentation (connexion coaxiale, microstrip, ligne couplée)
- Gravure ou placement des éléments d'adaptation au plus près de l'élément rayonnant.

Antennes en régime d'émission

Antenne imprimée ou patch – Principe de fonctionnement

- Supposons h petit :
$$h \leq \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_r - 1}}$$
- Le patch et le plan de masse forme une **cavité résonante** en raison des conditions en circuit ouvert à chaque extrémité.
- Répartition du champ électrique à l'intérieur du patch :

$$E_X = E_Y = 0 \quad E_Z = E_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W}\right)$$

- Existence de fréquences de résonance où le rayonnement en champ lointain est optimisé :

$$F_{m,n} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2} \quad m \text{ et } n \text{ entiers } > 0$$

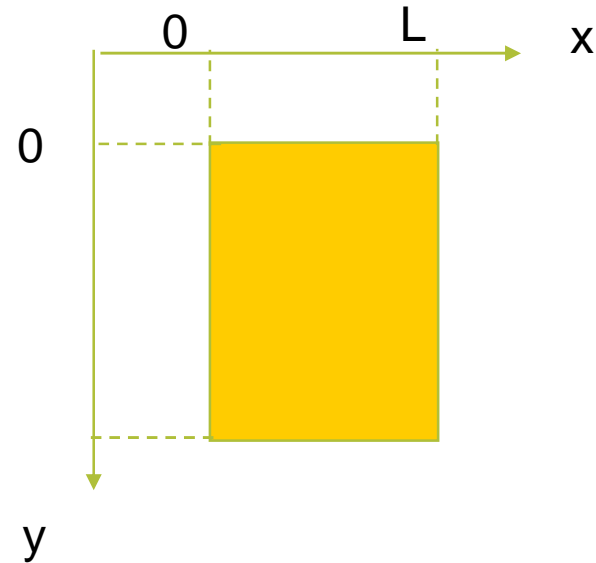
Antennes en régime d'émission

Antenne imprimée ou patch – Principe de fonctionnement

- Supposons $W < L$.
- Fréquence de résonance primaire : $F_{1,0}$

$$F_{1,0} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1}{L}\right)^2 + \left(\frac{0}{W}\right)^2}$$

$$F_{1,0} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \Rightarrow L = \frac{c}{2F_{1,0}\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{\lambda}{2}$$



- Répartition du champ électrique le long de x ($m = 1, n = 0$) :

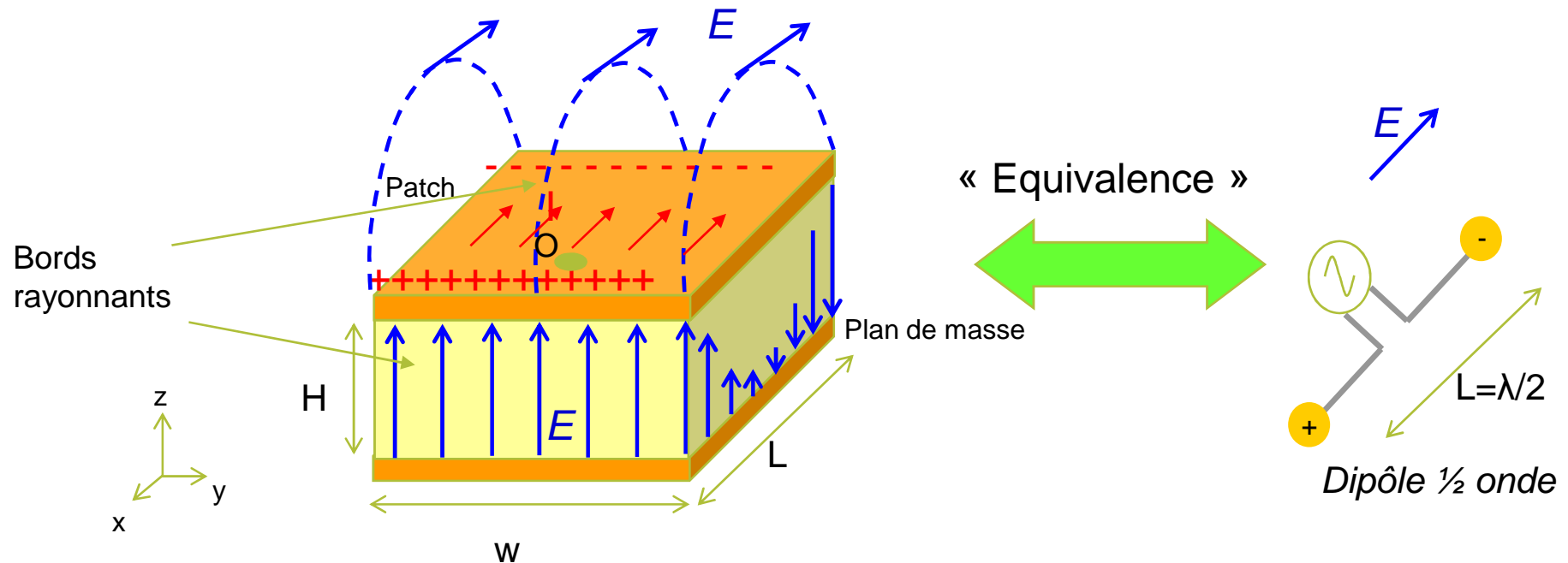
$$E_z(x=0) = E_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W}\right) = E_0$$

$$E_z(x=L) = E_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W}\right) = -E_0$$

Antennes en régime d'émission

Antenne imprimée ou patch – Principe de fonctionnement

- Rayonnement du patch à la fréquence de résonance $F_{1,0}$:

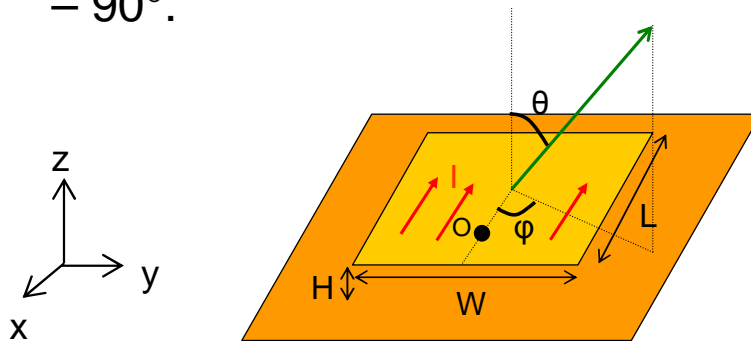


- Remarque : la résonance apparaît autour de $L = 0.48\lambda - 0.49\lambda$, en raison des dimensions des bords rayonnants.

Antennes en régime d'émission

Antenne imprimée ou patch rectangulaire

- Le rayonnement est max. pour $\theta = 0^\circ$. La polarisation est rectiligne.
- Cependant, en raison de la présence du plan de masse, le rayonnement ne se fait que dans le $\frac{1}{2}$ plan au dessus du plan de masse.
- Quelques valeurs typiques : gain = 6 – 8 dBi, angle d'ouverture à 3 dB = 70 – 90°.



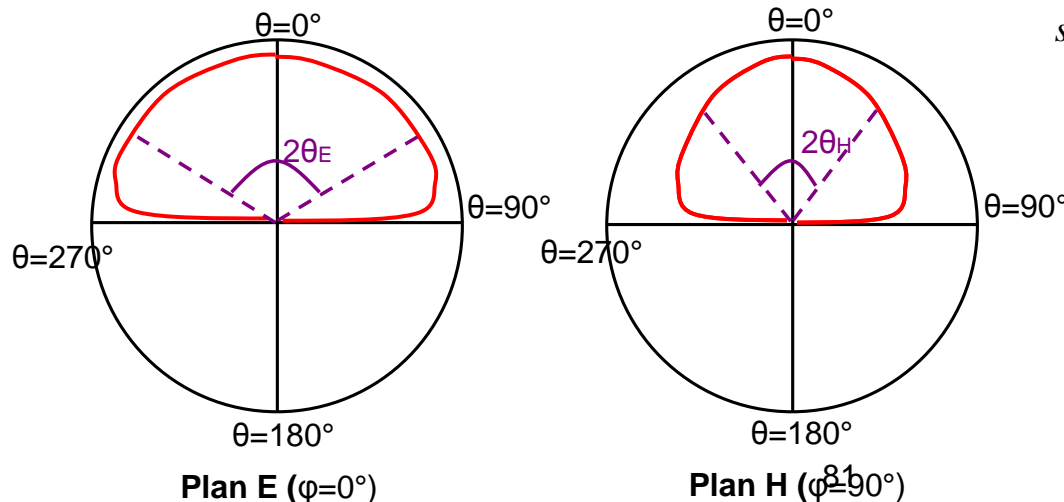
Directivité :

$$D \approx \frac{1}{15G_f} \left(\frac{w}{\lambda_0} \right)^2$$

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

$$\text{si } \frac{W}{\lambda_0} \ll 1: G_f \approx \frac{W^2}{120\lambda_0^2} \Rightarrow D \approx 6$$

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



Angle d'ouverture :

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

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

Antennes en régime d'émission

Antenne imprimée ou patch rectangulaire

- Résistance d'entrée :

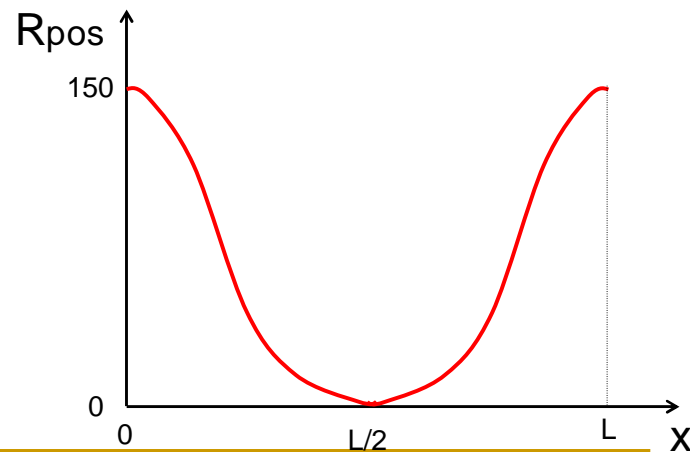
$$R_{in} = \frac{1}{2G_1}$$

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

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

- Influence du point de polarisation :

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



Antennes en régime d'émission

Antenne imprimée ou patch rectangulaire

■ Dimensionnement :

a. Calcul de la largeur du patch :

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\frac{2}{1 + \epsilon_r}}, \quad \lambda_0 = \frac{c}{F_{res}}$$

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

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

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

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

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 :

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

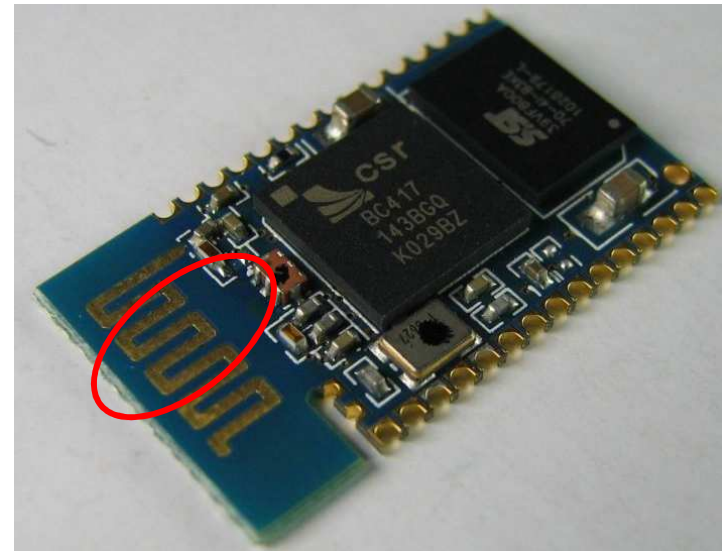
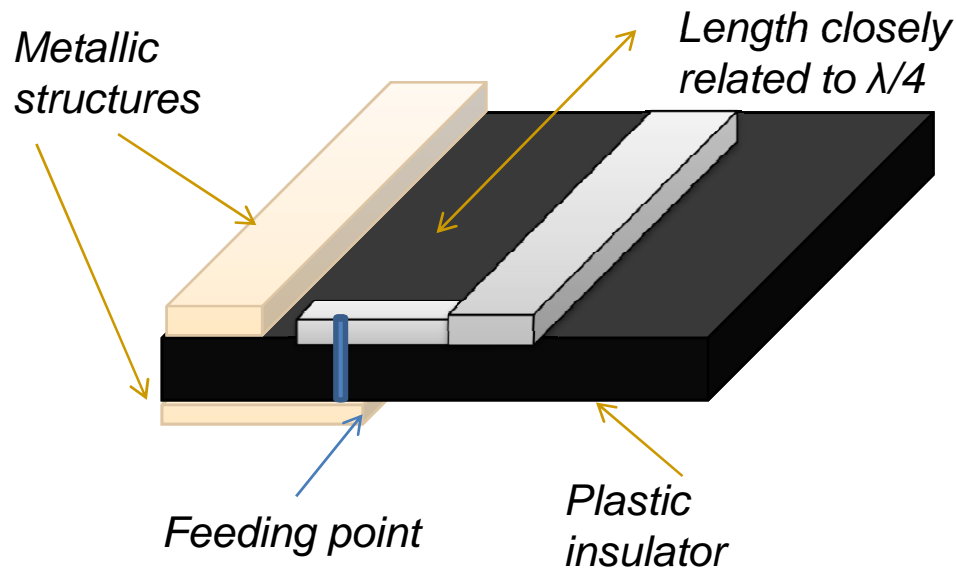
e. Calcul de la position du point d'alimentation

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

Antennes en régime d'émission

Antenne imprimée en $\lambda/4$

- Une des principales contraintes pour les antennes intégrées reste leur encombrement. Recherche d'antennes multibandes les plus compactes !
- Une des solution consiste à réaliser des antennes qui résonnent en $\lambda/4$ (cf monopôle) et à les tordre (meander antenna).



