

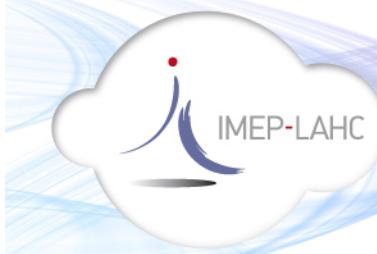


Antennes



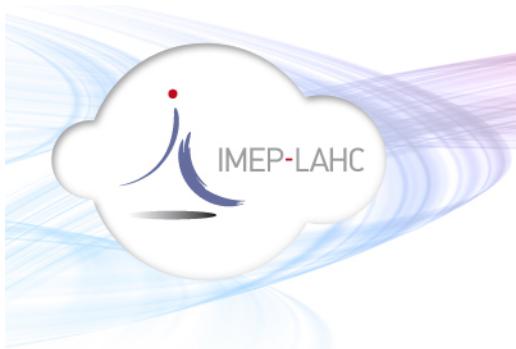
Tan Phu VUONG (IMEP-LAHC)
tan-phu.vuong@minatec.grenoble-inp.fr





Plan de cours

- I. Introduction**
- II. Paramètres fondamentaux**
- III. Différents types d'antennes pour la communication sans fil**
- IV. Antennes grand gain**
- V. Rayonnement électromagnétique**
- VI. Antennes filaires**
- VII. Antennes patch**
- VIII. Ouvertures rayonnantes**
- IX. Réseaux d'antennes**



I. Introduction

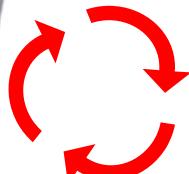
Définition : Les antennes (ou aériens) sont des dispositifs permettant la transposition d'une énergie guidée en un champ électromagnétique rayonné en espace libre (ou inversement).

I. Introduction

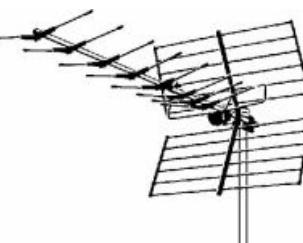
Antennes civiles



GSM 900 MHz
DCS 1800 MHz
UMTS 2 GHz



Wifi / Bluetooth / UWB
2.4 à 6 GHz



TV terrestre
500 MHz

Systèmes satellites 1 à 45 GHz
(Ex : Télévision 12 GHz, GPS 1.5 GHz)

Analogique 800 MHz
DECT ~1900 MHz



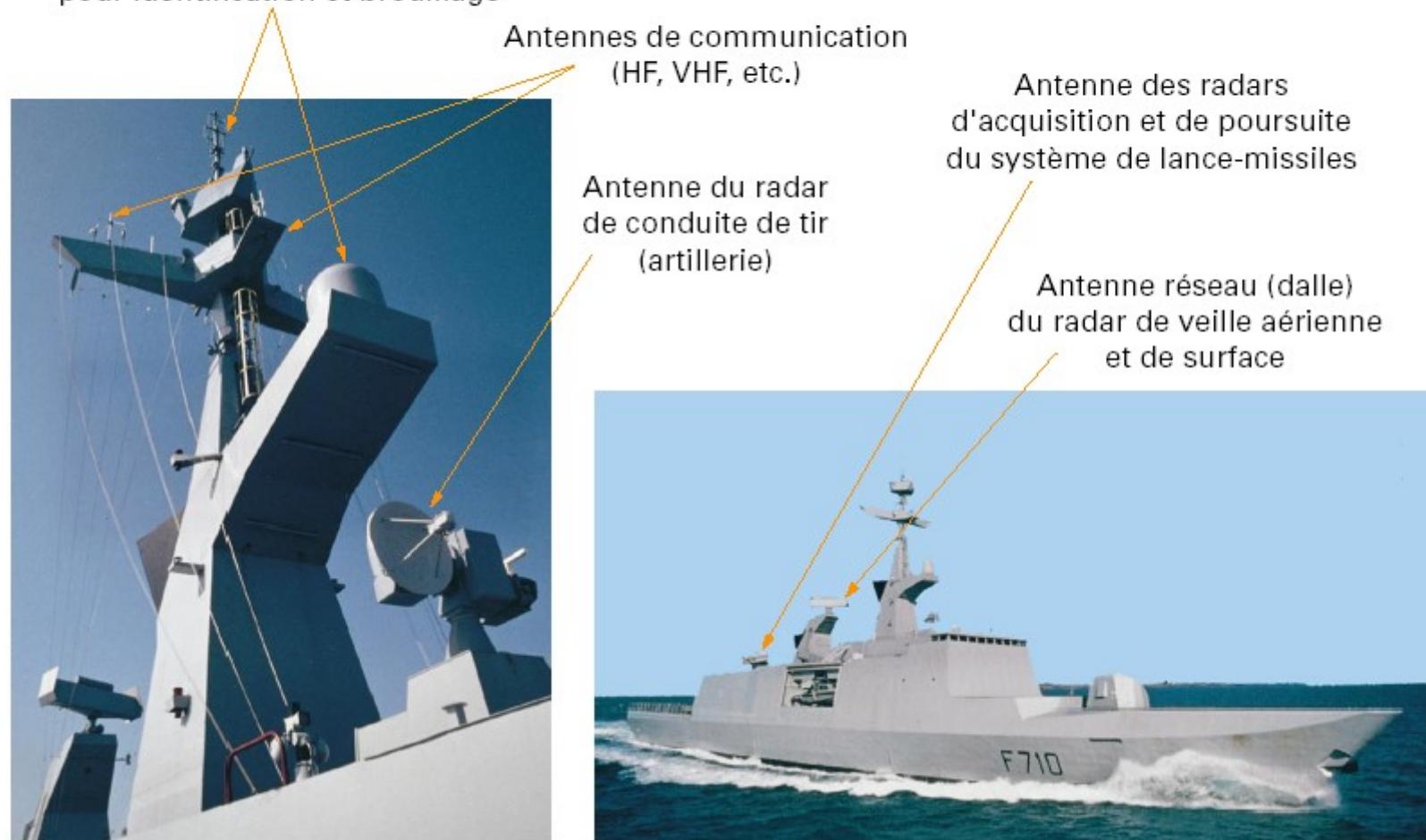
Radar anticollision ~77 GHz
Télpéage ~5.8 GHz
Ouverture à distance 433 MHz



I. Introduction

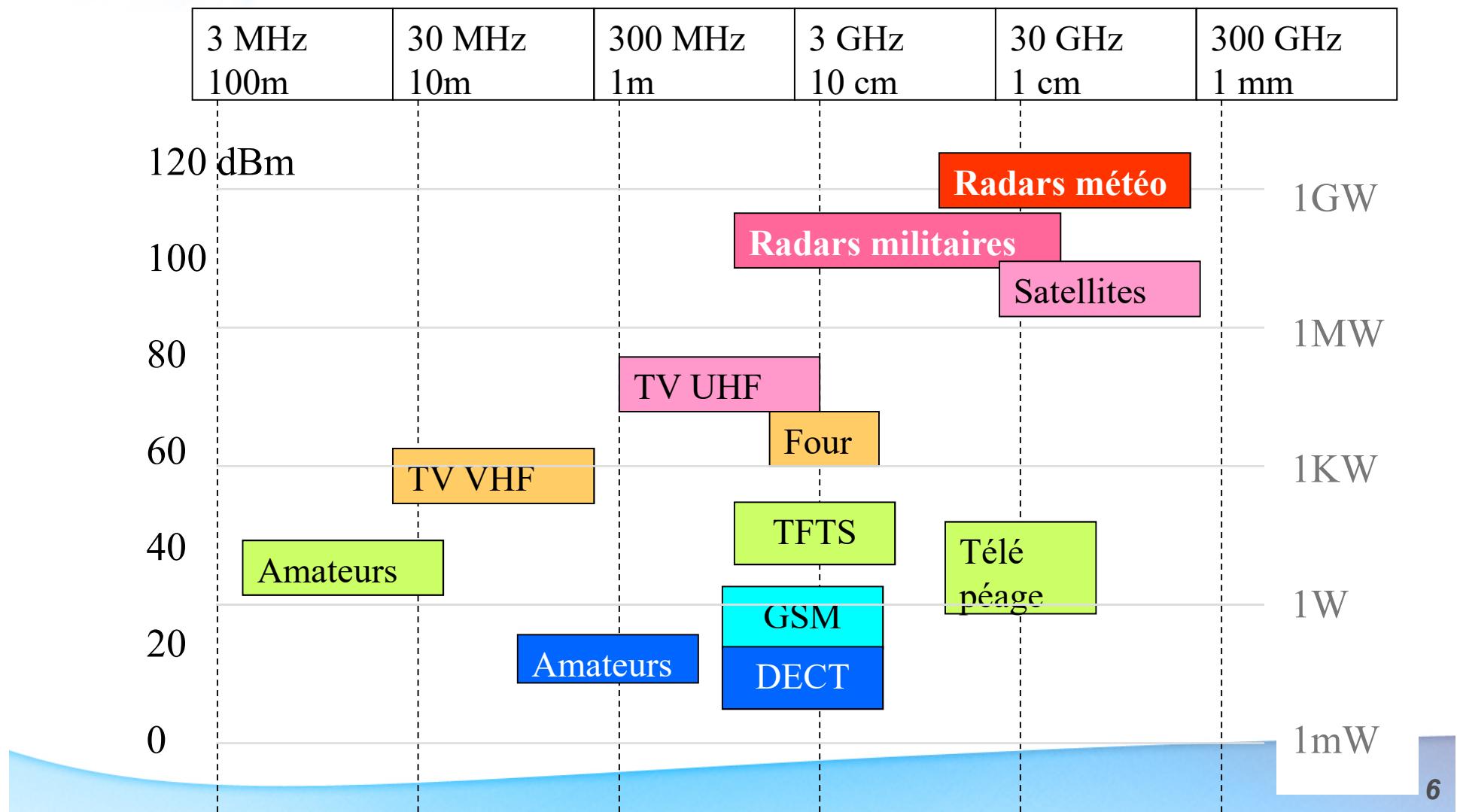
■ Antennes militaires

Antennes à très larges bandes
du système de "guerre électronique" :
écoute des émissions adverses
(radars et communications)
pour identification et brouillage