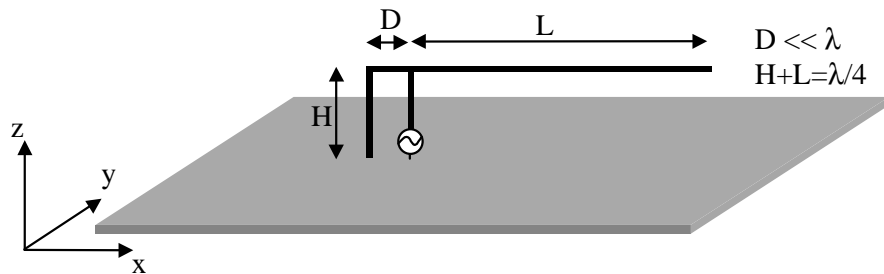
Bluetooth module (Rayson Electronic)

Antennes en régime d'émission

Antenne imprimée en $\lambda/4$

- Antenne (Planar) Inverted F-Antenna (P)IFA :

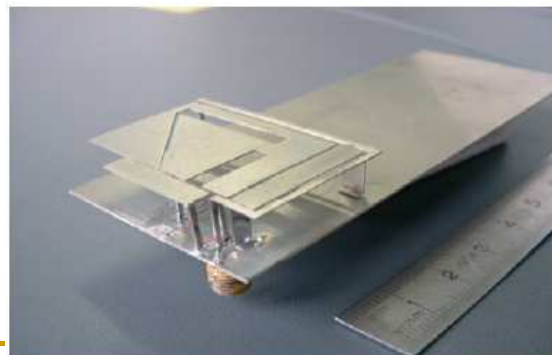
Principe d'une antenne IFA :



Antenne IFA :

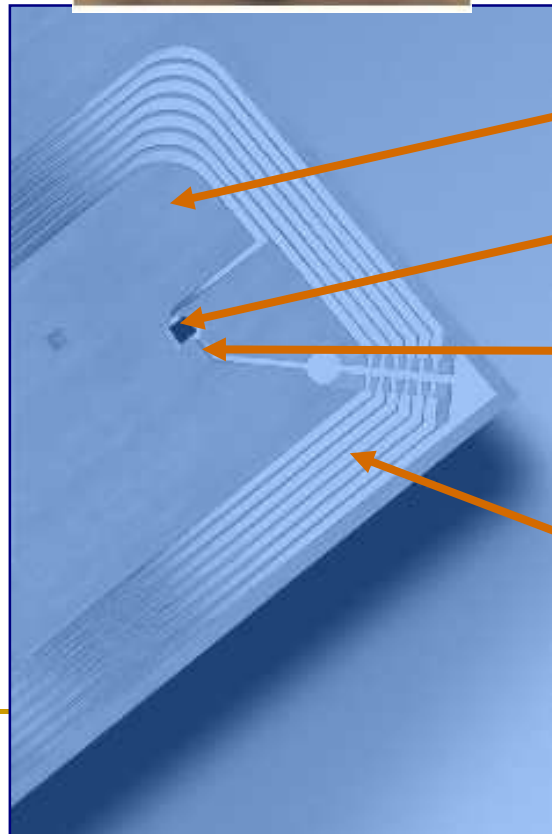


Antenne PIFA multibandes (l'ajout de fentes génèrent plusieurs fréquences de résonance) :

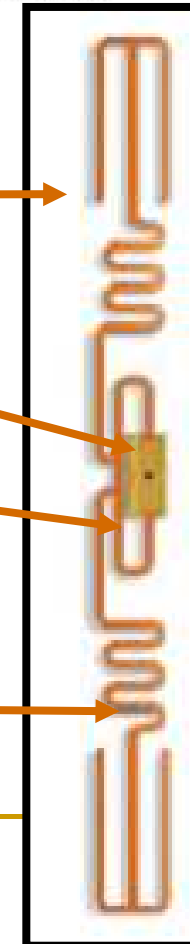


Antennes en régime d'émission

Miniaturisation et intégration d'antennes



Substrat
Puce
électronique
Connexion
Antenne :
conducteur
sur
substrat



Antennes en régime d'émission

Ouverture rayonnante et antenne à réflecteur

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 situé 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.

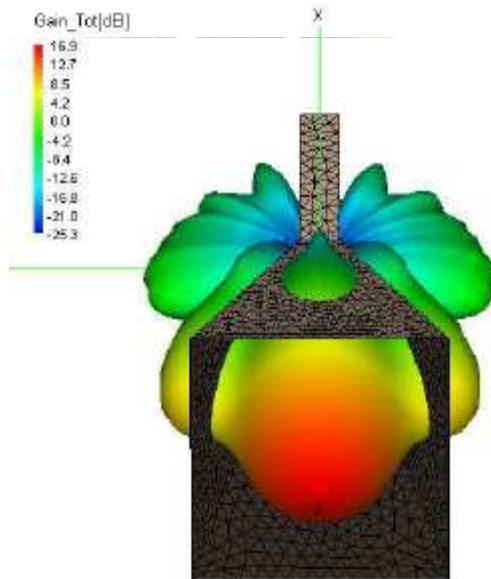
- ✓ **Ouverture rayonnante plane**
- ✓ **Antenne à réflecteur**

Antennes en régime d'émission

Ouverture rayonnante plane: 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.



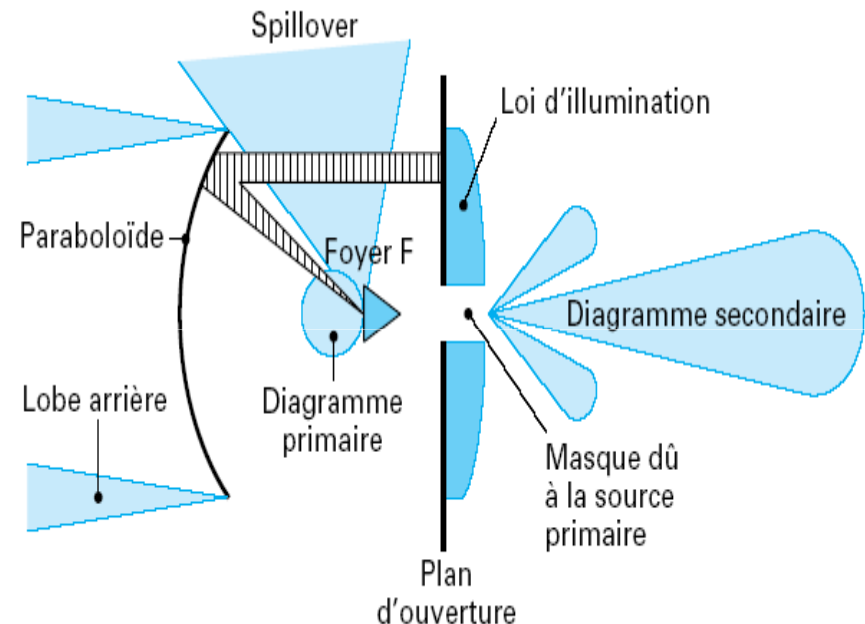
Suivant la forme du cornet, il est possible d'obtenir un diagramme de rayonnement fin soit dans le plan E, soit dans le plan H, soit les deux.

Antennes en régime d'émission

Antenne à réflecteur

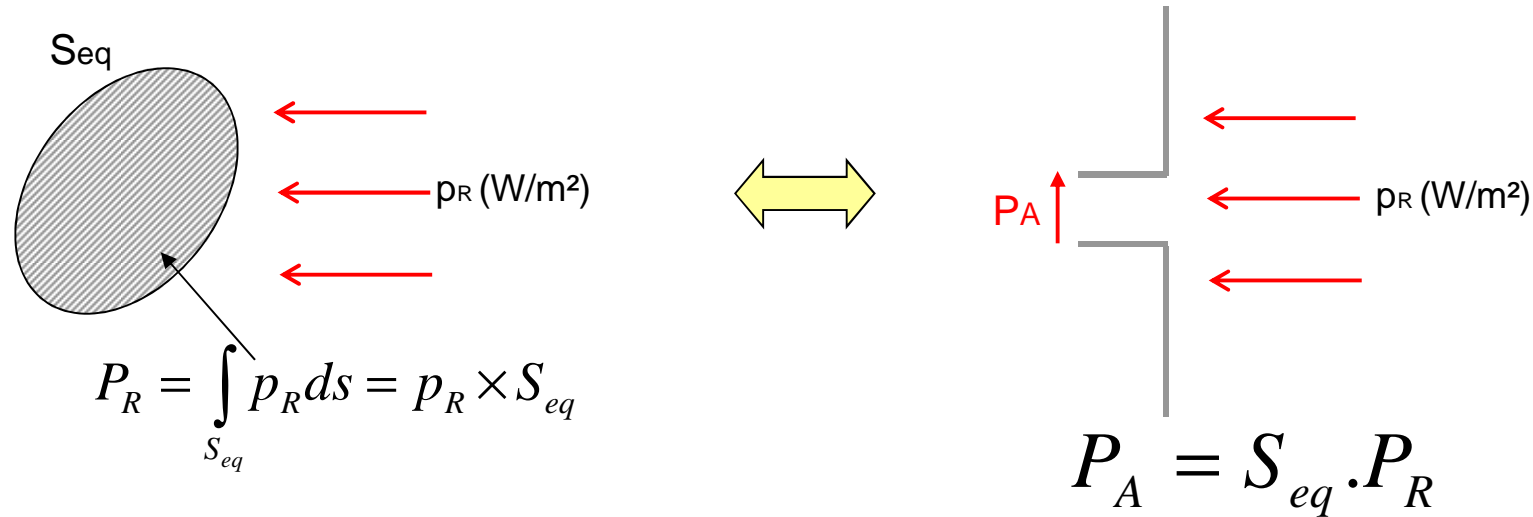
De nombreuses antennes contiennent des réflecteurs plans situés en face arrière, qui permettent de bloquer un lobe dans la direction du lobe principal.

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.



Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Surface équivalente d'une antenne



- Relation entre le gain et la surface équivalente :

$$G = 4\pi \frac{S_{eq}}{\lambda^2} \Leftrightarrow S_{eq} = \frac{G\lambda^2}{4\pi}$$

- Gain d'une antenne émettrice = capacité à rayonner dans une direction donnée de l'espace.
- Gain d'une antenne réceptrice = capacité à coupler l'énergie rayonnée provenant d'une direction de l'espace.
- Pour une antenne passive, qu'elle soit utilisée en émission ou en réception, le gain reste le même

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Facteur d'antenne

- Soit une puissance électrique reçue P_A . Quelle est la valeur du champ électrique incident reçu (champ lointain) ?

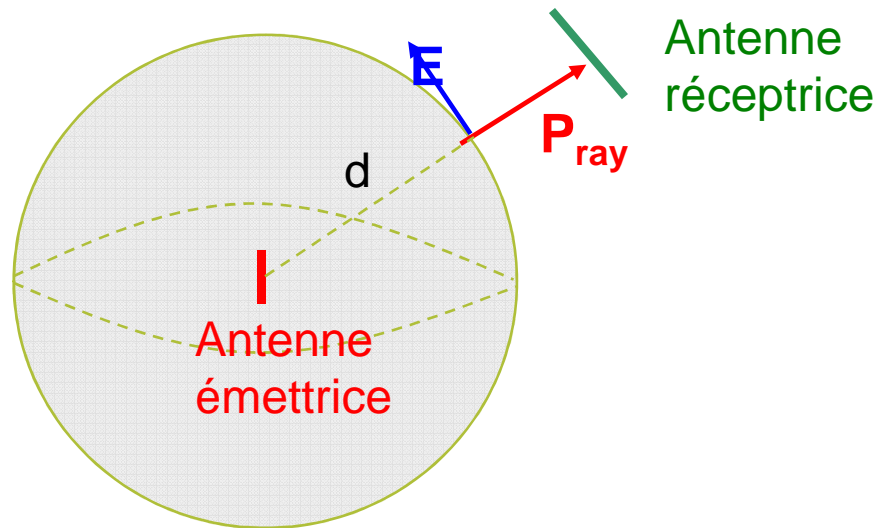
$$P_A = S_{eq} \cdot P_R = S_{eq} \frac{E^2}{\eta_0} = G \frac{\lambda^2}{4\pi} \frac{E^2}{\eta_0}$$

- Si le récepteur est équivalent à une résistance R_R : $E = \frac{V_R}{\lambda} \sqrt{\frac{4\pi\eta_0}{G \cdot R_R}}$

- Facteur d'antenne (inverse de la sensibilité) : $AF = 20 \times \log\left(\frac{E}{V}\right) = 20 \times \log\left(\frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{4\pi\eta_0}{G \cdot R_R}}\right)$

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Atténuation de la puissance électromagnétique en espace libre – Formule de Friis



- La puissance reçue par l'antenne est donnée par :

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

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Atténuation de la puissance électromagnétique en espace libre – Formule de Friis

- Formule de Friis ou affaiblissement de liaison en espace libre (path loss) :

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

$$L_p (dB) = 32.4 + 20 \cdot \log(d(km)) + 20 \cdot \log(f(MHz))$$

$$L_p (dB) = 92.4 + 20 \cdot \log(d(km)) + 20 \cdot \log(f(GHz))$$

- Donnée utile pour les bilans de liaison

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Quand on cherche à effectuer une transmission sans fil, on veut pouvoir évaluer la puissance captée par un récepteur en fonction de la puissance envoyée par un émetteur à une distance donnée.

C'est le but de l'équation du bilan de liaison. Ce bilan tient compte de la puissance fournie, du gain des antennes, de la distance et des pertes.

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

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Bilan de liaison

Emetteur	$P_e (dBm)$	42	30	$PIRE (dBm) = P_e - A_{be} - A_{fe} + G_e$
	$A_{be} (dB)$	3	4	
	$A_{fe} (dB)$	3,5	1,5	
	$G_e (dB)$	14	46	
	$PIRE (dBm)$	49,5	70,5	
Récepteur	$M_r (dB)$	8	40	$P_r (dBm) = P_s + M_r$
	$A_{fr} (dB)$	0	1,5	
	$A_{br} (dB)$	3	4	
	$P_{rs} (dBm)$	-102	-86	
	$G_r (dB)$	0	46	
	$P_r (dBm)$	-94	-46	
Perte de propagation		140,5	157	$A_0 (dB) = PIRE - (P_r + A_{br} + A_{fr} - G_r)$

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

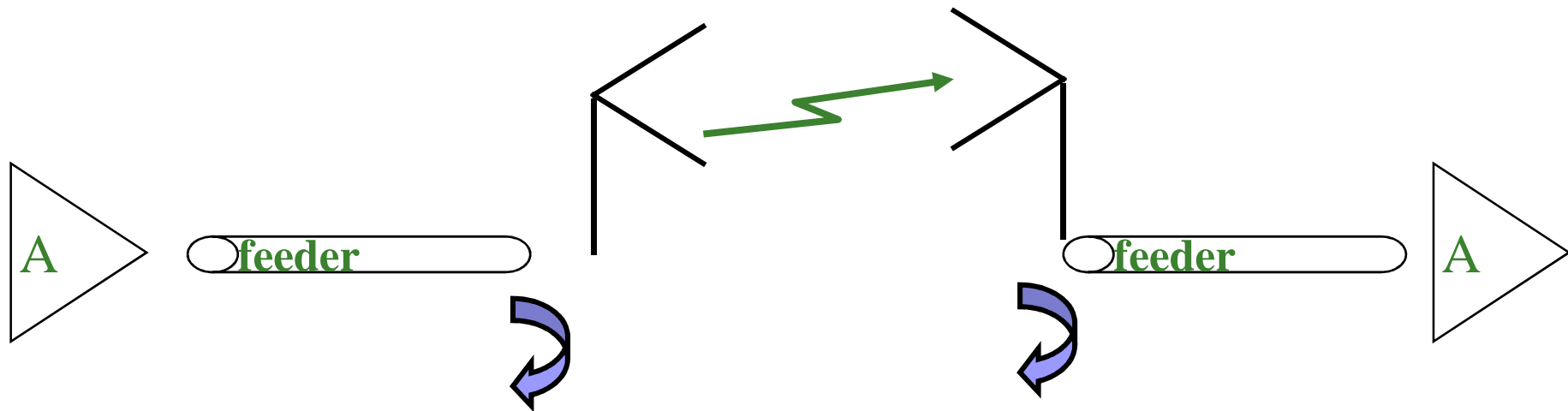
Sources de pertes

Les pertes dans une telle liaison peuvent être dues :

- à l'affaiblissement en espace libre;
- à des désadaptations;
- au bruit;
- aux réflexions multiples;
- à la diffraction;
- au climat (pluie, brouillard...)
- à de la végétation...

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

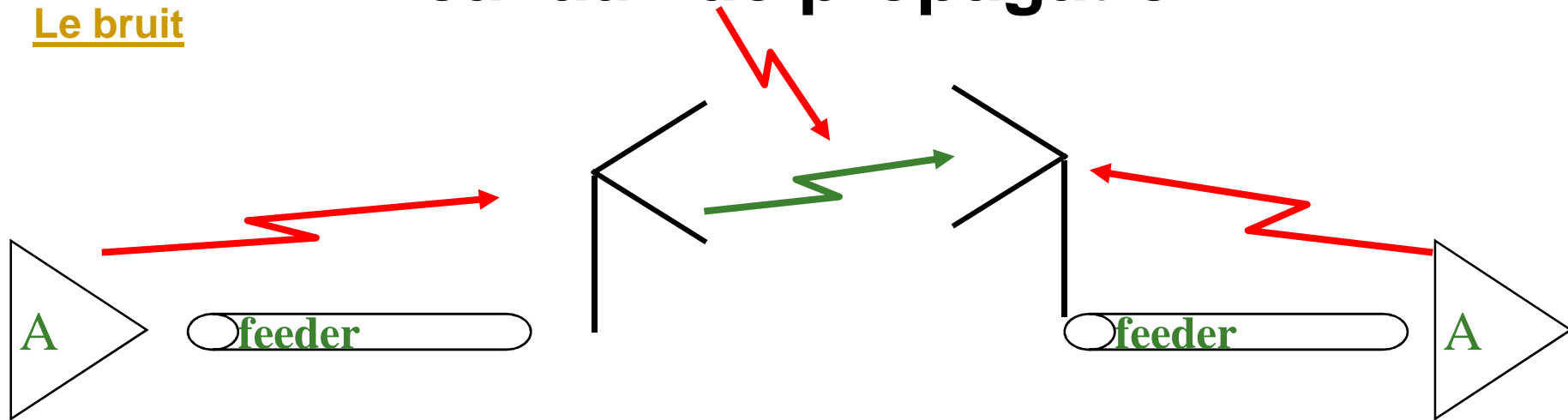
Désadaptations



Les pertes de puissance par réflexion entre le système et les antennes sont à prendre en compte (particulièrement dans les systèmes large bande).

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Le bruit

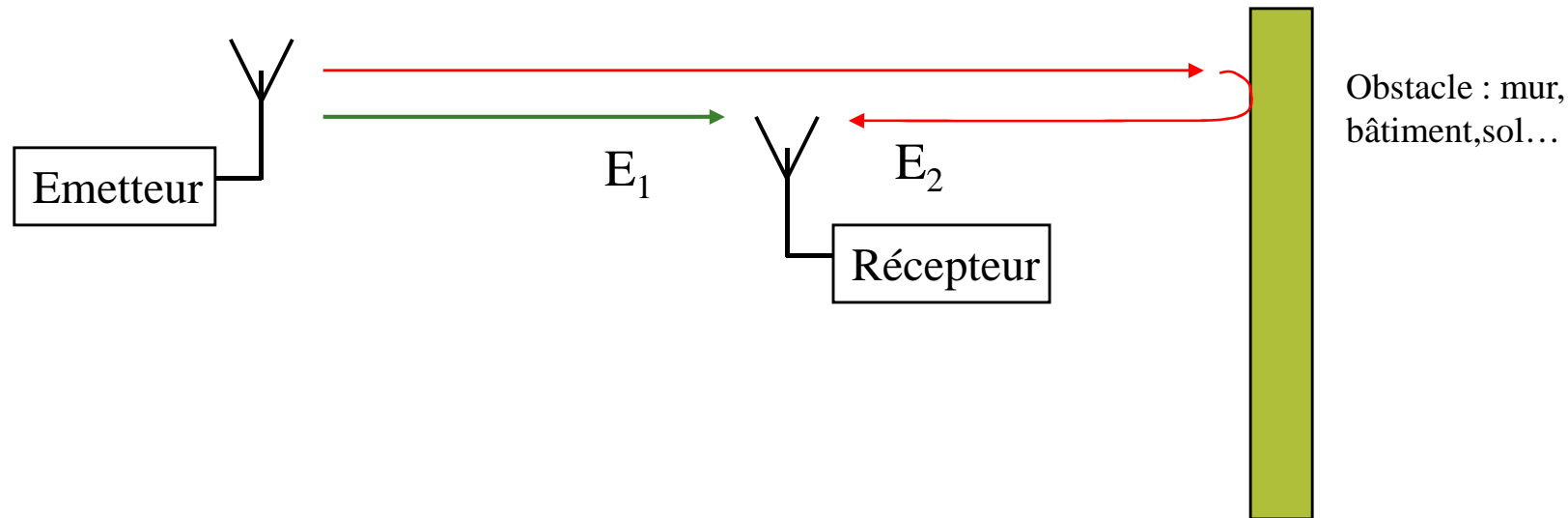


Deux types de bruits :

- ↳ bruit dû à l'environnement (bruit atmosphérique, bruit cosmique, parasites dus aux appareillages électriques);
- ↳ bruit dû au système (interférences, bruit des amplis...).

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

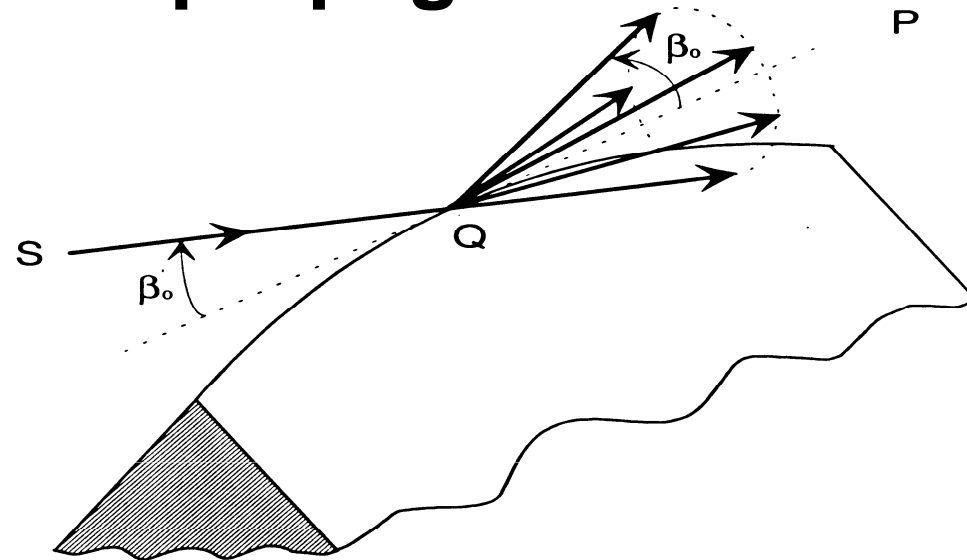
Réflexions multiples



Selon les valeurs des coefficients de réflexion et des distances relatives, le champ peut être soit renforcé soit atténué. De plus, les trajets peuvent s'effectuer dans des milieux d'indices différents.

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Diffraction

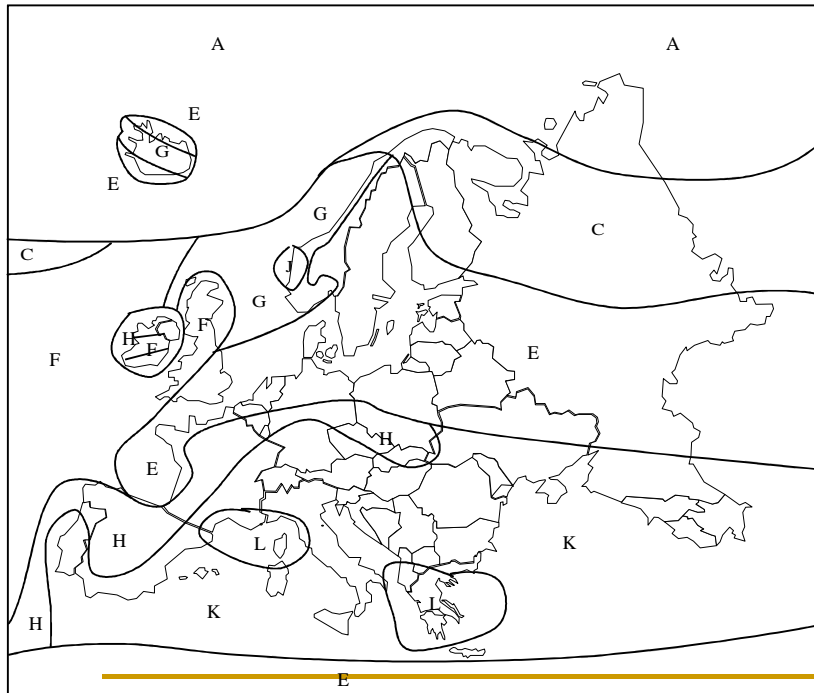


Le point d'une arête frappé par un rayon de champ devient source de plusieurs rayons (principe de Huyghens). Cela va également modifier les amplitudes des champs rayonnés ainsi que leur direction.

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Pluie/brouillard/neige

La pluie entraîne des pertes par absorption et par diffusion. Plus les ondes sont courtes, plus ces pertes deviennent importantes (surtout la diffusion). Pour les évaluer on utilise généralement des données météo.



On calcule l'atténuation spécifique γ_R (dB/km) pour la fréquence, la polarisation, et le taux de précipitation :

$$\gamma_R = kR^\alpha \quad \text{avec } R : \text{taux de précipitation}$$

k et α sont donnés dans les tables de recommandation et varient en fonction de la polarisation et de l'angle d'élévation. Des formules permettent d'adapter ces coefficients.

$$k = \frac{[k_H + k_V + (k_H + k_V) \cos^2 \vartheta \cos 2\tau]}{2}$$

$$\alpha = \frac{[k_H \alpha_H + k_V \alpha_V + (k_H \alpha_H + k_V \alpha_V) \cos^2 \vartheta \cos 2\tau]}{2k}$$

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

La végétation

La végétation est constituée en majorité de molécules d'eau et présente de nombreuses arêtes, son influence est donc non négligeable suivant la fréquence considérée.

Les pertes dues à la végétation ont été modélisées par Weissberger qui fait apparaître une décroissance exponentielle. Il s'applique aux fréquences comprises entre 230 MHz et 95 GHz :

$$L = 1.33F^{0.284} d^{0.588} \text{ pour } 14 \leq d \leq 400\text{m}$$

$$L = 10.45F^{0.284} d \text{ pour } 0 \leq d \leq 14\text{m}$$

Où L est la perte en dB, F est la fréquence en GHz et d est la distance parcourue par l'onde à travers les arbres en mètres.

Par exemple, à la fréquence de 900 MHz (GSM) et pour une haie d'arbres de 5 m de profondeur située entre l'émetteur et le récepteur, l'atténuation de propagation sera de $L_{900\text{MHz}} = 50.71$ dB. A 41.5 GHz elle sera de $L_{41.5\text{GHz}} = 150.5$ dB.