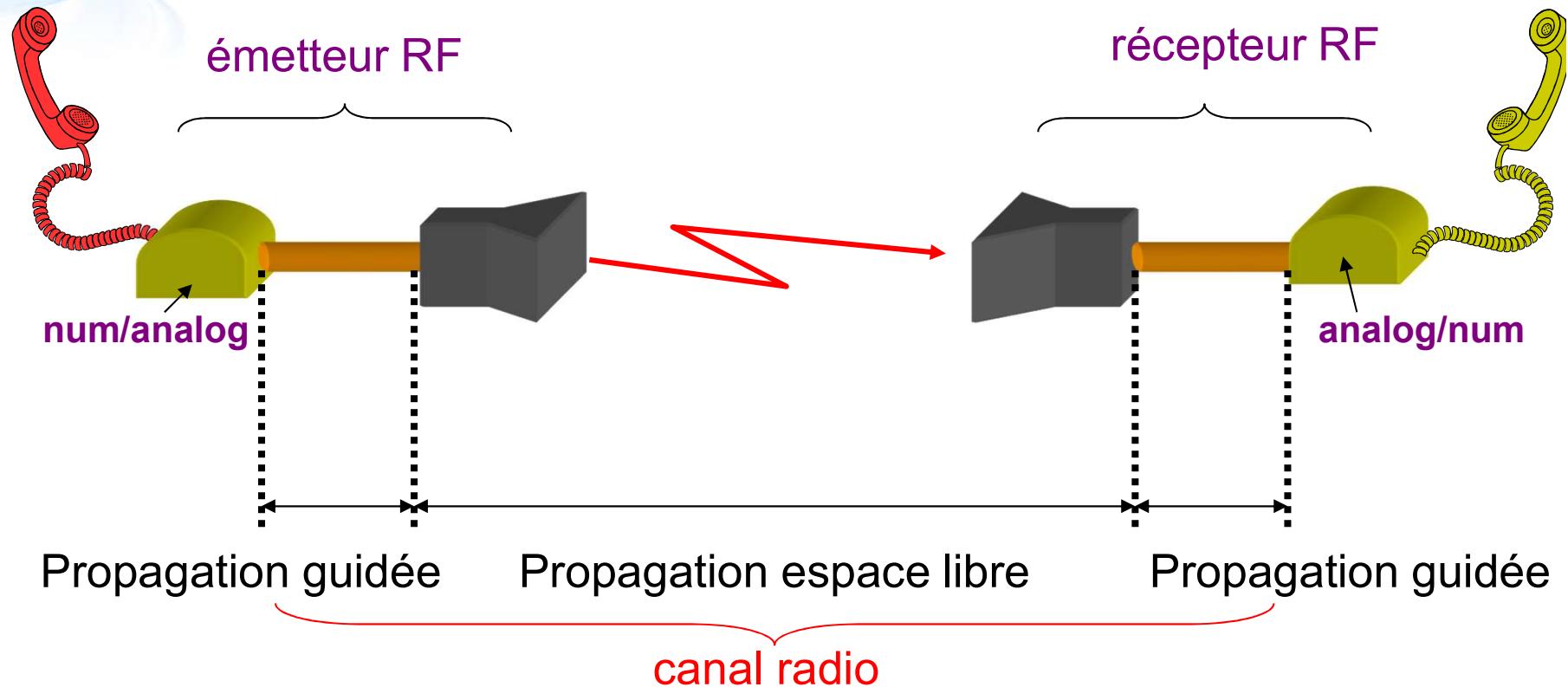
I. Introduction

Problème principal : l'énergie



I. Introduction

La chaîne de transmission radio :

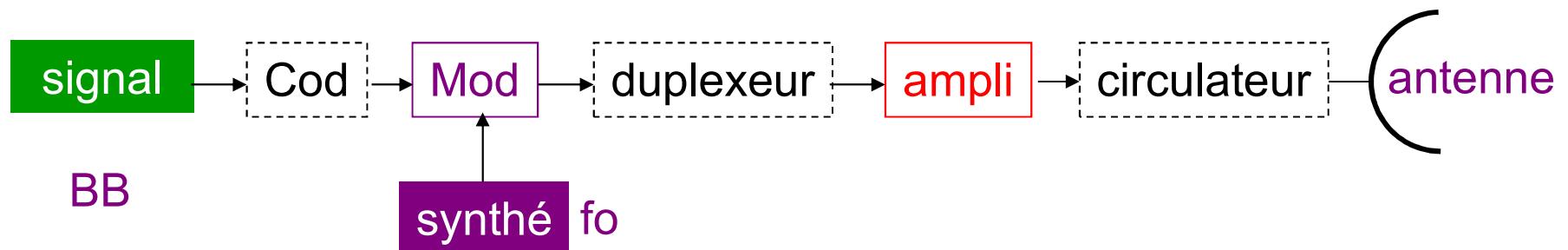


Les « boîtiers » contenant l'électronique sont reliés aux antennes via des lignes ou câbles (feeders).

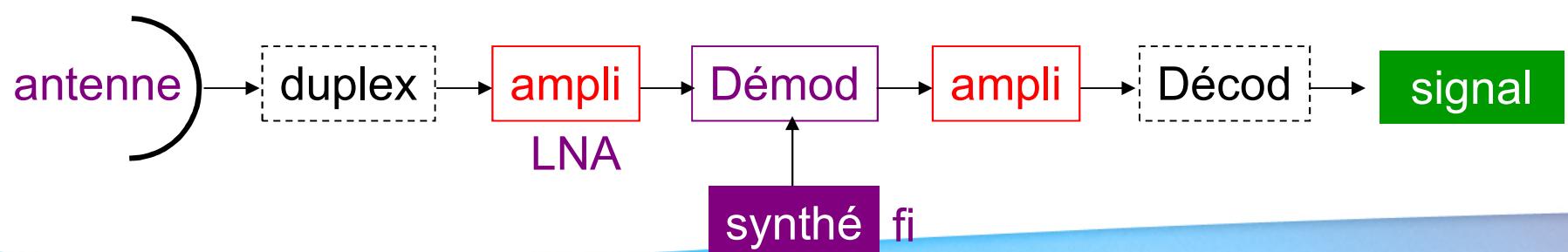
D'un point de vue traitement du signal, l'ensemble des déformations de l'onde engendrées par la propagation guidée+libre forme le canal radio.

La chaîne de transmission radio

Partie émission :

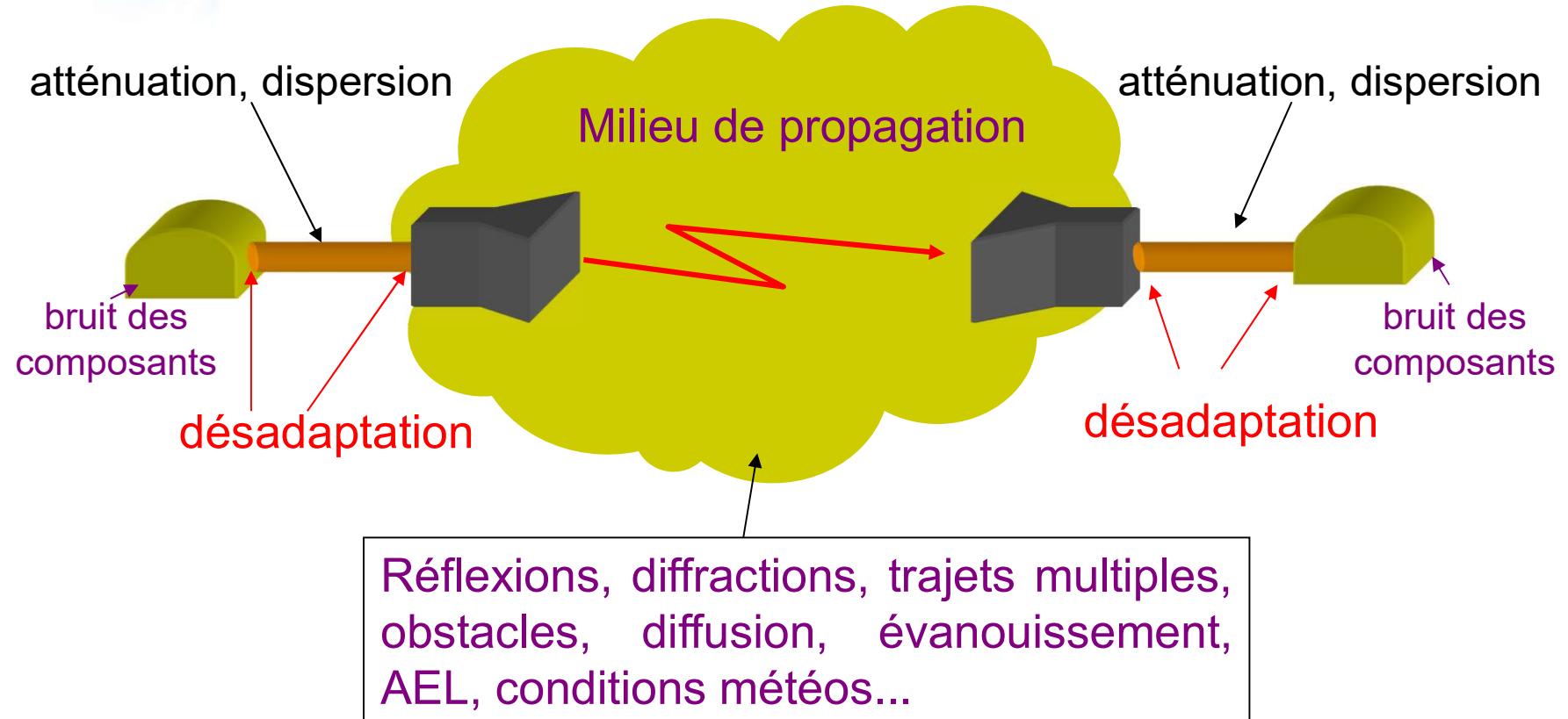


Partie réception :



I. Introduction

Où se perd l'énergie ?

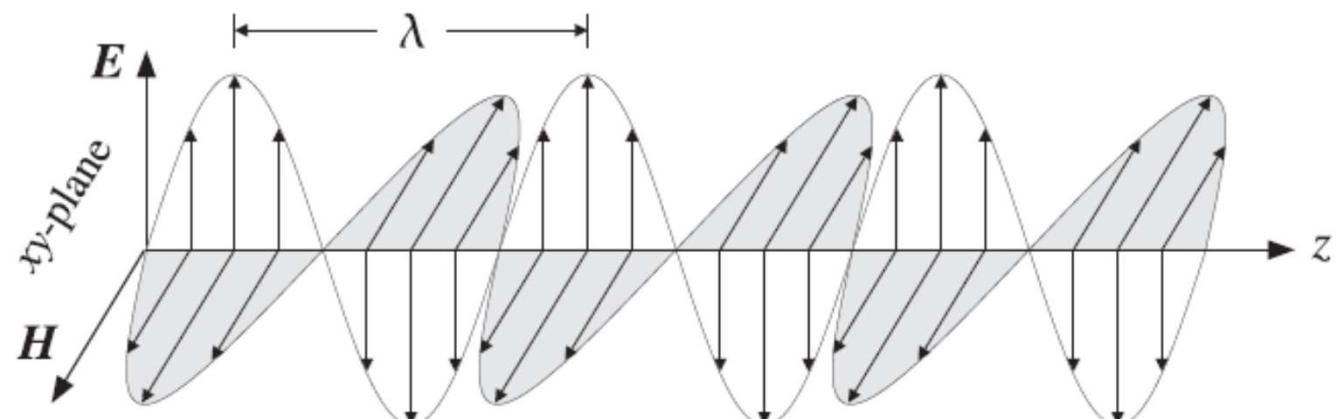


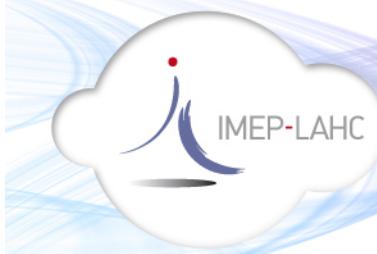
Et tous ces paramètres varient en fonction de la fréquence, du temps et même de la polarisation de l'onde.

II. Paramètres fondamentaux

■ Onde électromagnétique rayonnée par une antenne

- ▶ Champ électrique E et magnétique H
- ▶ Variant dans l'espace et dans le temps
- ▶ Orthogonaux entre eux
- ▶ Orthogonaux à la direction de propagation
- ▶ Définit par la phase et l'amplitude de chaque champ





II. Paramètres fondamentaux

■ Polarisation :

Propriété d'une onde électromagnétique décrivant la variation temporelle de la direction, et de l'amplitude relative à la partie réelle d'un *champ électrique*.