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Problématique

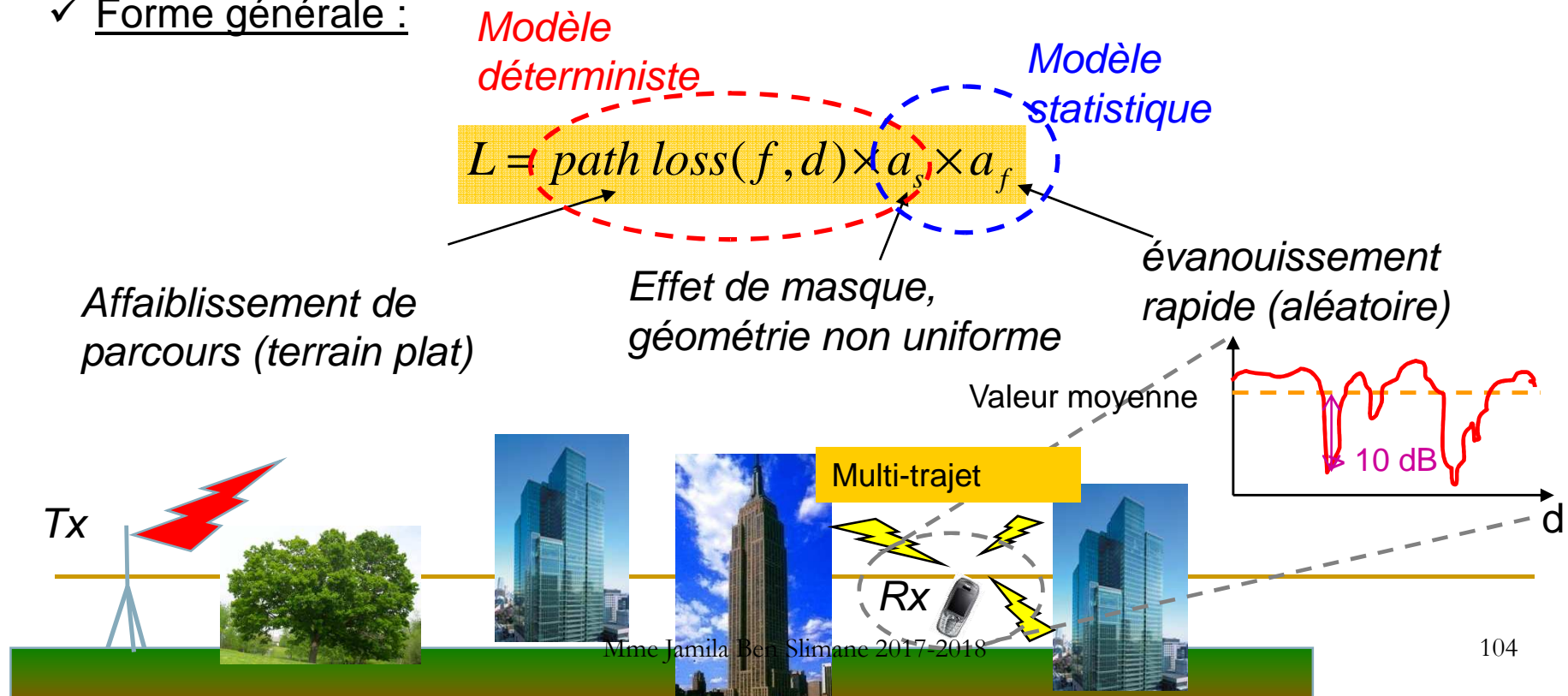
- ✓ A quoi sert un modèle de propagation ?
 - Estimer la portée d'un émetteur radio
 - Déterminer la qualité du signal reçu en fonction de la distance et de l'environnement
 - Calculer le niveau d'interférence lorsque plusieurs émetteurs co-existent
 - Déterminer et configurer les équipements nécessaires pour assurer une couverture radio, une capacité et une qualité de service suffisante.
- ✓ Un modèle de propagation permet de déterminer la perte de propagation L , qui relie la puissance reçue P_R et la puissance émise P_E , à partir de la fréquence, de la distance et des caractéristiques de l'environnement de propagation.

$$P_R = P_E - L(f, d, \text{environnement})$$

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Pertes de propagation – modèle général

- ✓ En se propageant, la puissance d'une onde électromagnétique diminue. Cette atténuation est appelée Perte de Propagation L .
- ✓ Dans la plupart des cas, celui-ci est difficile à déterminer avec précision, en raison de la complexité des environnements de propagation terrestre et des effets physiques.
- ✓ Forme générale :



Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Pertes de propagation en espace libre – Formule de Friis

- ✓ Soit une antenne de gain G_e excitée par une puissance électrique P_e générant une onde sphérique dans un milieu homogène, isotrope, libre de tout obstacle, la puissance rayonnée P_{rad} par celle-ci décroît avec le carré de la distance r :

$$P_{ray} = \frac{P_e G_e}{4\pi r^2}$$

- ✓ La formule de Friis donne la puissance électrique reçue par une antenne de gain G_r .

$$P_r = \frac{P_e G_e G_r}{\left(4\pi \frac{d}{\lambda}\right)^2} = \frac{PIRE \cdot G_r}{\left(\frac{4\pi}{c} \times d \times f\right)^2}$$

- ✓ La transmission en espace libre conduit à un affaiblissement géométrique dépendant uniquement de la fréquence et de la distance

Free space Path Loss (ITU-R P.525-2):

$$L_0(d, f) = \left(\frac{4\pi}{c} \times d \times f\right)^2$$



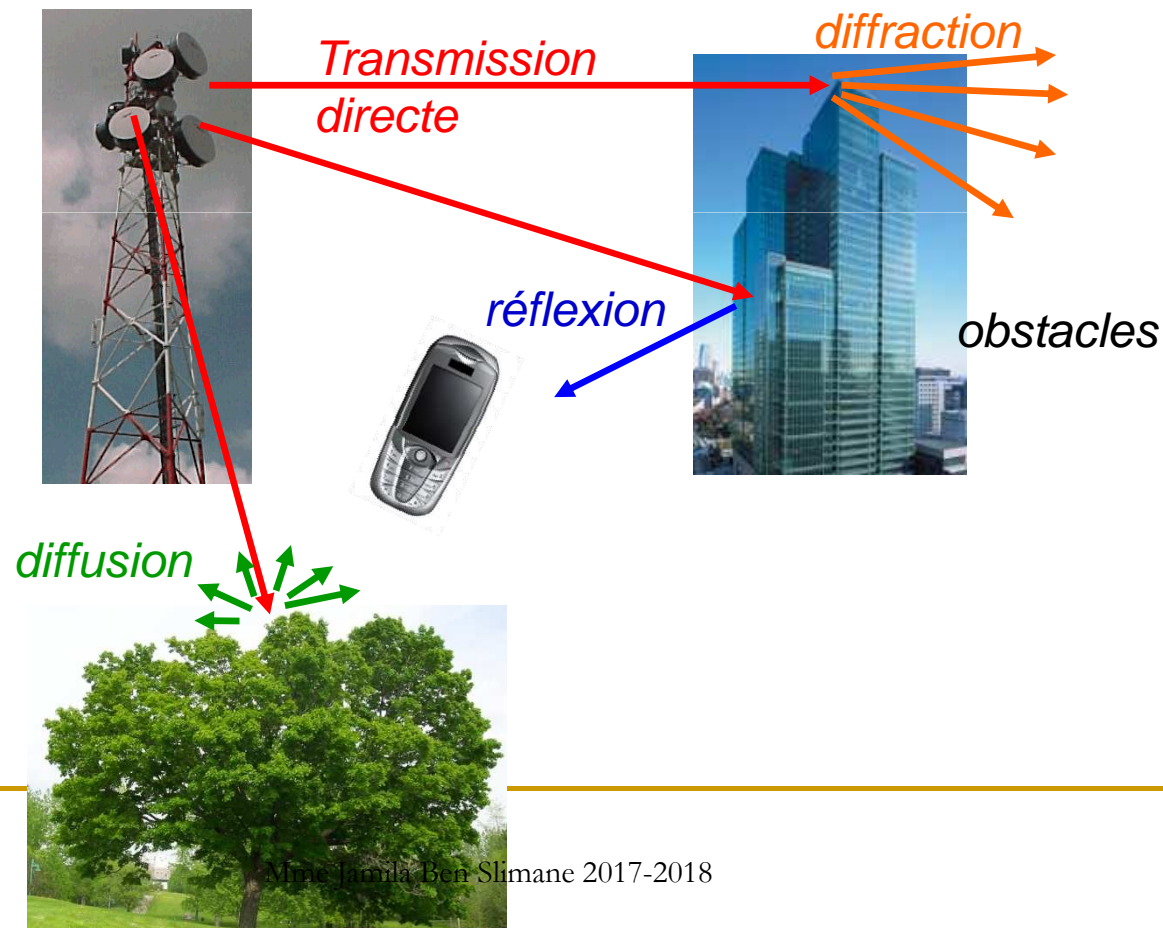
$$L_0(dB) = 32.4 + 20 \cdot \log(d(km)) + 20 \cdot \log(f(MHz))$$

Mme Jamila Ben Slimane 2017-2018

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Modes de propagation dans un environnement terrestre

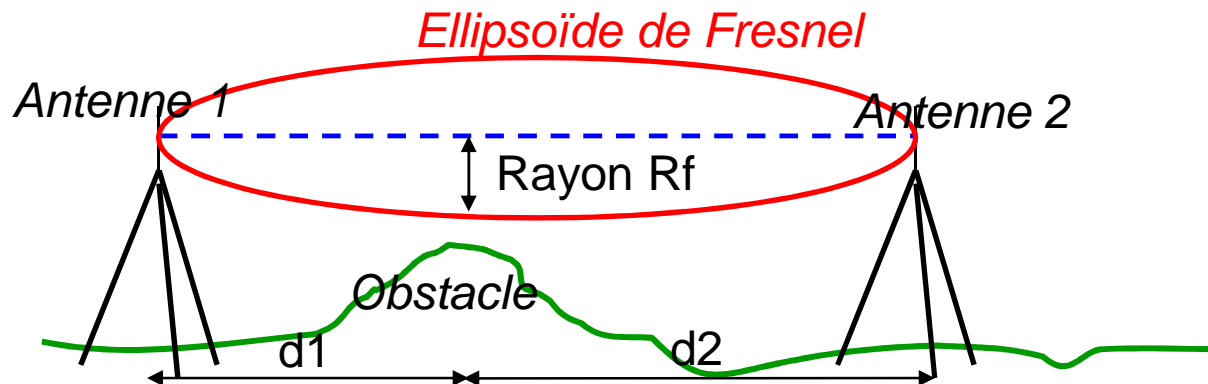
- ✓ Le signal reçu est une combinaison de 4 modes de bases.
- ✓ Il a généralement effectué de nombreux trajets avant d'arriver au récepteur (phénomènes de propagation multi trajets ou multi-path)



Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Condition pour une propagation en visibilité directe (line of sight)

- ✓ Deux antennes sont dites en visibilité directe si elle respecte la règle du dégagement du premier ellipsoïde.
- ✓ Aucun obstacle ne doit se trouver à l'intérieur de cette ellipse.



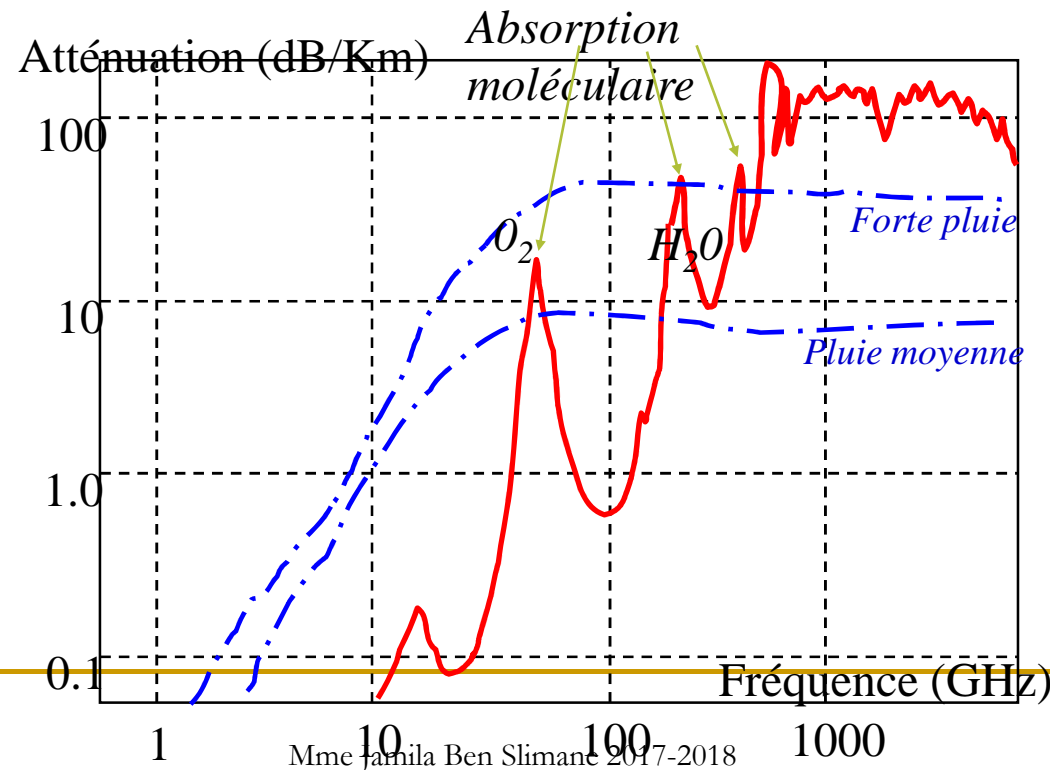
$$R_f = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

- ✓ Soit 2 antennes séparées de 1 km, avec un obstacle à mi-chemin. A 2 GHz, le dégagement nécessaire autour de la ligne de visée est de 6m.

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Absorption atmosphérique

- ✓ Lors de milieux matériels, l'onde électromagnétique voit son énergie absorbée et transformée sous une autre forme. Seule l'amplitude du signal est modifiée.
- ✓ L'absorption peut être due aux différents gaz présents dans l'atmosphère.
- ✓ L'atténuation varie avec la fréquence. Elle est accentuée à hautes fréquences. La bande UHF est très peu affectée par les problèmes d'absorption atmosphérique.
- ✓ Influence des particules liquides et solides (pluie, grêle, neige)



Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Absorption dans les matériaux de construction

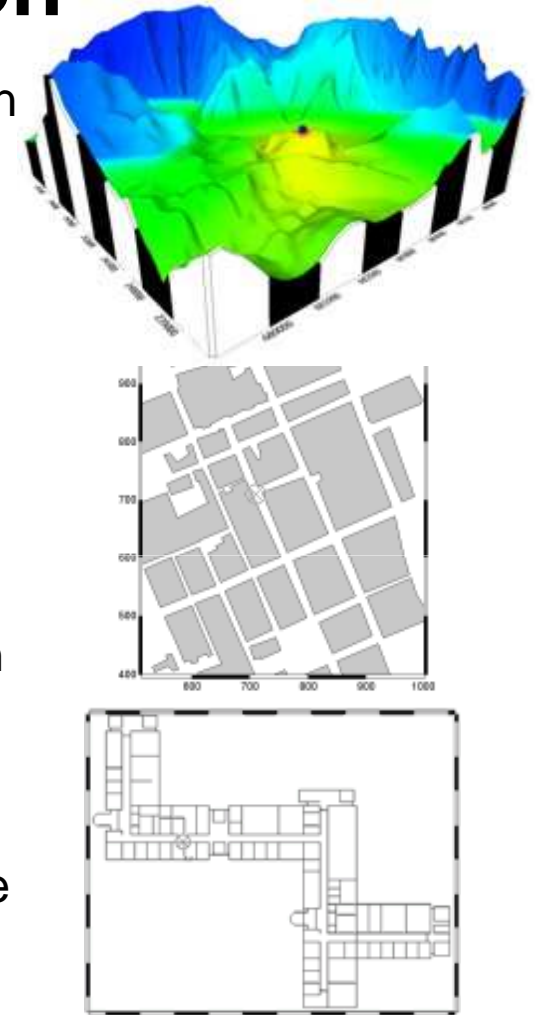
- ✓ La traversée de matériaux non conducteurs conduit à une atténuation d'une onde électromagnétique.
- ✓ Les coefficients d'atténuation (en dB) dépendent de la nature du matériau, de son épaisseur et de la fréquence.
- ✓ Atténuations typiques de matériaux de construction (1800 MHz):

Plaque de bois ou placo-plâtre	3 dB
Vitre	2 dB
Béton poreux	6.5 dB
Vitre renforcée	8 dB
Cloison de 10 cm de béton	9.5 dB
Mur de béton épais (25 cm)	13 dB
Mur de béton épais (25 cm) + grande vitre	11 dB
Mur de béton épais (> 20 cm)	15 dB
Dalle	23 dB
Mur métallique	30 dB

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Classification des environnements terrestres

- ✓ La relation de Friis s'applique rarement dans un environnement réel (non prise en compte de l'effet des obstacles et la non stationnarité des canaux)
- ✓ Besoin de modèles précis dépendant de l'environnement :
 - Propagation en milieu rural (macrocellules) : zone quasi ouverte, large, réflexion sur le sol, présence de montagnes, forêts, lacs, mers. Dimension > 10 km
 - Propagation en milieu urbain (micro et picocellules) : réflexions, diffractions multiples, obstacles de géométries complexes et dimensions variables, multitrajets, modification des plans de polarisation, canal fortement non stationnaire. Dimension : quelques centaines de mètres à plusieurs kilomètres.
 - Propagation en milieu indoor : même caractéristiques que le milieu urbain, pénétration à travers des murs, dimension limitée à quelques dizaines de mètres.



Type d'environnement

rural (>10 km) urbain (~ 1 km) urbain dense (<1 km) indoor (<100 m)



Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Classification des modèles de propagation des ondes EM

- ✓ Le canal radioélectrique est difficile à modéliser du fait de la complexité des phénomènes agissant sur le signal au cours du temps.
- ✓ De plus, du fait de la dépendance du comportement du signal avec l'environnement dans lequel il se propage, il n'existe pas de modèle de canal unique.
- ✓ Ci-dessous, une classification des méthodes de modélisation en fonction de leur complexité et de leur précision.

Méthodes



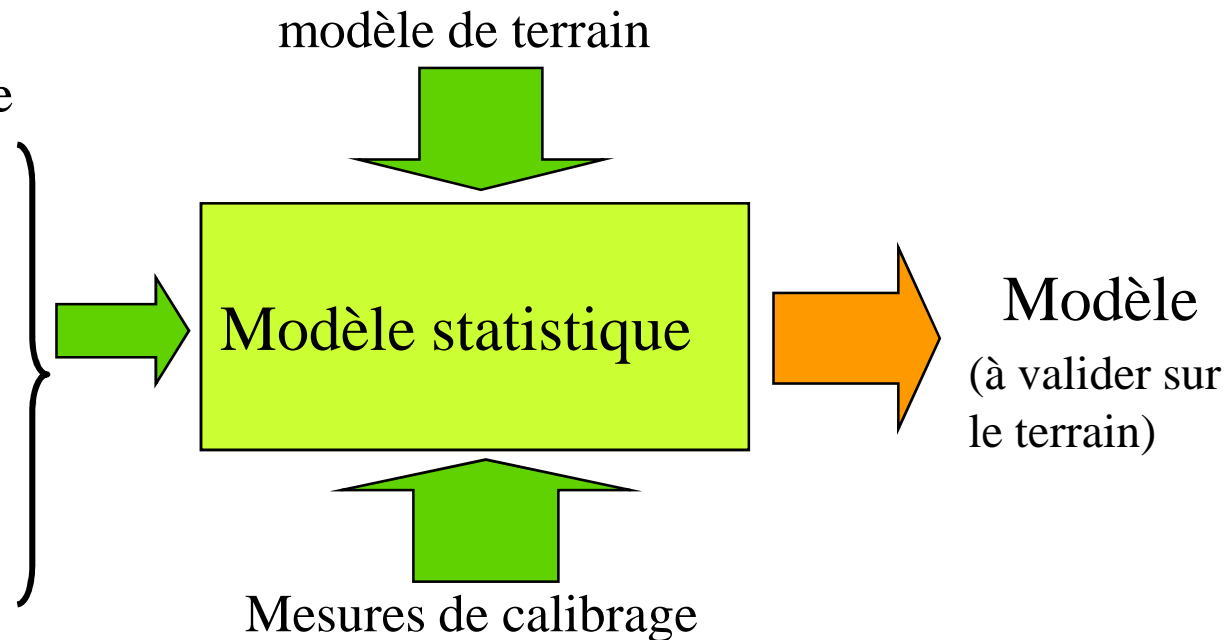
Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Modèles empiriques

✓ Principe d'utilisation :

Paramètres d'entrée

- fréquence
- distance
- polarisation
- hauteur d'antennes
- conductivité du sol
- climat
- ...

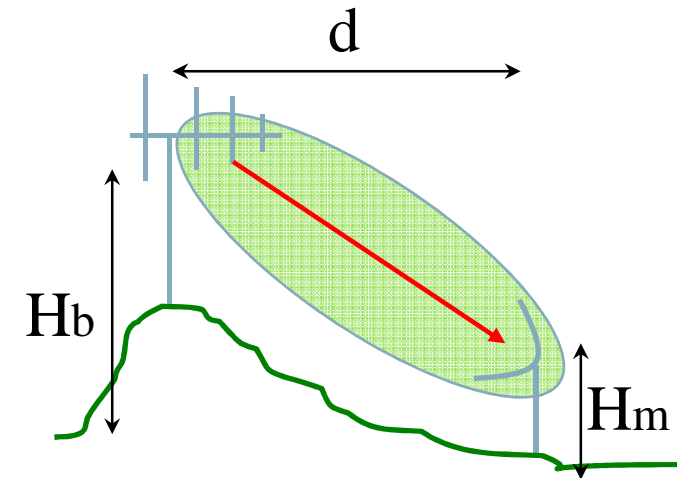


- ✓ Avantages : ces méthodes prennent en compte tous les phénomènes de propagation, les calculs sont très rapides.
- ✓ Inconvénients: les résultats sont fortement liés aux environnements dans lesquels les mesures ont été effectuées. Le modèle doit être calibré par rapport à l'environnement étudié.

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Modèle Okumura-Hata – COST231-Hata

- ✓ Soit 2 antennes surélevées en visibilité directe. Les phénomènes de masquage et de réflexion ne sont pas pris en compte.
- ✓ La formule est basée sur la perte de propagation en espace libre entre 2 points corrigées par un facteur de correction.



➤ Quatre paramètres d'entrée :

- f : fréquence (en MHz) entre 150 et 1500 MHz
- d : distance en km entre émetteur et récepteur, de 1 à 20 km
- H_b : hauteur en m de l'émetteur, de 30 à 300 m
- H_m : hauteur en m du récepteur, de 1 à 20m

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Modèle Okumura-Hata – COST231-Hata

✓ Modèle Okumura-Hata (100 – 1500 MHz) :

$$L_u(dB) = 69.55 + 26.16 \log(f) - 13.82 \log(H_b) - A(H_m) + (44.9 - 6.55 \log(H_b)) \times \log(d)$$

➤ Le facteur de correction est de :

$$\left\{ \begin{array}{ll} A(H_m) = (1.1 \log(f) - 0.7) \times H_m - (1.56 \log(f) - 0.8) & \text{ville de petite et moyenne taille} \\ A(H_m) = 8.29 \log(1.54 H_m) - 1.1 & \text{ville de grande taille, } f < 200 \text{ MHz} \\ A(H_m) = 3.2 \log(11.75 H_m) - 4.97 & \text{ville de grande taille, } f > 200 \text{ MHz} \end{array} \right.$$

➤ Pour les zones suburbaines :

$$L_{su}(dB) = L_u - 2 \times \left(\log\left(\frac{f}{28}\right) \right)^2 - 5.4$$

➤ Pour les zones rurales très dégagées :

$$L_r(dB) = L_u - 4.78 \times (\log(f))^2 + 18.33 \times (\log(f)) - 40.94$$

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Modèle Okumura-Hata – COST231-Hata

✓ Modèle COST231-Hata (1500 – 2000 MHz) :

$$L_u(dB) = 46.3 + 33.9 \log(f) - 13.82 \log(H_b) - A(H_m) + C_M + (44.9 - 6.55 \log(H_b)) \times \log(d)$$

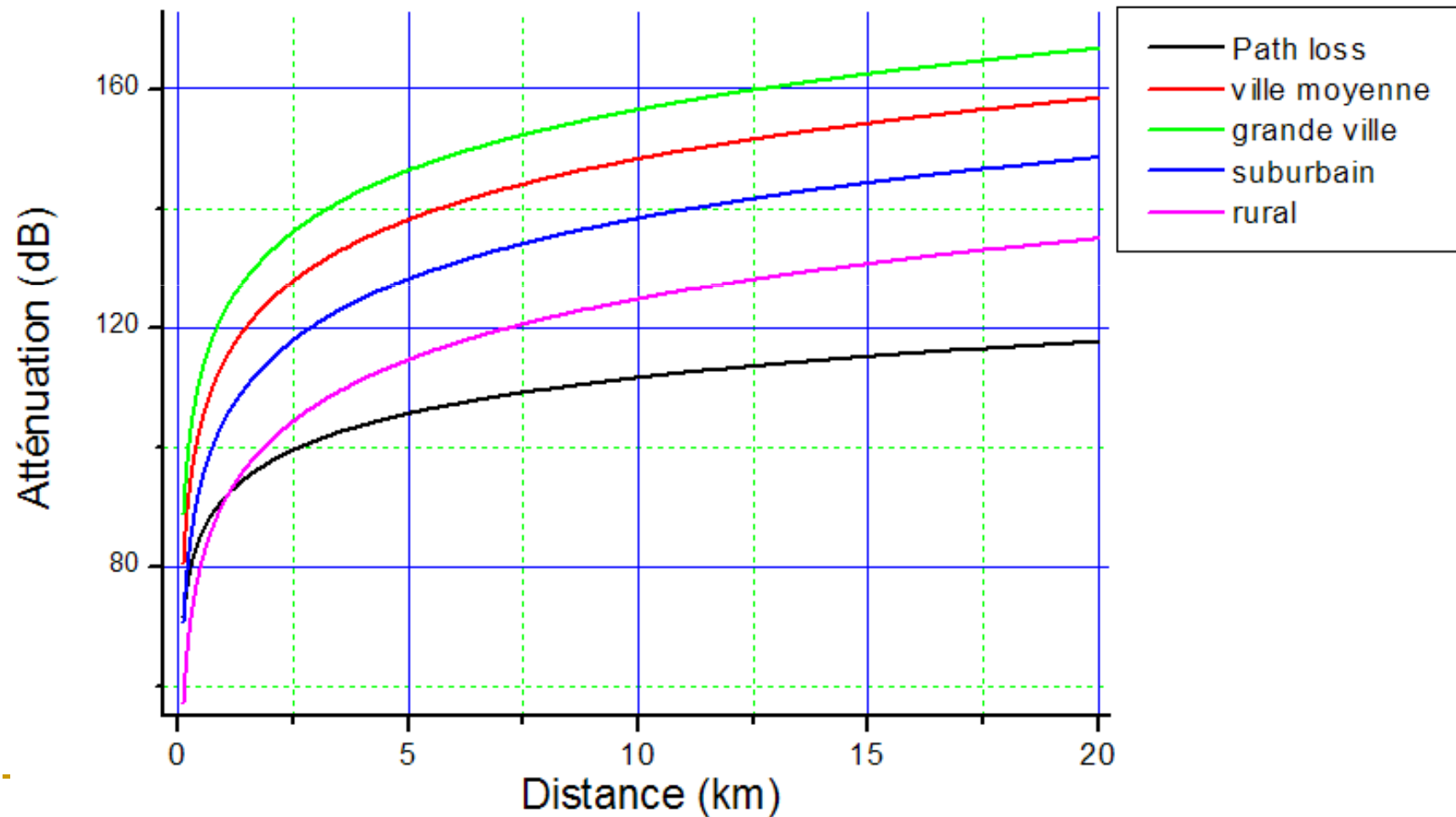
✓ Petites et moyennes villes : $C_M = 0$ dB