Polarisation = variations du champ électrique



II. Paramètres fondamentaux

■ Champ électrique:

Somme de deux composantes une verticale et une horizontale :

$$\mathbf{E(t)} = x \cdot \mathbf{E}_x(t) + y \cdot \mathbf{E}_y(t). \quad (x \text{ et } y \text{ vecteur directeur unitaire})$$

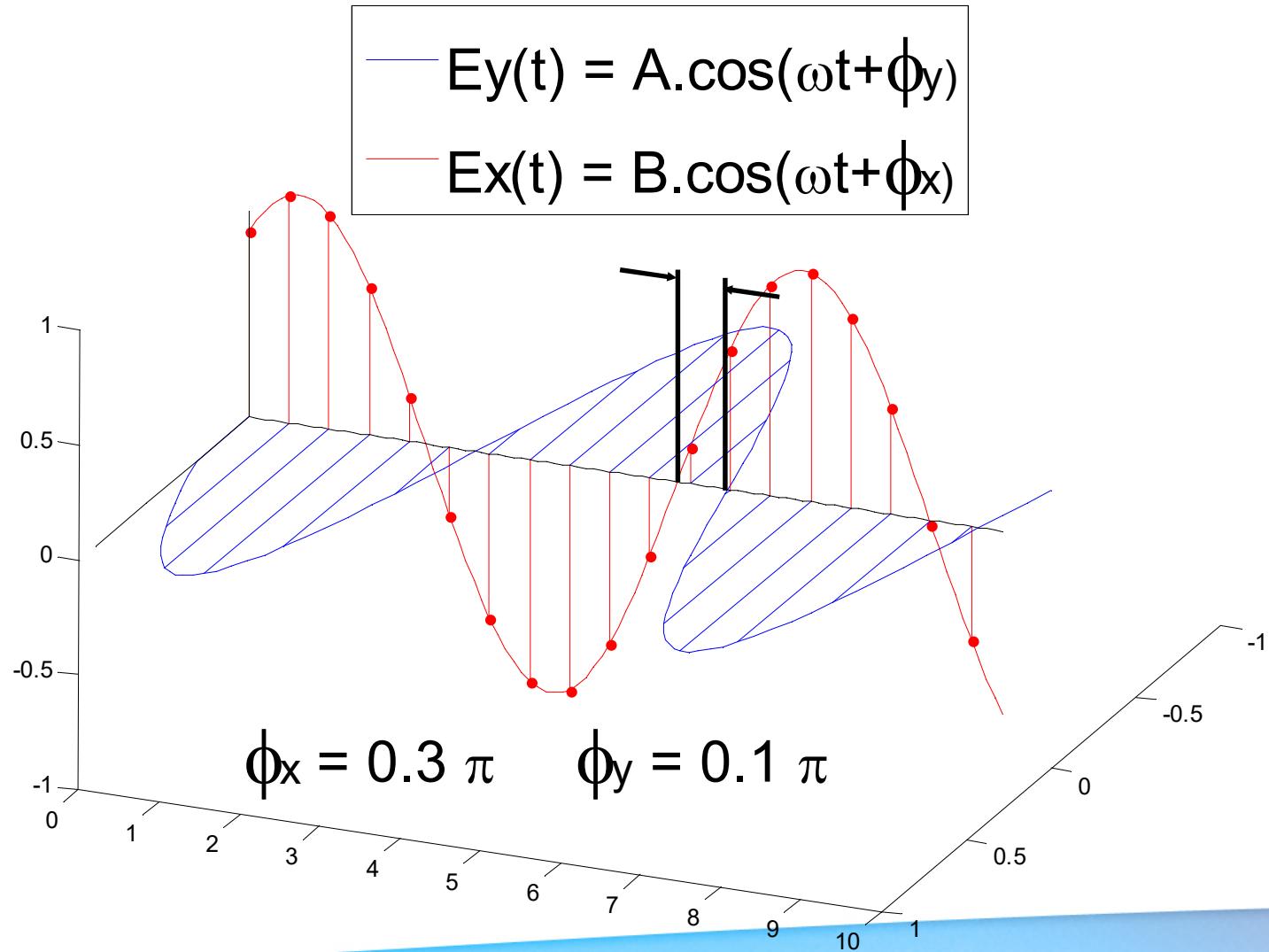
$$\mathbf{E}_x(t) = A \cdot \cos(\omega t + \varphi_x)$$

$$\mathbf{E}_y(t) = B \cdot \cos(\omega t + \varphi_y)$$

$$\varphi = \varphi_x - \varphi_y : \text{déphasage}$$



II. Paramètres fondamentaux

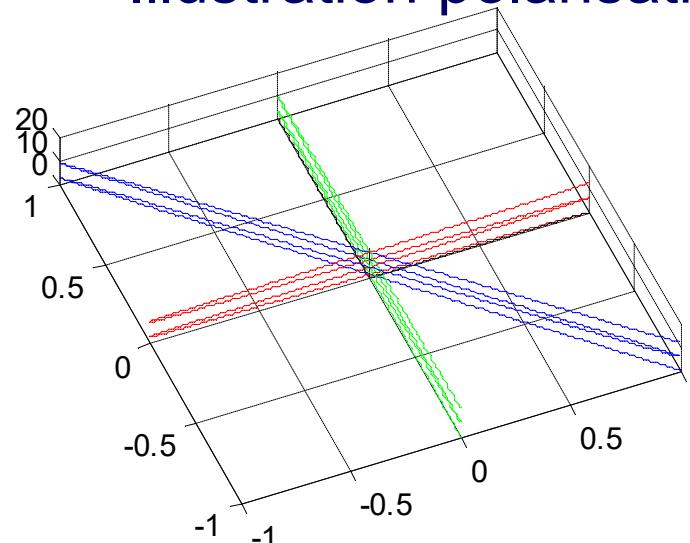


II. Paramètres fondamentaux

- Types de polarisation : déterminé par la valeur de φ
 - **Linéaire** : Champ E toujours parallèle à une direction pendant la propagation.
 $\varphi = \pi$ ou $\varphi = 0$ quelque soit A et B
 - **Circulaire** : En un endroit $z = z_0$ de l'axe de propagation, l'extrémité du champ E décrit un cercle.
 $\varphi = \pm\pi/2$ et $A=B$
 - **Elliptique** : Cas général. En un endroit $z = z_0$ de l'axe de propagation, l'extrémité du champ E décrit une ellipse.
Pour toutes les autres valeurs de φ , A et B

II. Paramètres fondamentaux

■ Illustration polarisation:

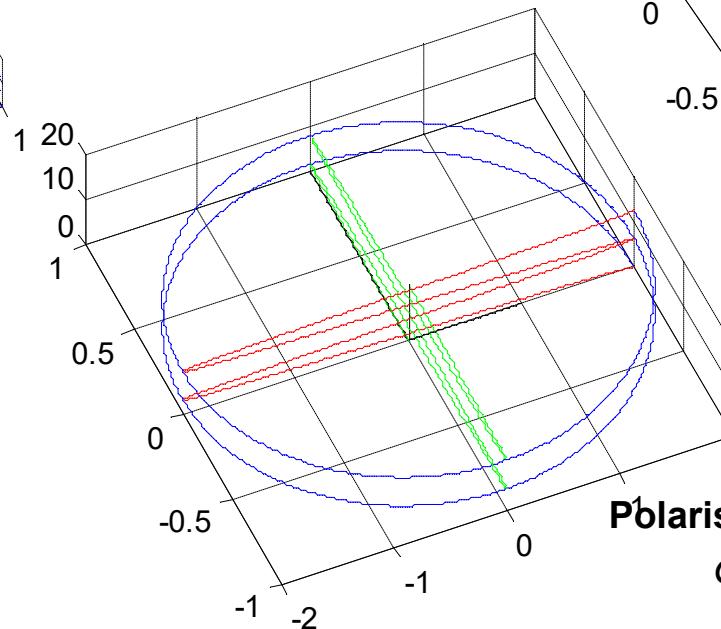


Polarisation Linéaire

$$\varphi = \pi \text{ ou } \varphi = 0$$

Quelque soit A et B

- Plan vertical
- Plan horizontal
- Résultante



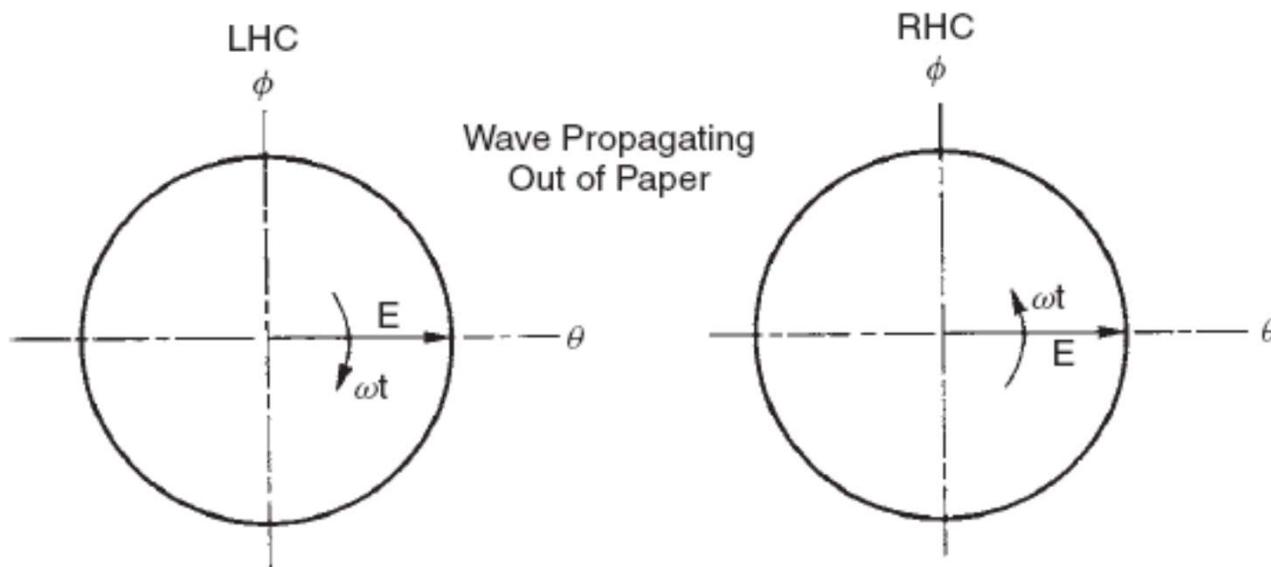
Polarisation Elliptique
Toutes autres valeurs

Polarisation Circulaire

$$\varphi = \pm\pi/2 \text{ et } A=B$$

II. Paramètres fondamentaux

■ Types de Polarisations Circulaires : Main gauche et main droite



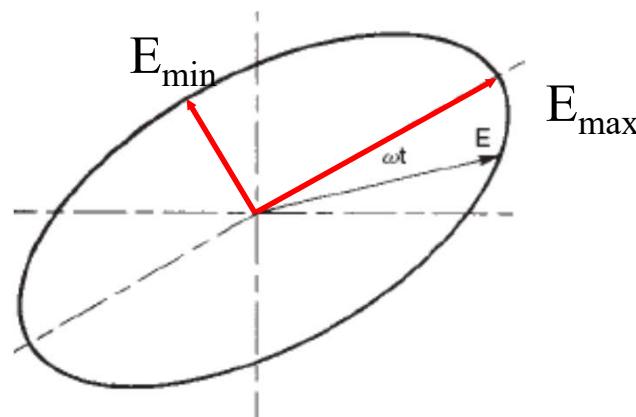
II. Paramètres fondamentaux

■ Axial Ratio :

Rapport entre amplitude maximale et amplitude minimale de la réponse d'une onde elliptique.

$$AR = \frac{E_{\max}}{E_{\min}}$$

$$1 \leq AR \leq \infty$$



On l'exprime également en dB

II. Paramètres fondamentaux

■ Performances d'une antenne

1. Diagramme de rayonnement
2. Vecteurs de Poynting
3. Intensité de rayonnement
4. Directivité
5. Gain
6. Efficacité
7. Largeur de faisceau
8. Bande passante
9. Polarisation
10. Impédance d'entrée
11. Surface effective
12. Equations de transmission de Friis
13. Facteur d'antenne
14. Conditions Limites

II. Paramètres fondamentaux

■ Puissance

dBm :

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

dBW :

$$P_{dBW} = 10 \log \left(\frac{P}{1W} \right)$$

■ Gain

dBi :

$$G_{dBi} = 10 \log \left(\frac{G}{G_{isotrope}} \right)$$

dBd :

$$G_{dBd} = 10 \log \left(\frac{G}{G_{dipole}} \right)$$

II. Paramètres fondamentaux

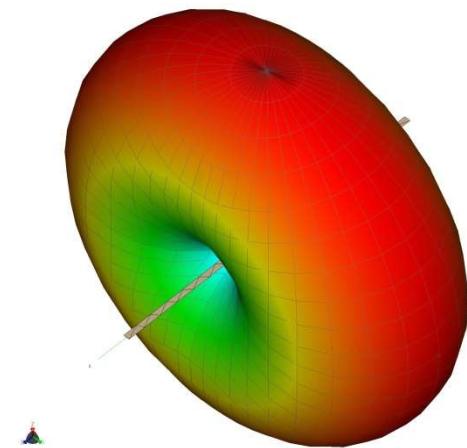
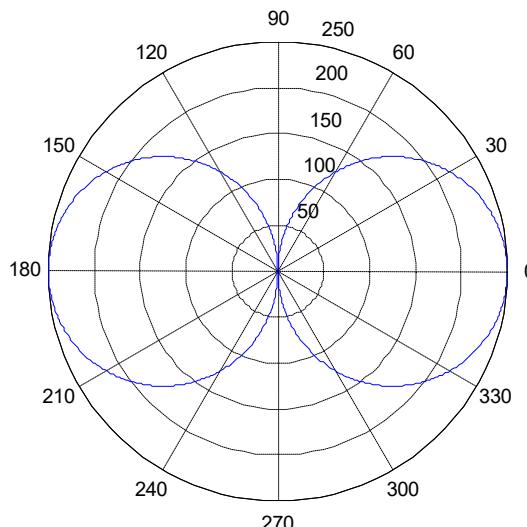
■ Diagramme de rayonnement

- ▶ Définitions
- ▶ Différents types de diagrammes
- ▶ Diagrammes principaux
- ▶ Lobes
- ▶ Les régions des champs
- ▶ Stéradian

II. Paramètres fondamentaux

■ Définition:

- Représentation graphique
- Propriétés de rayonnement d'une antenne
 - ⑩ Gain
 - ⑩ Directivité
- Champ lointain
- En 2D ou 3D



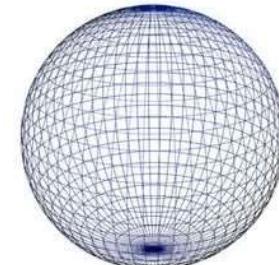
Dipôle : Plan vertical : Plan E

II. Paramètres fondamentaux

■ Type de diagrammes

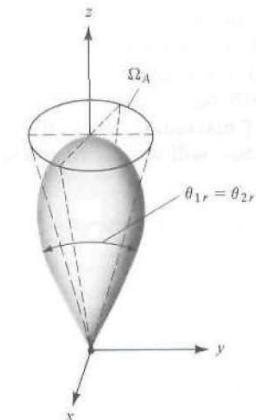
➤ Isotrope

- ⑩ Identique dans toutes les directions



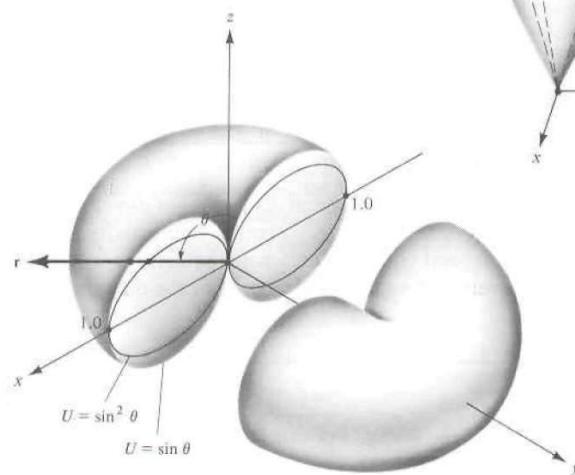
➤ Directionnel

- ⑩ Plus efficace dans une direction



➤ Omnidirectionnel :

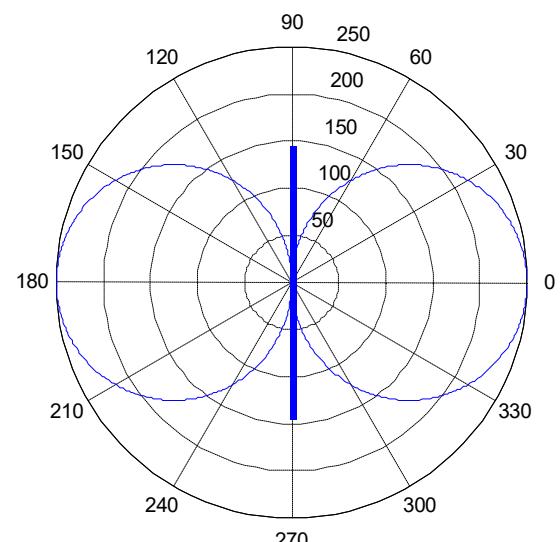
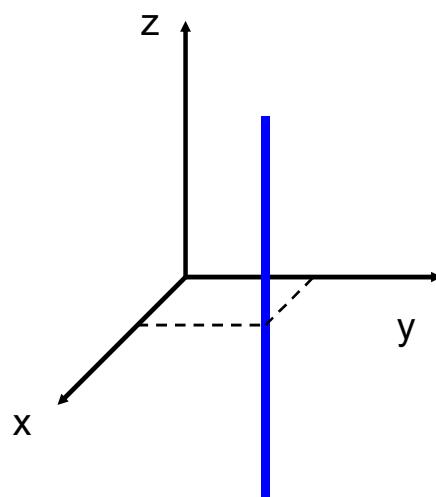
- ⑩ Identique sur un même plan



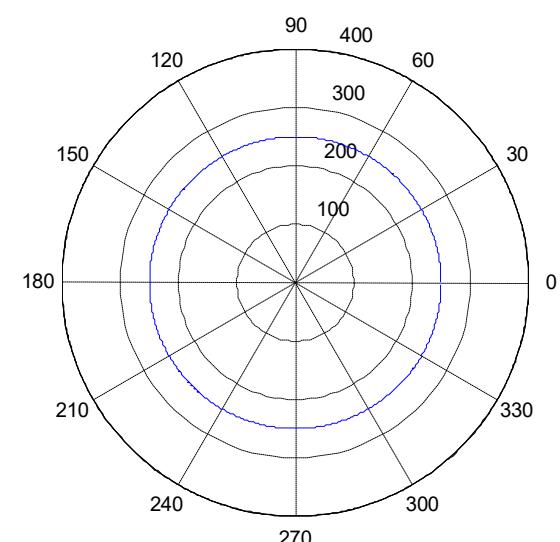
II. Paramètres fondamentaux

■ Diagrammes principaux

- **Plan E** : Plan contenant le vecteur champ électrique
- **Plan H** : Plan contenant le vecteur champ magnétique



Dipôle : Plan vertical : Plan E

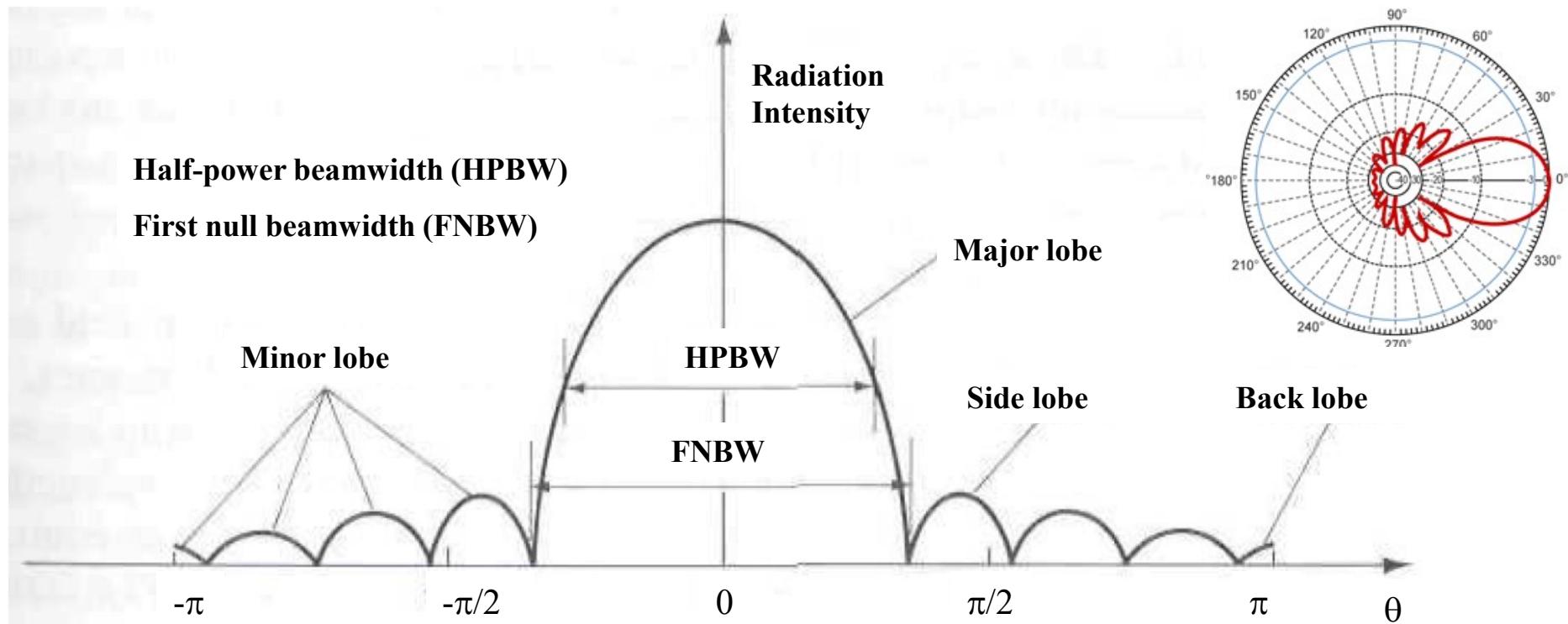


Dipôle : Plan horizontal : Plan H



II. Paramètres fondamentaux

■ Lobes : portion délimitée par une région de faible



II. Paramètres fondamentaux

■ Régions des champs: **R : distance de la source**

➤ Champ proche réactif :

$$R < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$$

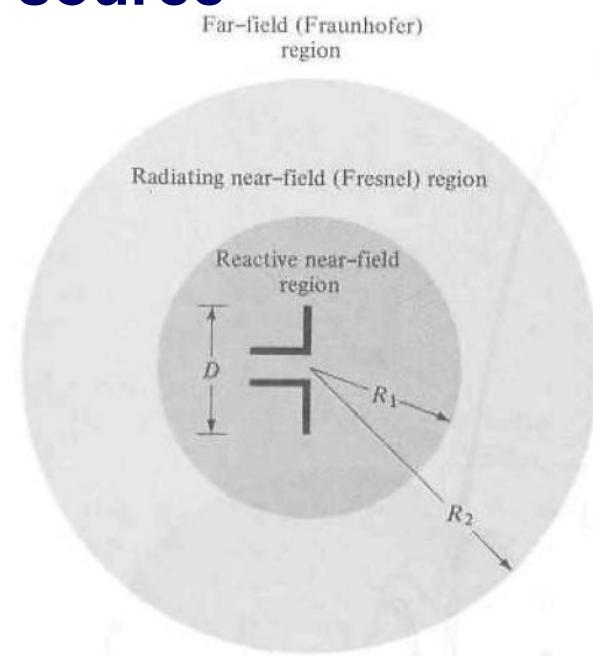
➤ Champ proche rayonnant :