✓ Grandes villes : $C_M = 3$ dB

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Modèle Okumura-Hata – COST231-Hata

✓ $F = 900 \text{ MHz}$, $H_b = 50 \text{ m}$, $H_m = 5 \text{ m}$:



Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Extension du modèle Hata

- ✓ Okumura-Hata n'est valide que pour des hauteurs d'antenne > 30 m !
- ✓ Pour des hauteurs d'antenne plus faible, autour de $F = 2$ GHz, le modèle suivant est proposé :

$$L = A + 10\gamma \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + s, d > d_0$$

- ✓ A : pertes de propagation en espace libre
- ✓ d : distance en km
- ✓ S : pertes de masquage (8 – 11 dB)

$$\gamma = \left(a - bH_b + \frac{c}{H_b} \right)$$

$H_b \sim 10 \text{ m}$

Tableau 1 - Valeurs des coefficients a, b et c			
Coefficient	Type A	Type B	Type C
a	4,6	4	3,6
b	0,007 5	0,006 5	0,005
c	12,6	17,1	20

H. Sizun, "Propagation des ondes radioélectriques des réseaux terrestres", Techniques de l'Ingénieur

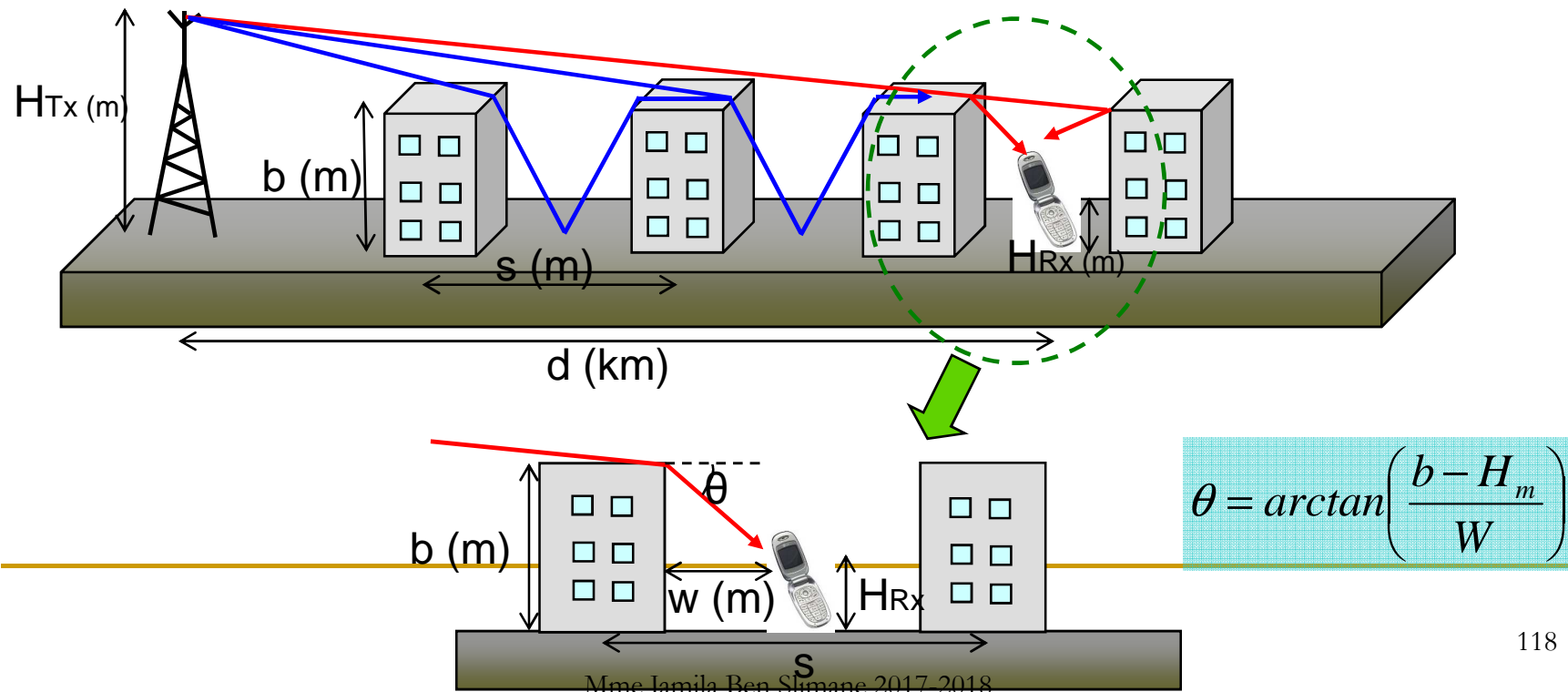
© H. Sizun, 2017-2018

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Modèle Walfish-Ikegami

➤ On considère

- Un milieu urbain homogène (généralisation géométrique)
- L'antenne Tx peut être en dessus ou en dessous des toits
- L'antenne Rx est entre 2 bâtiments et n'est pas en visibilité directe de Tx
- Chaque immeuble est un écran absorbant/diffractant



Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Modèle Walfish-Ikegami

- Amplitude moyenne du signal :

$$L = -L_0 - L_{E1} - L_{E2} - 18 \log \left(\frac{17 H_{Tx} + d^2}{17 H_{Tx}} \right)$$

- L_0 : perte de propagation en espace libre

$$L_0 (dB) = 32.4 + 20 \cdot \log(d(km)) + 20 \cdot \log(f(MHz))$$

- L_{E1} : terme lié aux pertes dues à la diffraction sur les toits

$$L_{E1} = -10 \log \left(\frac{G_{Rx}(\theta)}{\pi \beta (b - H_{Rx})^2 + W^2} \times \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi + \theta} \right)^2 \right)$$

- L_{E2} : terme lié à l'absorption de l'onde par les bâtiments

$$L_{E2} = -10 \log(G_{Tx} Q^2)$$

Si Tx au dessus des bâtiments ($H_{Tx} < b$)

$$Q = \frac{\frac{s}{1000d - s}}{\sqrt{2\pi\beta\sqrt{(b - H_{Rx})^2 + s^2}}} \left(\frac{1}{\arctan\left(\frac{(b - H_{Tx})}{s}\right)} - \frac{1}{2\pi + \arctan\left(\frac{(b - H_{Tx})}{s}\right)} \right)$$

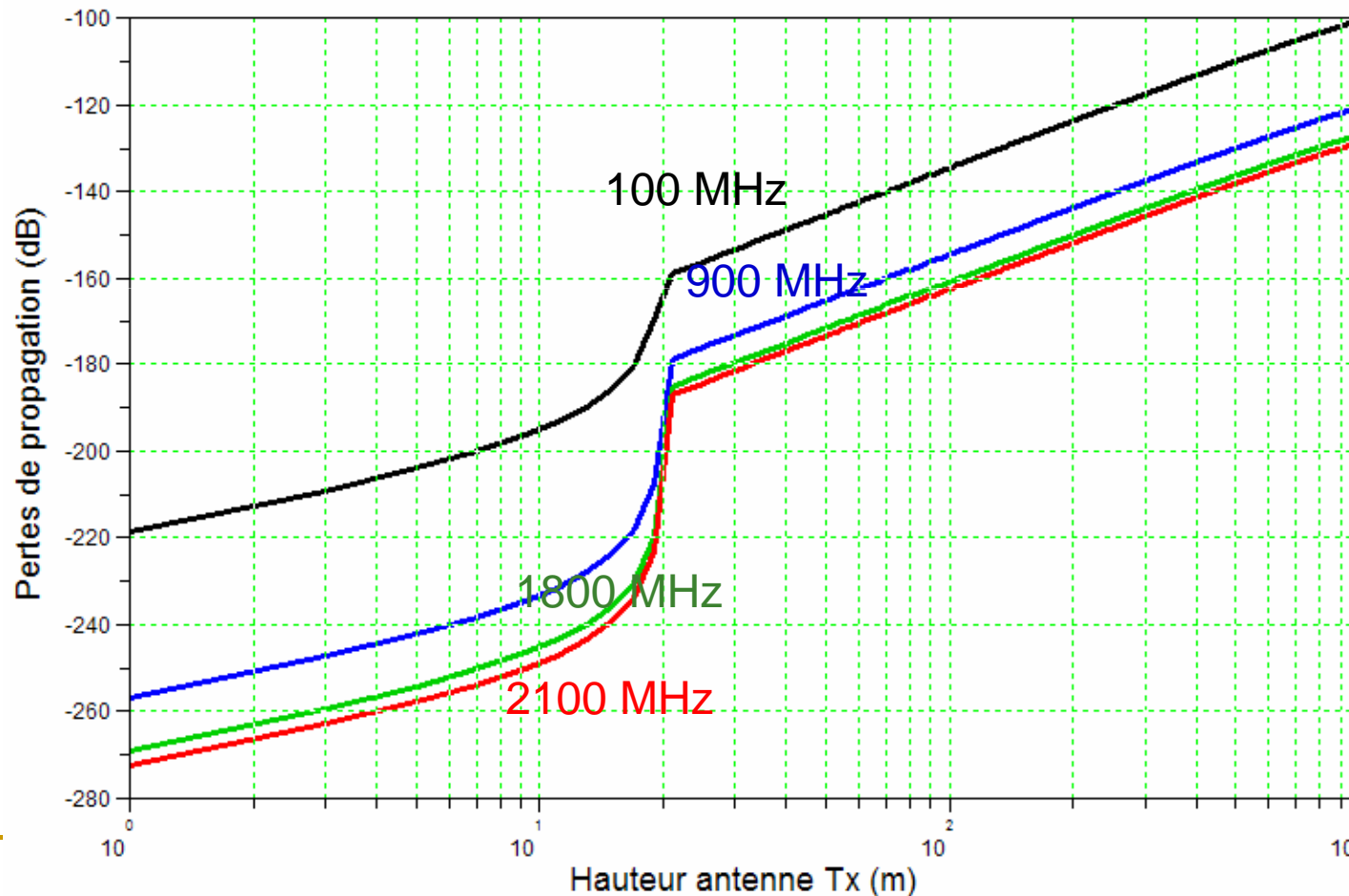
Si Tx en dessous des bâtiments ($H_{Tx} \leq b$)

$$Q = 2.35 \left(\arctan\left(\frac{H_{Tx}}{1000d}\right) \sqrt{\frac{s}{\lambda}} \right)^{0.9}$$

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Modèle Walfish-Ikegami

✓ $d = 1$ km, $H_{Rx} = 2$ m, $b = 20$ m, $s = 40$ m, $w = 20$ m, $G_{Tx} = 9$ dBi, $G_{Rx} = 0$ dBi



Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Modèle pour micro-cellules

- ✓ En milieu urbain, lorsque l'antenne de la station de base est situé sous le niveau des toits et que les puissances d'émission sont faibles, la zone couverte est appelée microcellule.
- ✓ Si le mobile est en visibilité directe, le trajet direct est prépondérant devant les diffractions et les réflexions.
- ✓ Pour $d > 0.02$ km et $800 \text{ MHz} < f < 2 \text{ GHz}$:

$$L = 42.6 + 20 \times \log(f(\text{MHz})) + 26 \times \log(d(\text{km}))$$

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Modèle empirique indoor – COST 231

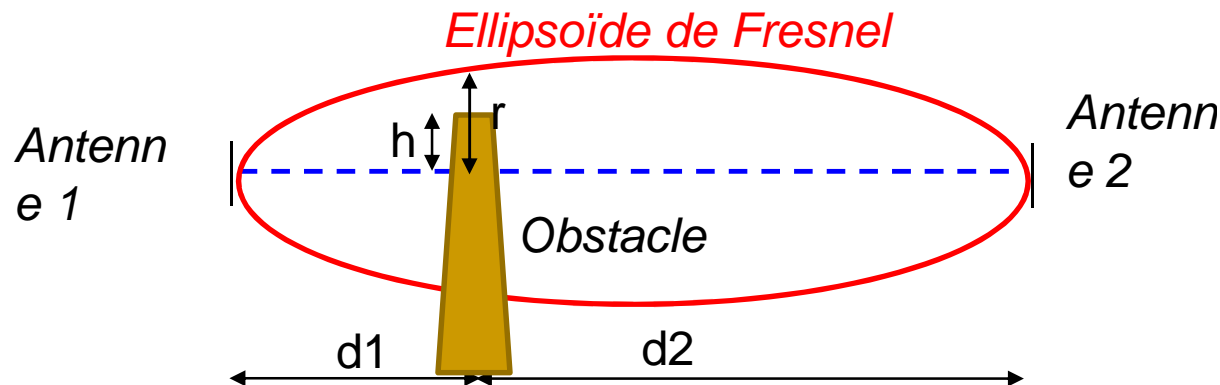
✓ Atténuation en fonction de la distance r et du nombre d'étages traversés n :

$$L = 37 + 30 \cdot \log(r) + 18.3 n^{\frac{n+2}{n+1} - 0.46}$$

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Diffraction - Modèle Deygout 94