⑩ Région de Fresnel

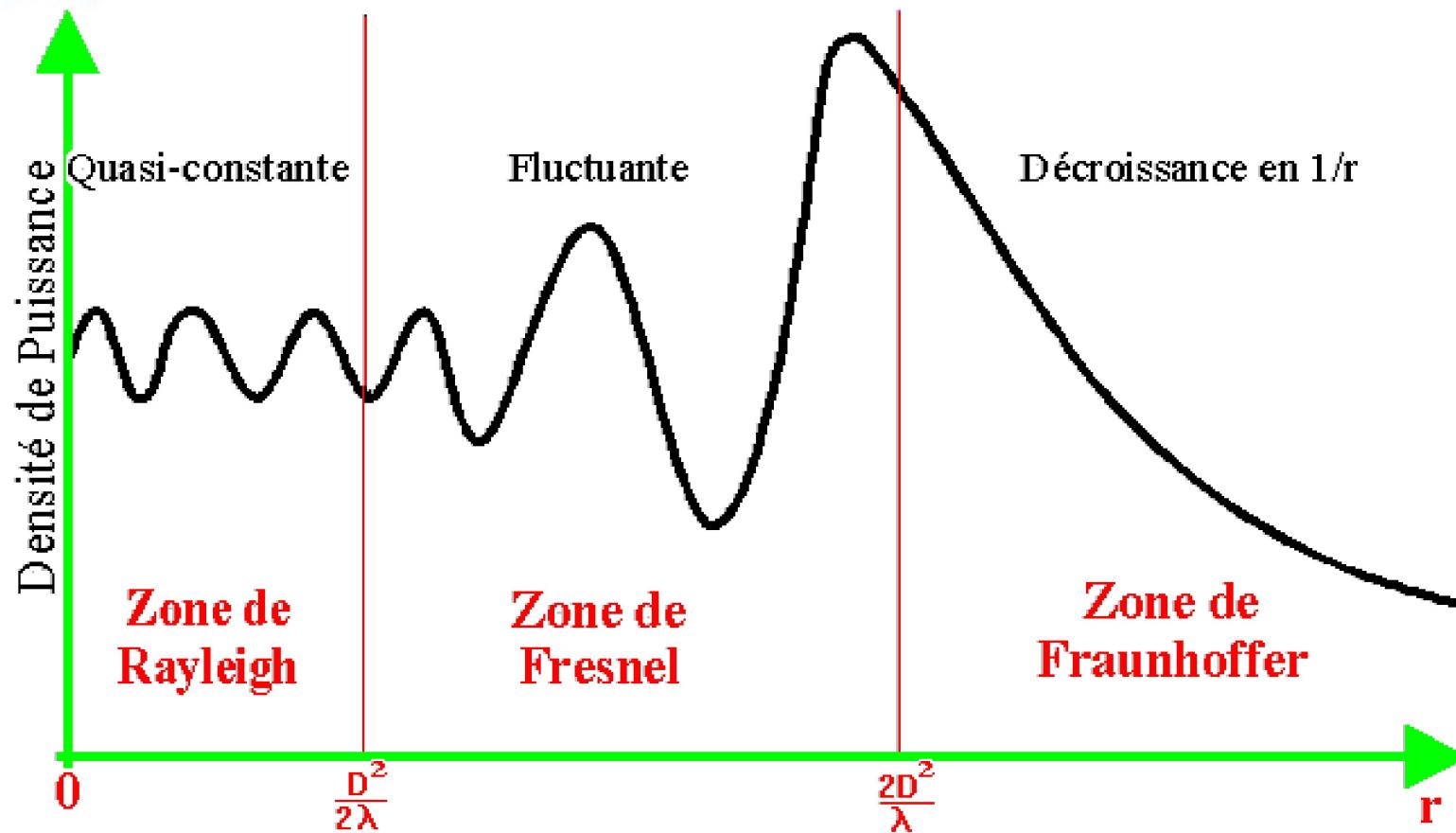
$$0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} < R < \frac{2.D^2}{\lambda}$$

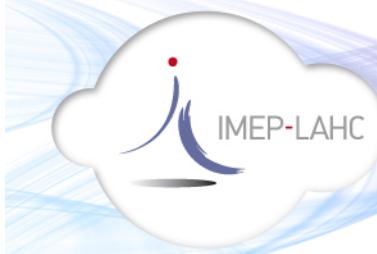
➤ Champ lointain, région de Fraunhofer :

$$\frac{2.D^2}{\lambda} < R$$



II. Paramètres fondamentaux





II. Paramètres fondamentaux

■ Vecteur de Poynting instantané:

Décrit:

La direction de propagation de l'onde.

La densité de puissance instantanée d'une onde électromagnétique.

$$\vec{\mathcal{P}} = \vec{\mathcal{E}} \times \vec{\mathcal{H}}$$



II. Paramètres fondamentaux

■ Puissance totale instantanée:

Intégration du vecteur de Poynting sur une surface fermée.

$$\mathcal{P} = \iint_S \vec{P} \cdot \vec{dS} = \iint_S \vec{P} \cdot \hat{n} \cdot da$$

\mathcal{P} = puissance totale instantané [W]

\hat{n} = vecteur unitaire normal à la surface

da = petit élément de la surface fermée $[m^2]$



II. Paramètres fondamentaux

■ Puissance totale rayonnée

Puissance émise par l'antenne

$$P_{rad} = \iint_S P(\theta, \varphi).dS$$

II. Paramètres fondamentaux

■ Densité de puissance rayonnée

En champ lointain le vecteur de Poynting est purement réel et est dirigé radialement

$$P(\theta, \varphi) = \frac{1}{2} \cdot \text{Re}[E \times H^*]$$

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_{rad}}{4 \cdot \pi \cdot r^2} D(\theta, \varphi) = \frac{P_0}{4 \cdot \pi \cdot r^2} G(\theta, \varphi) \text{ [W/m}^2\text{]}$$

P_{rad} = puissance émise par l'antenne

P_0 = puissance fournie à l'antennne

$D(\theta, \varphi)$ = directivité

$G(\theta, \varphi)$ = gain

r = distance entre la source et l'observateur r



II. Paramètres fondamentaux

■ Puissance isotrope rayonnée équivalente (EIRP)

Quantité de puissance qui aurait été émise par une antenne isotrope pour produire la densité de puissance observée dans la direction principale (gain maximum)

$$PIRE = G_0 \cdot P_F \quad [W]$$

Dans cette direction, on a donc la densité de puissance :

$$P(r) = \frac{PIRE}{4\pi \cdot r^2} \quad [W / m^2]$$



II. Paramètres fondamentaux

■ Puissance effective rayonnée (ERP) :

Même principe que la puissance EIRP avec un dipôle comme référence.

$$PER = \frac{G_0 \cdot P_F}{G_{dipole}} \quad [W]$$



II. Paramètres fondamentaux

■ Puissance par angle solide

$$U(\theta, \varphi) = r^2 \cdot P(\theta, \varphi) \text{ [W / sr]}$$

- ⑩ Pour une source non-isotrope:

$$U(\theta, \varphi) = \frac{P_0 \cdot G(\theta, \varphi)}{4 \cdot \pi} \text{ [W / sr]}$$

- ⑩ Pour une source isotrope:

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4 \cdot \pi} \text{ [W / sr]}$$



II. Paramètres fondamentaux

■ Efficacité :

Prend en compte les pertes à l'entrée et dans la structure de l'antenne

$$P_{rad} = e_0 \cdot P_{in}$$

$$e_0 = e_r e_c e_d$$

- ⑩ e_0 = efficacité totale
- ⑩ $e_r = 1 - |\Gamma|^2$ = efficacité de la réflexion (désadaptation)
- ⑩ e_c = efficacité de conduction
- ⑩ e_d = efficacité diélectrique

II. Paramètres fondamentaux

■ Directivité :

Mesure la concentration de rayonnement dans une direction

Ne prend pas en compte les pertes de l'antenne

$$D_{\max} = D_0 = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{4 \cdot \pi \cdot U_{\max}}{P_{rad}}$$

D = directivité [sans dimension]

D_0 = directivité maximale [sans dimension]

U = intensité de rayonnement [W/angle solide]

U_{\max} = intensité de rayonnement maximale [W/angle solide]

U_0 = intensité de rayonnement d'une source isotrope [W/angle solide]

P_{rad} = puissance totale rayonnée [W]



II. Paramètres fondamentaux

Gain :

- Mesure la capacité d'une antenne à diriger la puissance d'entrée en rayonnement dans une direction précise.
- Prend en compte les pertes

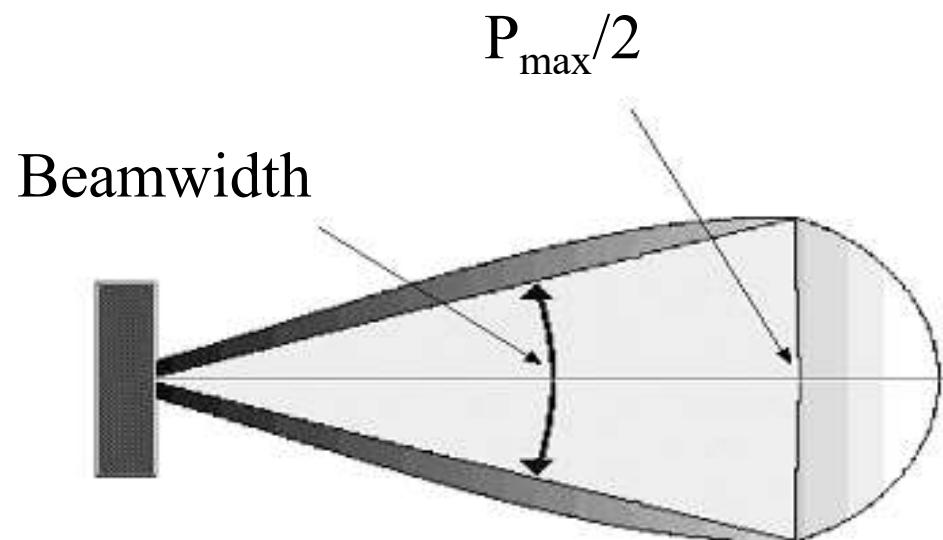
$$Gain = \text{efficacité} \cdot \text{Directivité}$$

$$G = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \phi)}{P_{in} \left(\text{source isotropique sans pertes} \right)}$$

II. Paramètres fondamentaux

■ Largeur de faisceau = Angle d'ouverture

- Angle formé par les deux directions où l'intensité de rayonnement vaut la moitié de l'intensité maximale

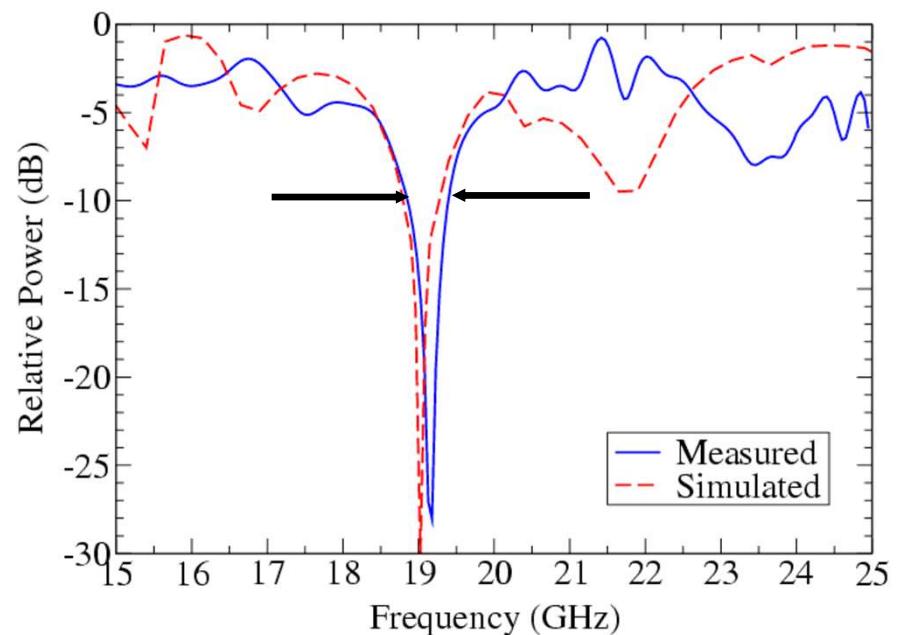


II. Paramètres fondamentaux

Bandé passante :

- **Bandé de fréquence dans laquelle les performances de l'antenne respectent certains critères spécifiés.**
- **Critères:**

- ⑩ S11 : -10dB d'atténuation
- ⑩ Impédance
- ⑩ Polarisation
- ⑩ ...