- ✓ Soit une propagation en non-visibilité directe. On considère que le sommet des obstacles se comportent comme des arêtes d'épaisseur faible (« knife-edge obstacle »).
- ✓ L'effet des obstacles peut se simplifier à une diffraction par chacune des arêtes du bâtiment. Approximation de la perte liée à la diffraction :



$$L_d = 6.9 + 20 \log \left((v - 1) + \sqrt{1 + (v - 1)^2} \right)$$

$$v = \sqrt{2} \frac{h}{r}$$

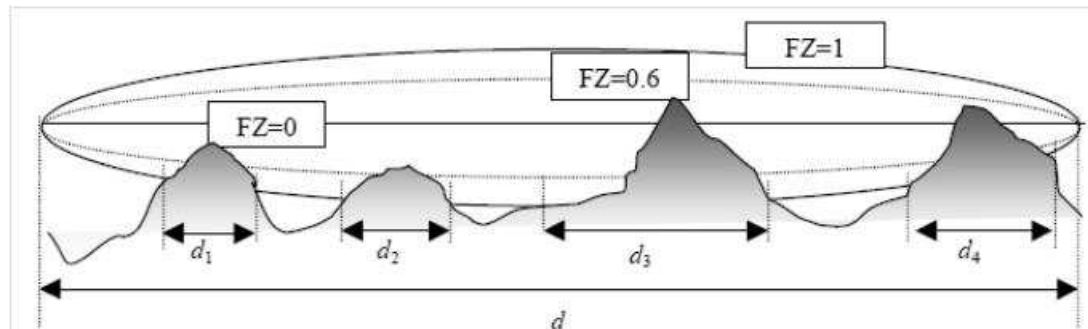
$$r = \sqrt{\frac{d_1 d_2}{\lambda (d_1 + d_2)}}$$

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Atténuation par trajets multiples (Subpath attenuation)

- ✓ Les modèles de diffraction font des estimation trop optimistes de la perte de propagation.
- ✓ Ajout d'un terme de correction lié aux trajets multiples des « rayons » sous la ligne de visibilité (subpath).
- ✓ Modèle de Deygout :

$$L_{SP} = L_{gr} \cdot \rho \cdot FZ$$



ICS Telecom – “Propagation Radio dans ICS Telecom”, 2010

- Ground reflection : $L_{GR} = 20\log(75000d) - 20\log(\pi h_1 h_2 f)$

- Proportion du trajet total au dessus du premier ellipsoïde de Fresnel:

$$\rho = \frac{\sum d_i}{d}$$

- Coefficient de réduction de l'ellipsoïde de Fresnel FZ (0 = il ne reste que la ligne de visée directe, 1 = ellipsoïde non obstruée)

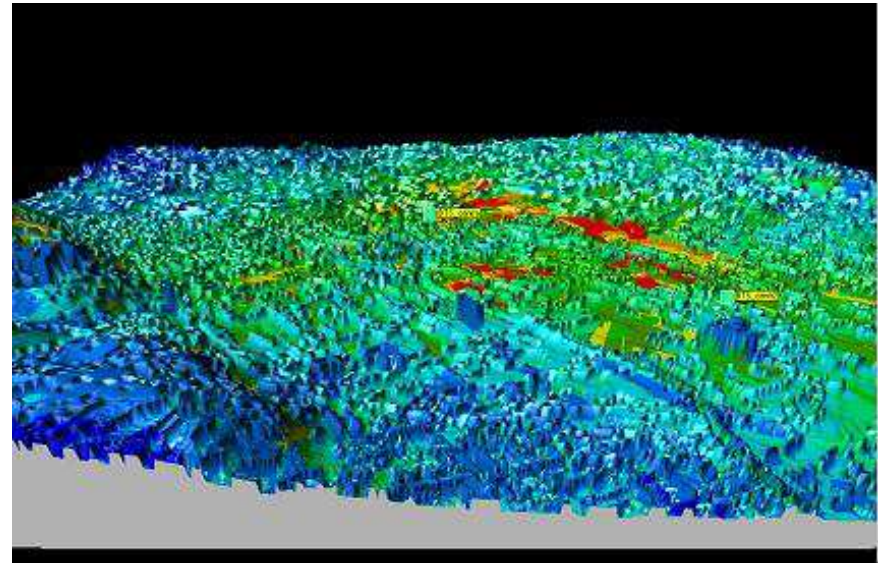
Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Modèle numérique de terrain

- ✓ La prédiction précise de la couverture radio sur une zone donnée repose sur l'utilisation d'un modèle numérique de terrain, qui est la superposition de :
 - Un modèle topographique donnant l'altitude associé à chaque pixel de la carte
 - Un modèle d'occupation du sol (code clutter défini par l'ITU-R)
 - La localisation des bâtiments et leurs hauteurs (en zone urbaine)
 - Des images satellites, d'avion ou des cartes routières



*Modèle numérique de Lille + code clutter
(rouge = toits, vert = forêt, gris = rural)*

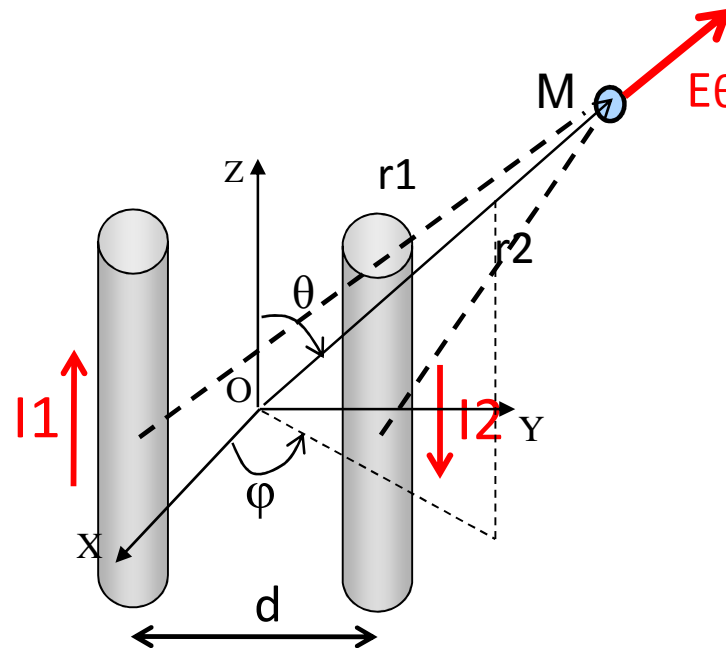


*Modèle numérique 3D de Ranguel +
bâtiments + couverture radio*

Traitement d'antenne

Réseaux d'antennes – Un exemple simple

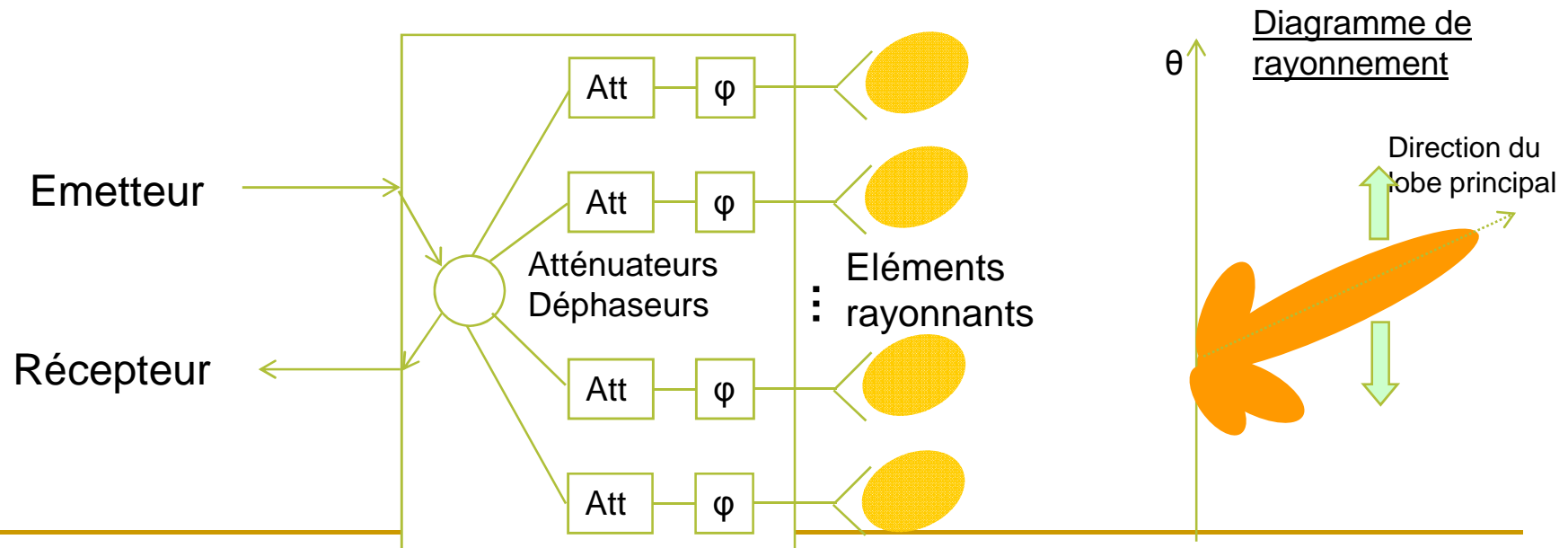
- En utilisant le repère géométrique ci-dessous centré sur le point O, déterminez l'expression théorique du champ électrique en champ lointain. On note I_1 et I_2 les courants circulant sur chacune des 2 antennes. On pourra supposer que $|I_1| = |I_2|$. Les longueurs L des antennes sont égales et petites devant la longueur d'onde.



Traitement d'antenne

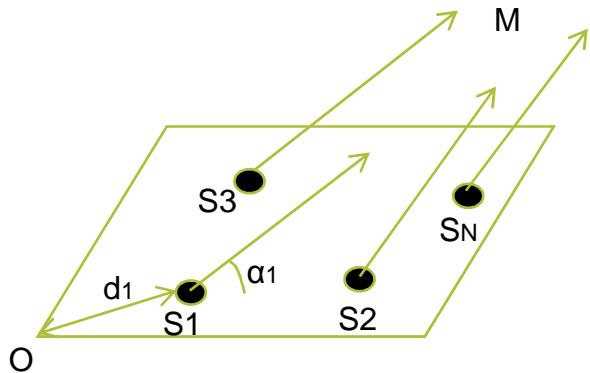
Réseaux d'antennes - concept

- Combiner le rayonnement de plusieurs éléments rayonnants afin d'accroître le rayonnement de l'antenne dans une ou plusieurs directions données
- Les éléments rayonnants peuvent être des dipôles, des fentes rayonnantes, des patches.
- 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



Traitement d'antenne

Réseaux d'antennes - Théorie



- Soit N sources identiques indépendantes S_i sur une surface quelconque. On suppose que le couplage entre les sources sont nuls (distance $> \lambda$)

- S_k : centre de la source
- $A_k \cdot \exp(j\Phi_k)$: alimentation complexe de chaque source
- $|S_k M| = r_k \approx r$: M est situé loin des sources
- α_k est l'angle d'élévation, entre la surface et la direction $S_k M$
- $f_k(\theta_k)$: fonction caractéristique de rayonnement. On suppose une symétrie de révolution (diagramme de rayonnement indépendant de φ)

- Champ rayonné en M par une antenne (K est un facteur constant, dépendant des éléments rayonnants employés) :

$$E_i(M) = K \cdot f_i(\theta_i) \frac{A_i}{r} \exp(j\Phi_i) \exp(-j\beta r_i), \beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$E_i(M) = K \cdot f_i(\theta_i) \frac{A_i}{r} \exp(j\Phi_i) \exp(-j\beta(r - d_i \cos \alpha_i))$$

$$E_i(M) = K \cdot f_i(\theta_i) \frac{A_i}{r} \exp(-j\beta r) \exp(j(\underbrace{\Phi_i + \beta d_i \cos \alpha_i}_{\Psi_i}))$$

- **Ψ_i correspond à la phase de l'onde issues d'une antenne, par rapport à une antenne de réf (dépend du déphasage entre les sources et des distances entre les antennes).**

Traitement d'antenne

Réseaux d'antennes - Théorie

- Champ rayonné total au point en M (somme des contributions des N antennes) :

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

Diagramme de rayonnement du réseau FN

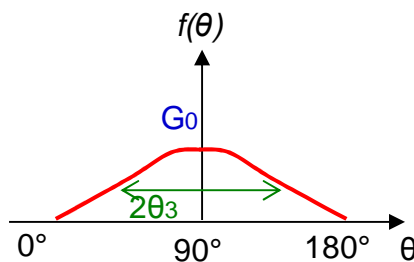
- Observation dans un plan donné de l'espace : $\theta = \theta_k \Rightarrow f_k(\theta_k) = f(\theta)$

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

Diagramme de rayonnement d'une antenne

Facteur de réseau (Array Factor AF)

Diagramme de rayonnement d'un élément rayonnant



Facteur de réseau

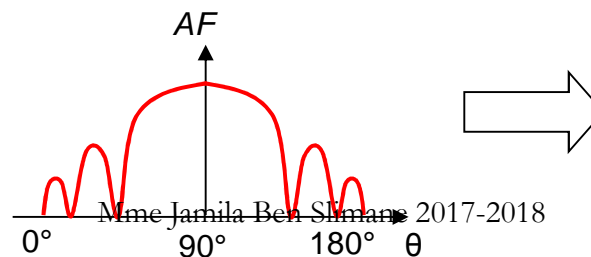
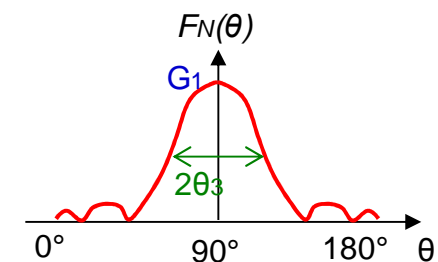
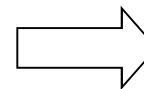


Diagramme de rayonnement du réseau

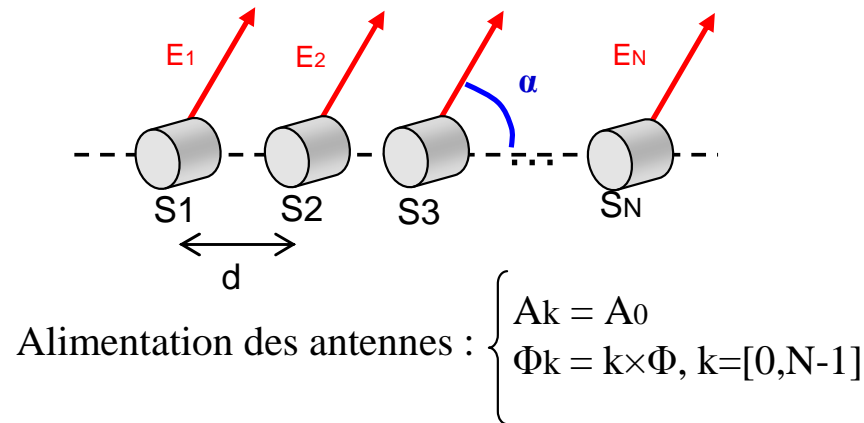


×



Traitement d'antenne

Application à un réseau à N antennes colinéaires équidistantes



L'excitation des antennes présente une amplitude constante, mais leur phase présente un gradient constant.