II. Paramètres fondamentaux

Impédance entrée :

Rapport tension sur courant à l'entrée d'une antenne

$$Z_A = R_A + j \cdot X_A$$

$$R_A = R_r + R_l$$

R_r = resistance de rayonnement

R_l = resistance de pertes

II. Paramètres fondamentaux

Surface sélective :

- **Surface recevant la puissance émise:**

La surface effective maximale d 'une antenne est liée à sa directivité.

$$A_{e\max} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_0 \quad [m^2]$$

II. Paramètres fondamentaux

Equation de transmission de Friis

- Rapport entre la puissance reçue par l'antenne réceptrice, et celle entrante dans l'antenne émettrice en champ lointain.

$$\frac{P_r}{P_t} = e_{0t} \cdot e_{0r} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot R} \right)^2 \cdot D_t \cdot D_r \cdot PLF$$

P_r = puissance reçue

P_t = puissance transmise

e_0 = efficacité de l'antenne

D_t et D_r = Directivité

PLF = facteur de pertes = $|\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r|^2$

R = distance entre les deux antennes

II. Paramètres fondamentaux

■ Facteur de perte de polarisation :

- Pertes dues à la position et/ou à la polarisation de l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice.

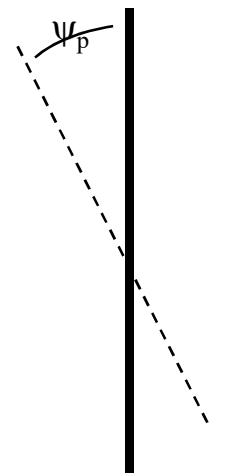
$$PLF = \left| \vec{\rho}_a \cdot \vec{\rho}_w \right|^2 = \left| \cos(\psi_p) \right|^2$$

PLF = polarisation loss factor

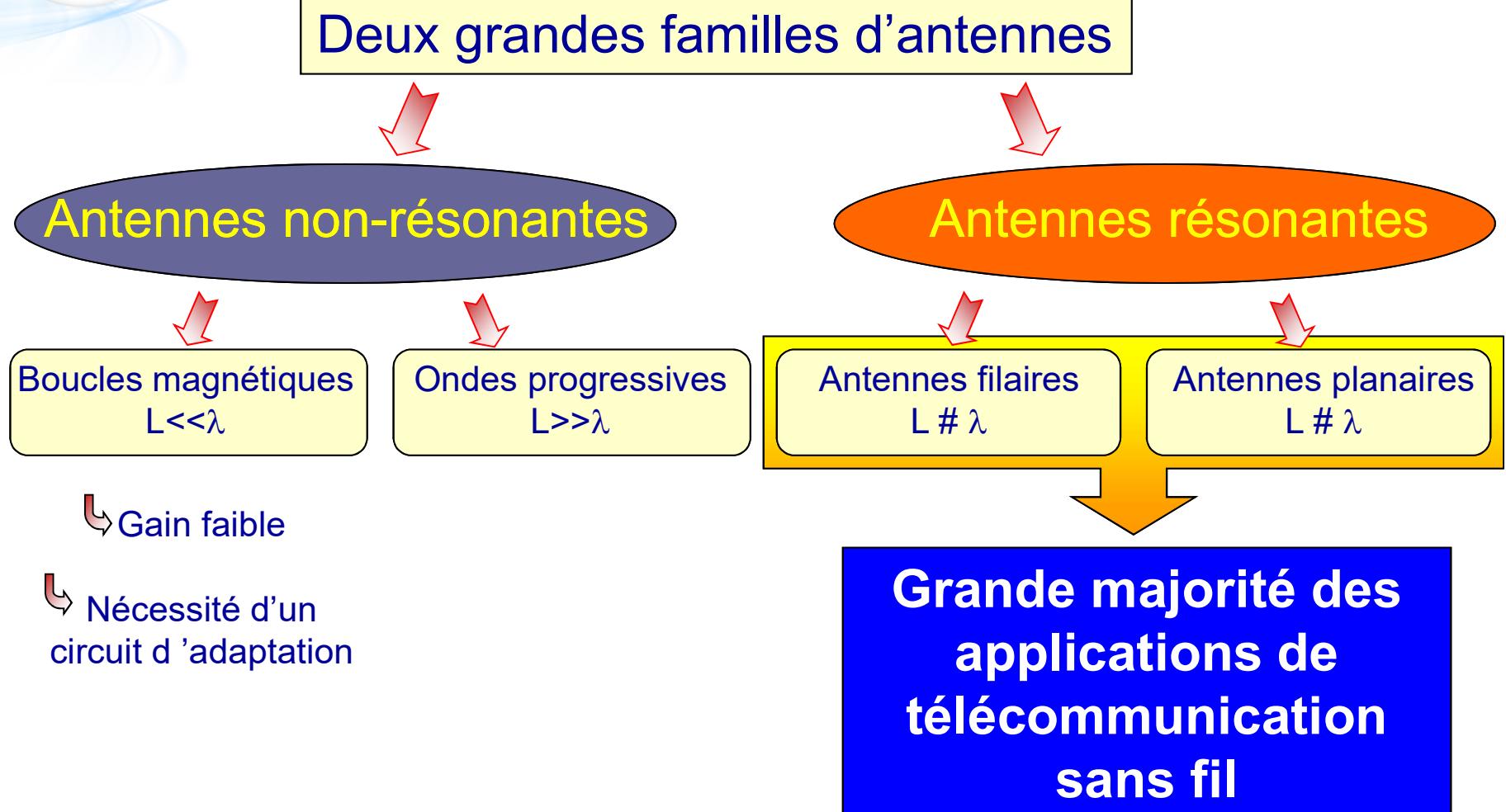
$\vec{\rho}_w$ = vecteur unitaire de polarisation de l'onde incidente
(onde de l'antenne émettrice)

$\vec{\rho}_a$ = vecteur unitaire de polarisation de l'antenne

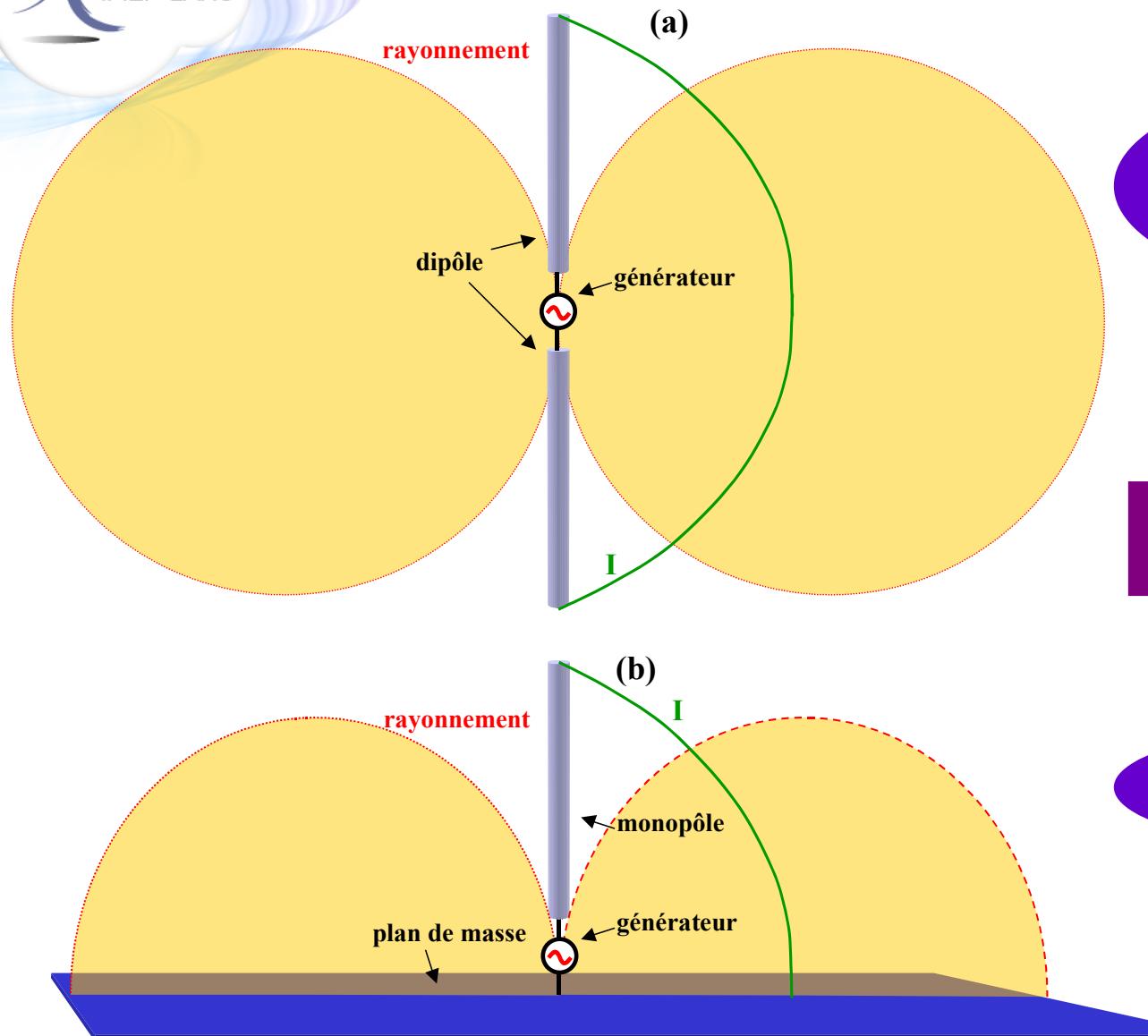
ψ_p = angle entre les deux vecteurs unitaires



III. Différents types d'antennes



Antennes filaires



Élément de base :
le dipôle

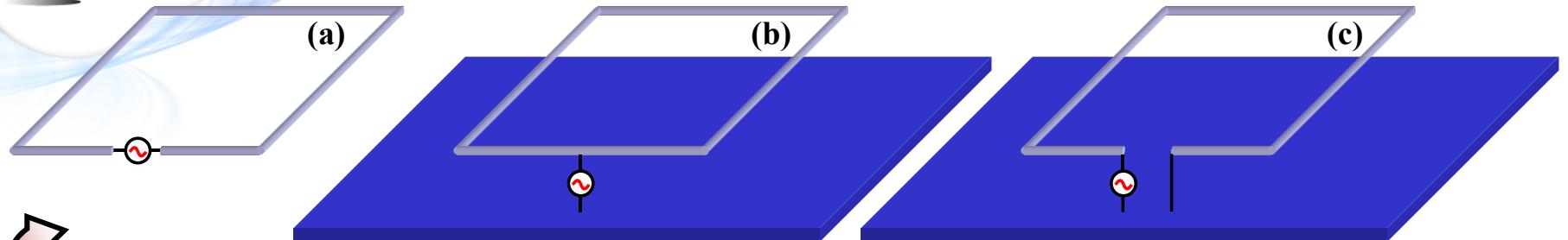
taille min. :
 $\lambda/2$

Utilisation d'un plan de masse

Le monopôle

taille min. :
 $\lambda/4$

Antennes filaires



Antenne boucle résonante

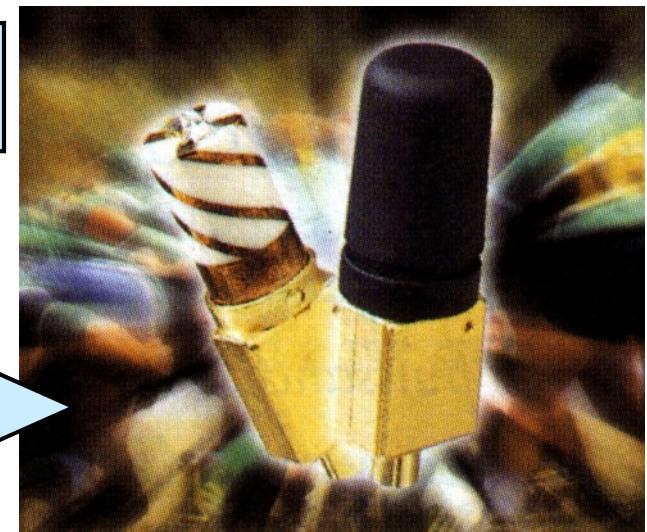
Antenne hélice



Hélice simple

- Mode radial
- Mode axial

Hélices multiples





Antennes planaires

Antenne à fente

Dual du dipôle

$\lambda/2$

$\lambda/4$



Même comportement que le dipôle mais en inversant les champs E et H.