➤ Calcul du facteur de réseau

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


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

Traitement d'antenne

Application à un réseau à N antennes colinéaires équidistantes

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

*Suite géométrique
de raison N*



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

➡ Comportement périodique du facteur d'antenne en fonction de Ψ et N

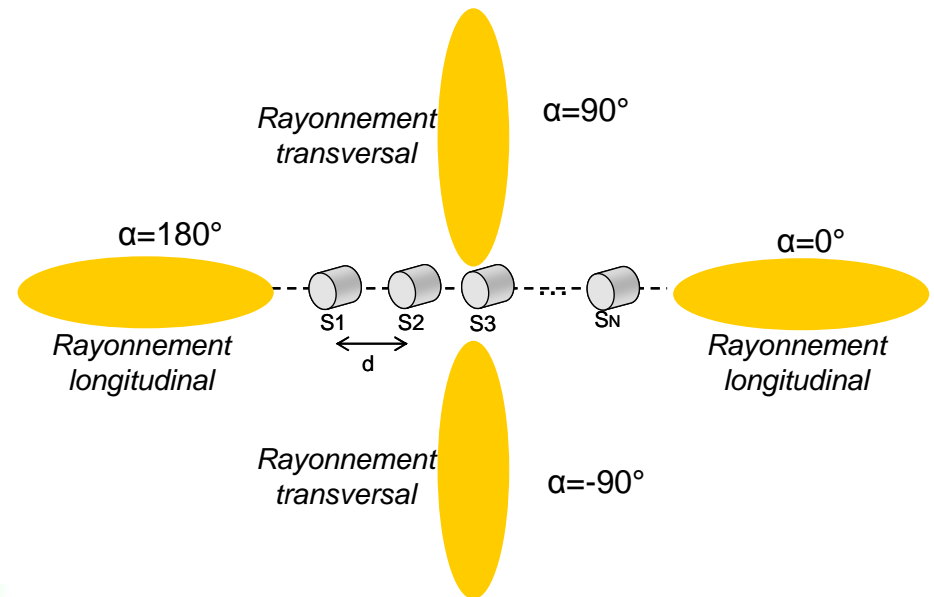
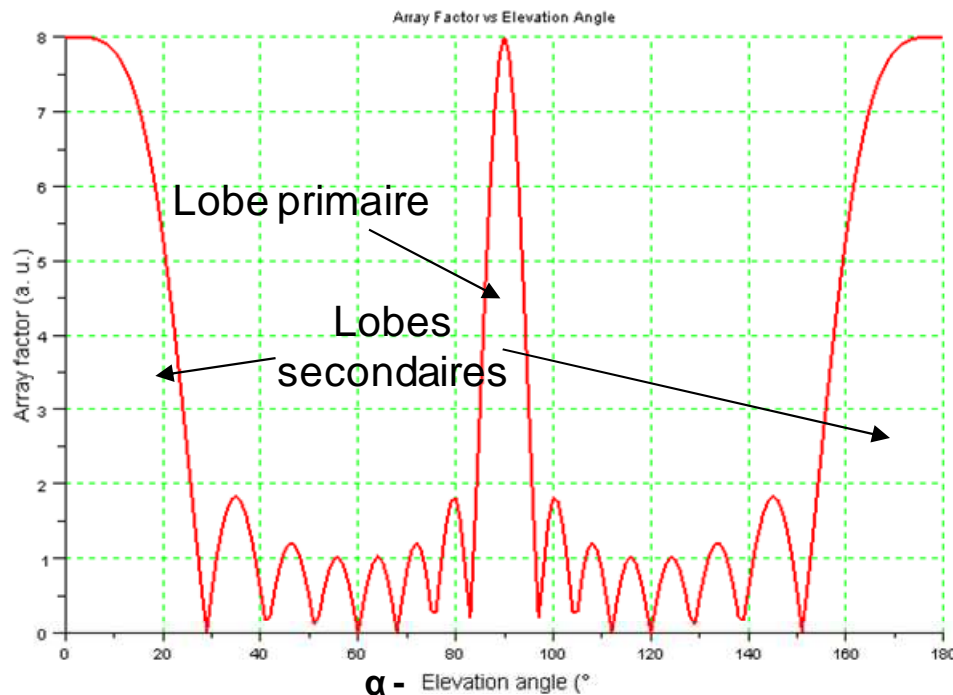
➡ Valeur max de AF :

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

Traitement d'antenne

Application à un réseau à N antennes colinéaires équidistantes

- Exemple : $N = 8$ antennes séparées de $d = \lambda$, pas de déphasage entre sources : $\Phi = 0^\circ$.



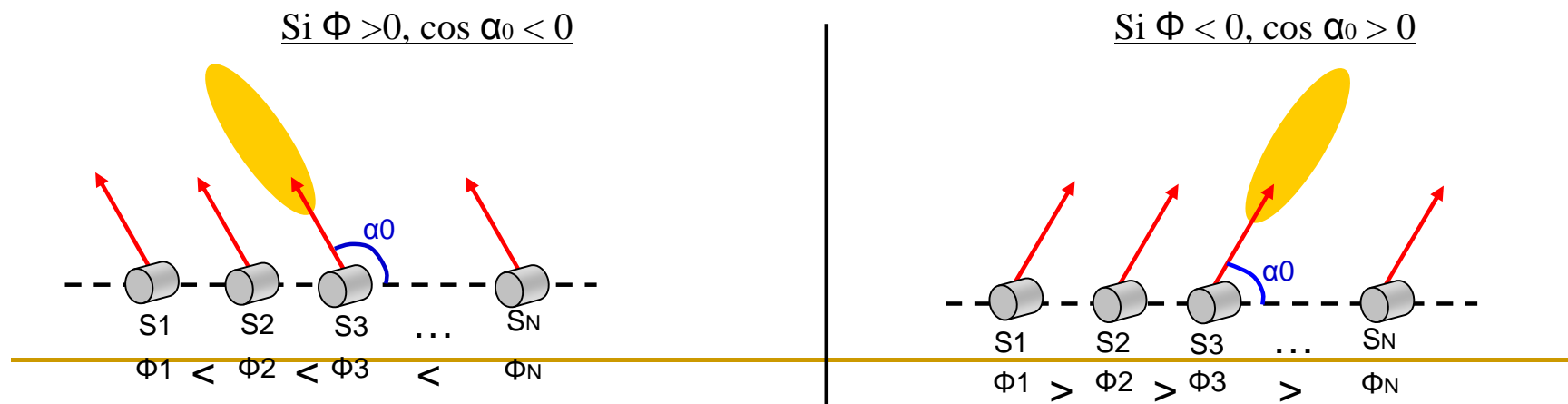
Traitement d'antenne

Application à un réseau à N antennes colinéaires équidistantes

- Effet du déphasage entre source : modification de la direction du lobe principal
- Condition pour avoir un maximum : $\Psi = \phi + \beta d \cos \alpha = m.\pi, m \geq 0$
- Lobe principal si :

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

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



Traitement d'antenne

Application à un réseau à N antennes colinéaires équidistantes

- Réduction des lobes secondaires
- Condition d'apparition d'un lobe secondaire : $\psi = \pm 2\pi$
- Direction d'un lobe secondaire : $\phi + \beta d \cos \alpha_1 = \pm 2\pi \Rightarrow \cos \alpha_1 = \frac{\pm 2\pi - \phi}{\beta d} = \frac{\pm 2\pi}{\beta d} + \cos \alpha_0$
- Pour faire disparaître un lobe secondaire, il suffit d'avoir : $|\cos(\alpha_1)| > 1$

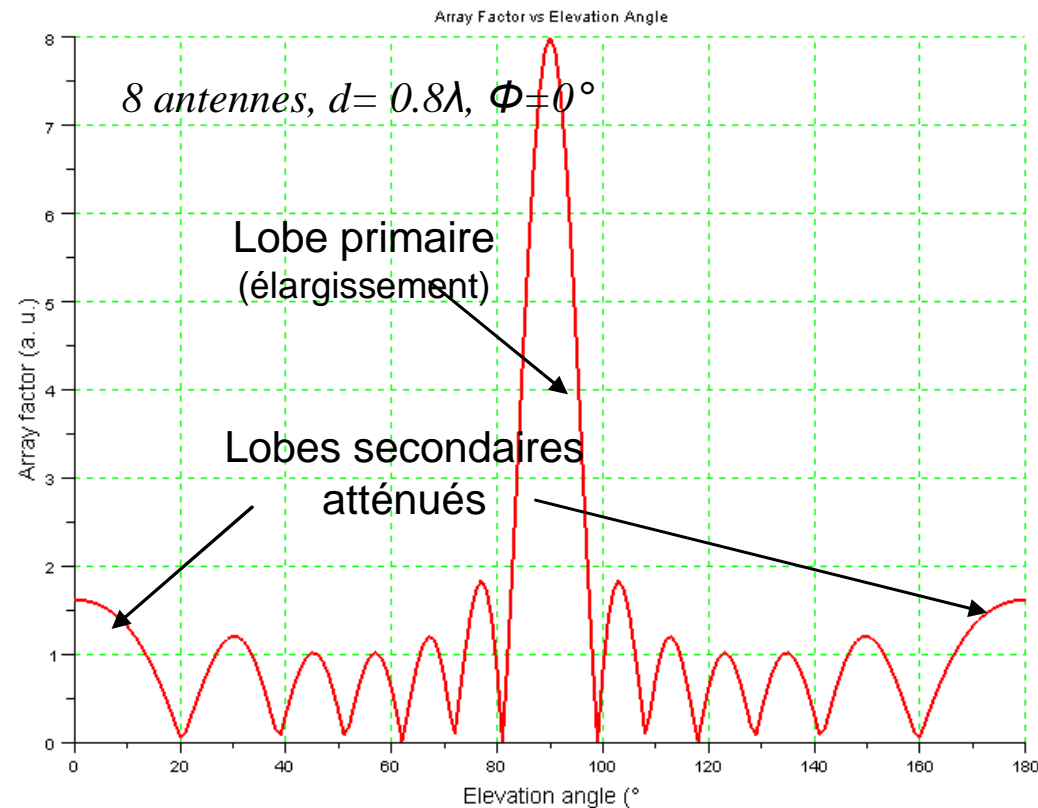
$$|\cos \alpha_1| = \left| \frac{\pm \lambda}{d} + \cos \alpha_0 \right| > 1$$

$$\Rightarrow d < \frac{\lambda}{1 + |\cos \alpha_0|}$$

Antennes en régime de réception et canaux de propagation

Application à un réseau à N antennes colinéaires équidistantes

- Réduction des lobes secondaires- Exemple :
- $N = 8$, $\Phi = 0^\circ$ et $d = 0.8\lambda$



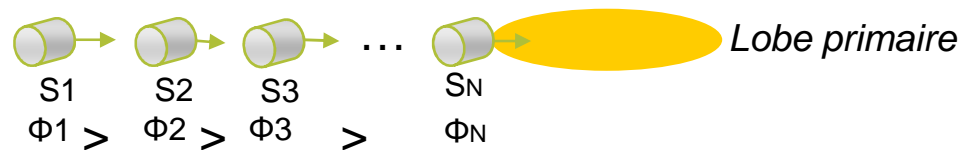
Traitement d'antenne

Exemple de réseau d'antennes – antenne Yagi

- Cette antenne est particulièrement employée pour la réception TV. Le faisceau doit être pointé vers l'émetteur TV (angle d'ouverture relativement étroit et orienté vers l'horizon)
- Une antenne Yagi est composée de N antennes dipôles parallèles.
- Un dipôle est l'élément directeur (alimenté), les autres sont excités par couplage en champ proche → excitation déphasée.
- Le déphasage est choisi pour avoir un rayonnement optimal dans la direction longitudinal ($\alpha_0 = 0^\circ$) :



$$\phi = -\frac{\lambda}{2\pi d \cos 0} = \frac{\lambda}{2\pi d}$$



- La plupart du temps, un réflecteur est situé à l'arrière du réseau pour réduire l'amplitude des lobes secondaires.

Traitement d'antenne

Antennes intelligentes - Beamforming

- Même si on optimise la couverture, celle-ci ne sera jamais totale et dans le cas de canal non stationnaire, la couverture ne restera pas optimale. De plus, l'effet de la propagation multi-trajet induit des interférences destructives localisées.
- Apparition du concept d'antennes intelligentes pour :
 - Réduire l'effet des trajets multiples
 - Améliorer le rapport signal à bruit et la capacité du canal
 - Accroître la réutilisation des fréquences dans un espace donné