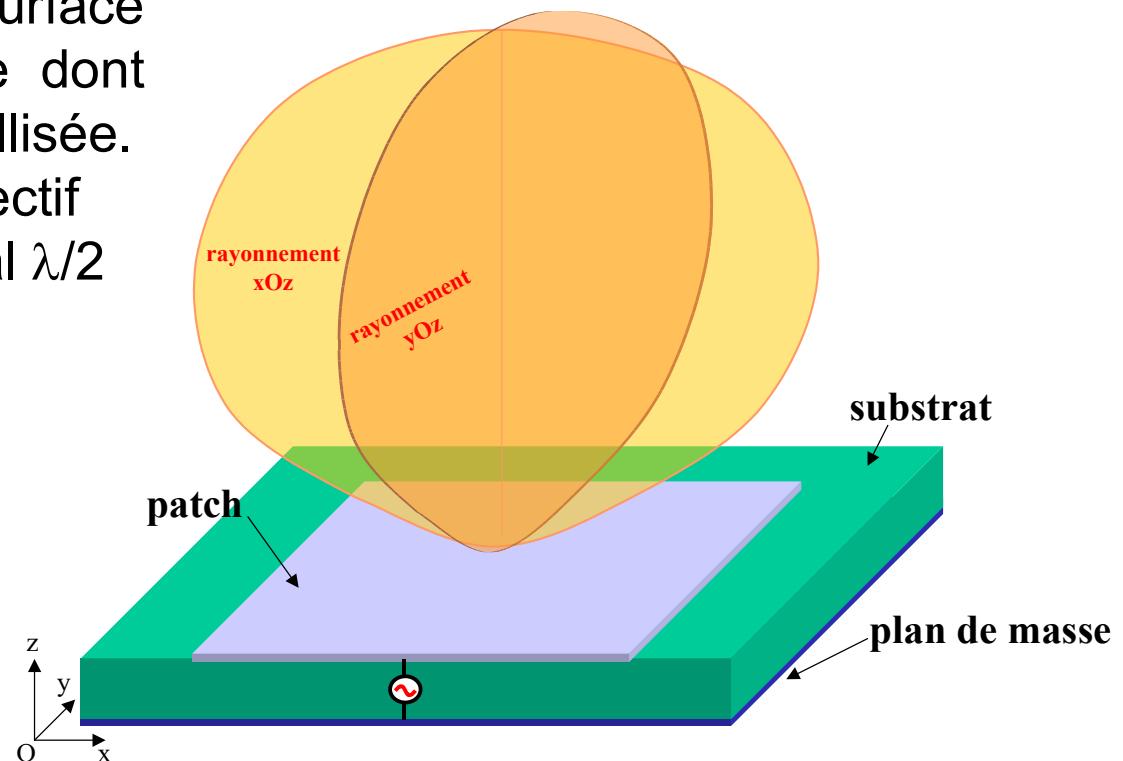
Du coup, inversion également des impédances.

Antennes planaires

Antenne patch

Pastille métallique à la surface d'un substrat diélectrique dont la face inférieure est métallisée.

- ⇒ Rayonnement directif
- ⇒ Mode fondamental $\lambda/2$

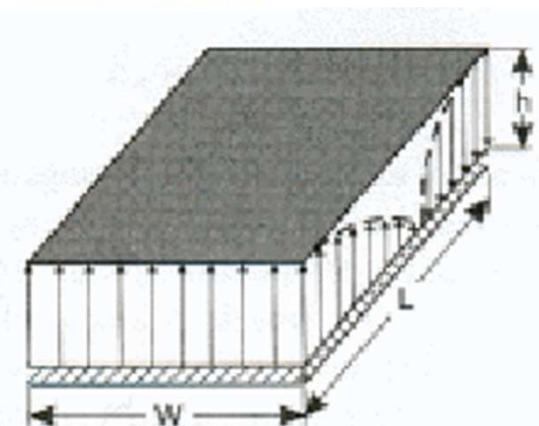
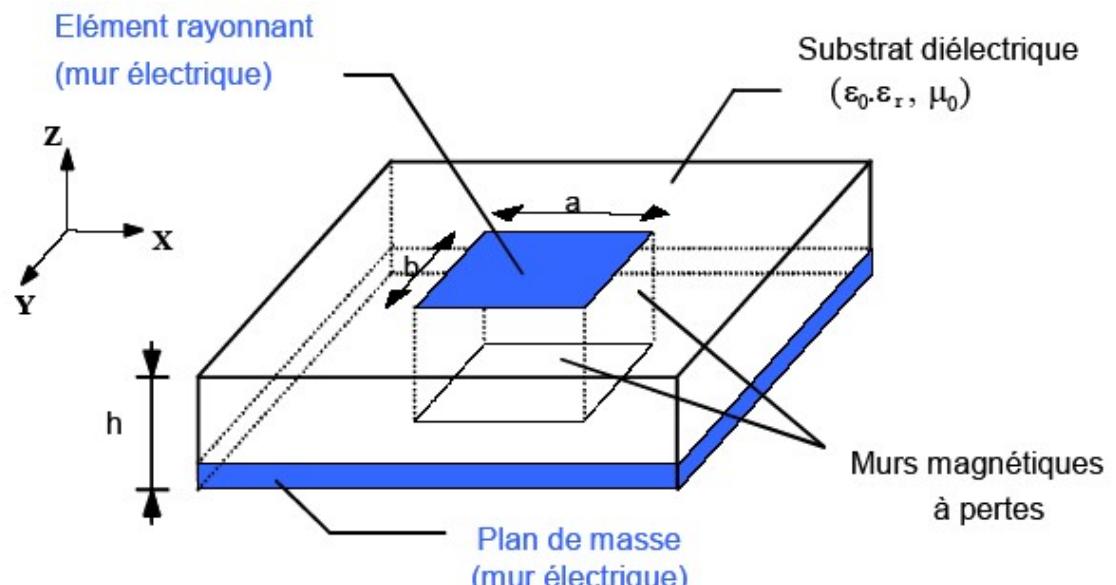
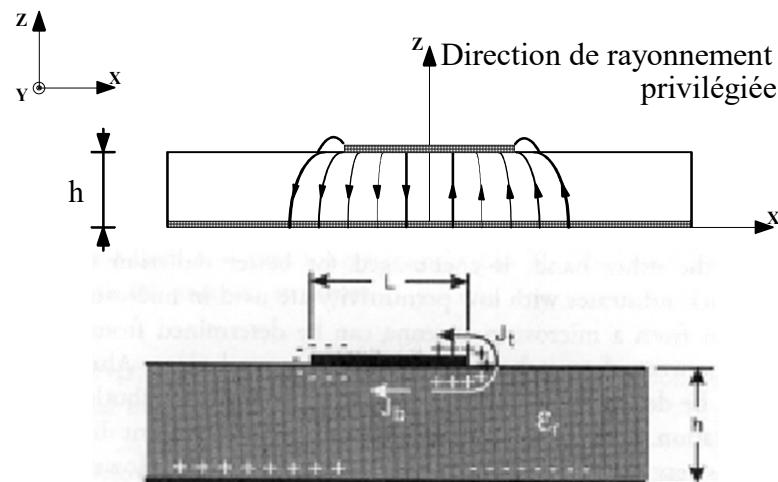


Antennes planaires

Principe de fonctionnement : cavité à fuites

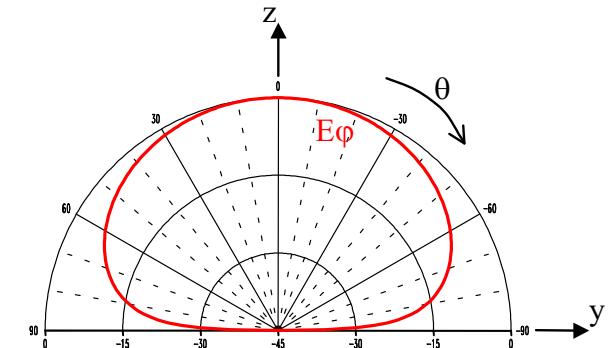
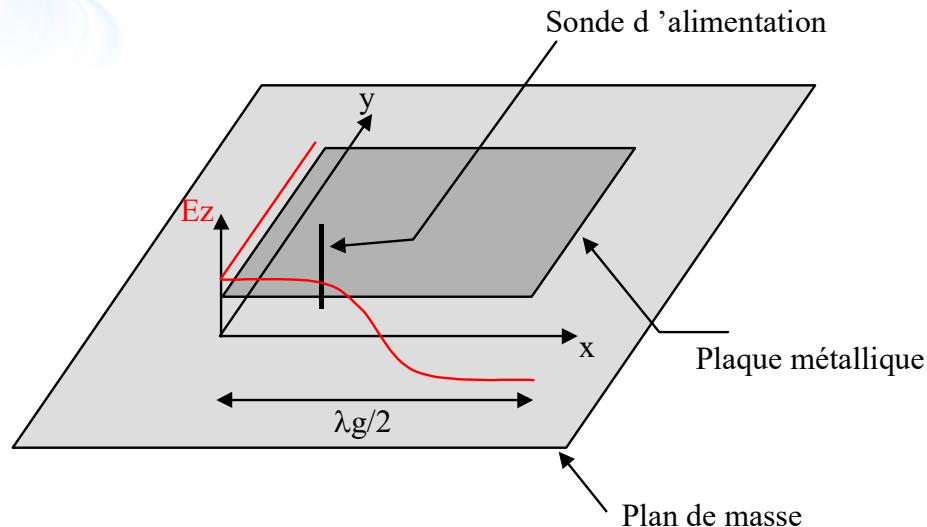
$$E_z(x, y) = E_0 \cos\left(\frac{m\pi}{L}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{l}y\right)$$

$$f_{mn0} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{l}\right)^2}$$



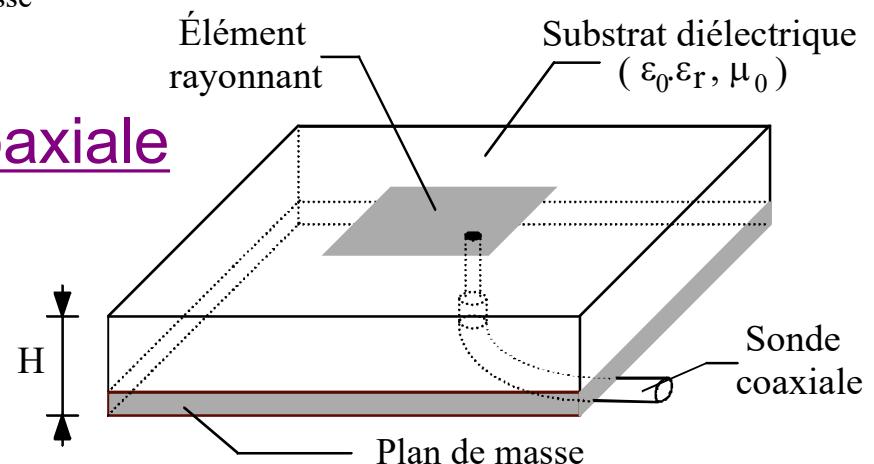
Antennes planaires

Systèmes d'alimentations :



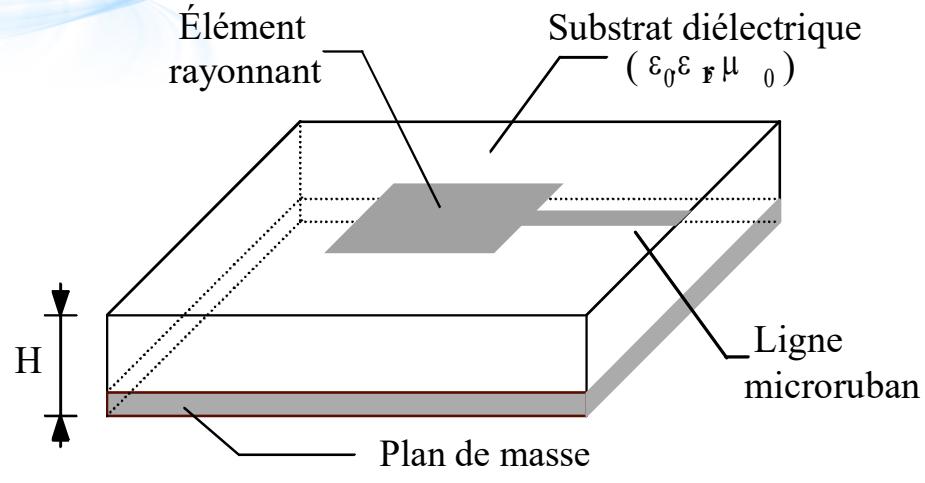
Système classique : sonde coaxiale

Placement en fonction de
l'impédance et des modes désirés



Antennes planaires

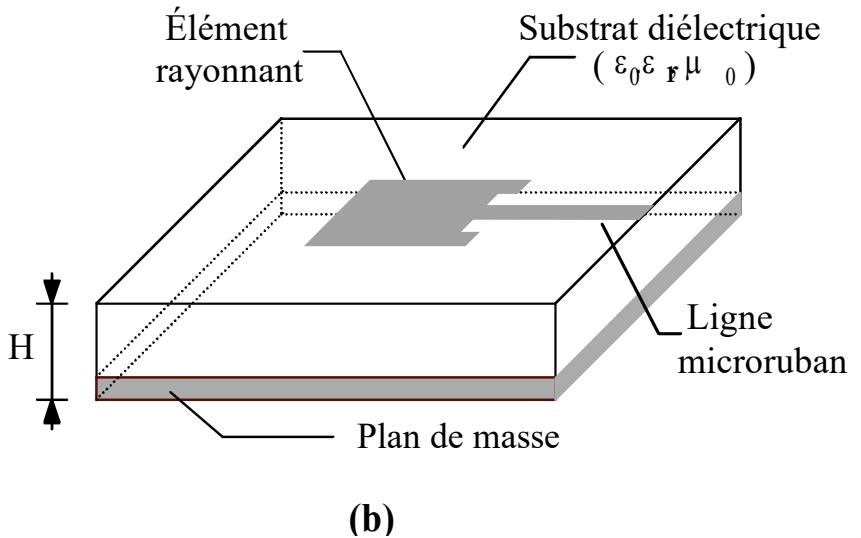
Alimentation par ligne microruban :



(a)

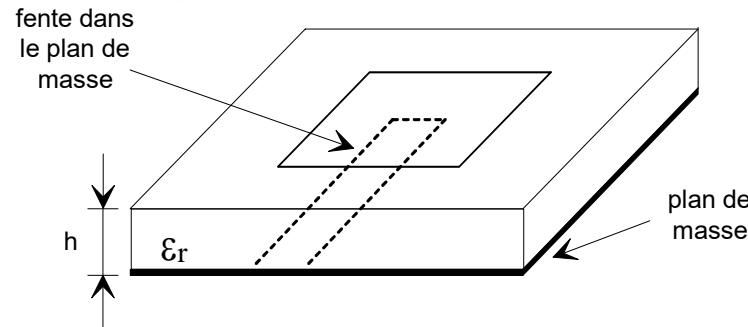
Impédance élevée

Ajout d'un effet selfique

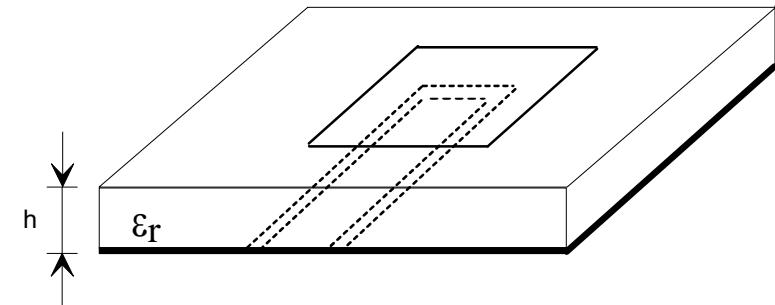


Antennes planaires

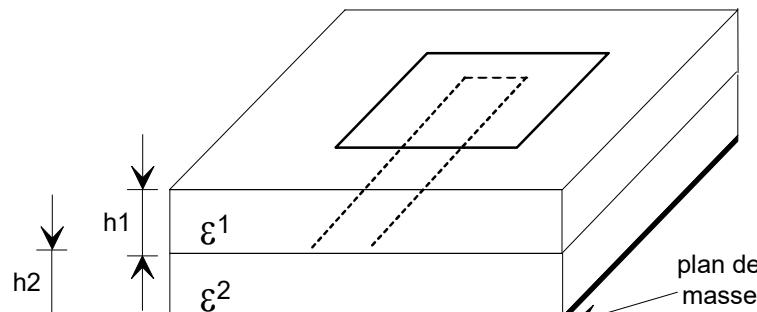
Alimentation par proximité



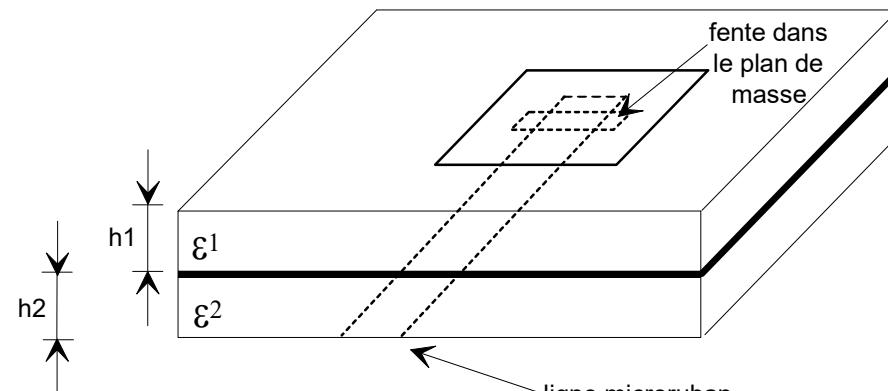
par ligne à fente



par ligne coplanaire



par ligne microruban en sandwich



couplage par fente

Quelques méthodes de miniaturisation

Longueurs d'ondes :

Fréquence (GHz)	0.5	0.9	1.5	2.5	3	5
$\lambda/2$ (cm)	30	16.65	10	6	5	3

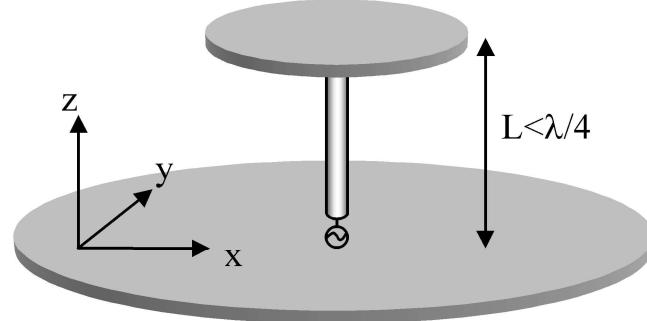
Difficulté et performance en fonction de la taille de l'antenne:

	Monobande	Multibandes	ULB
$\lambda/2$	😊	😊	😊
$\lambda/4$	😊	😊	😐
$\lambda/5$	😐	🙁	🙁
$\lambda/6$	😐	🙁	🙁🙁
$\lambda/8$	🙁🙁	🙁🙁	🙁🙁🙁
$\lambda/10$	🙁🙁	?	?

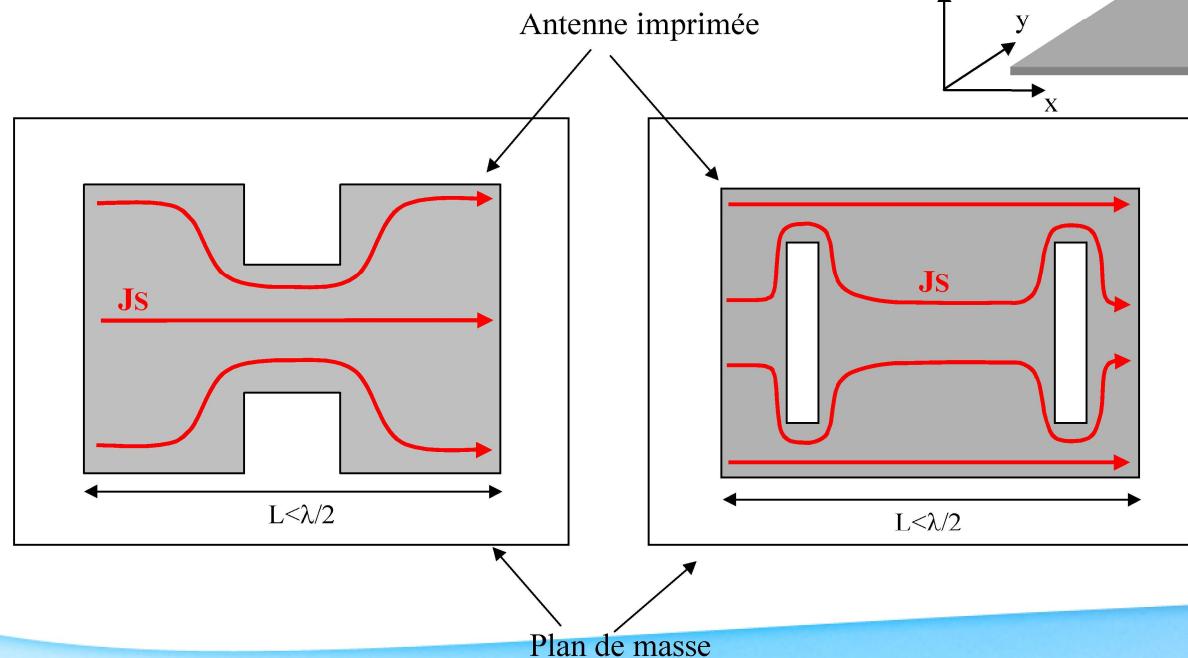
Quelques méthodes de miniaturisation

Antenne chargée :

Ajout de self ou capacité



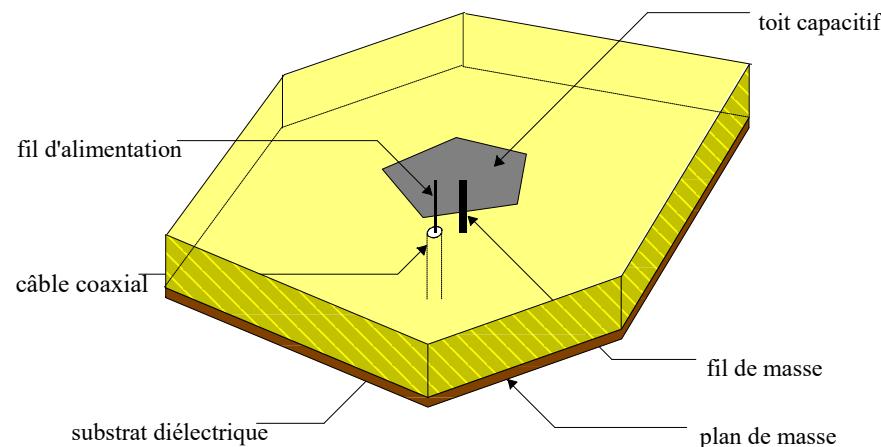
Modification de la géométrie :



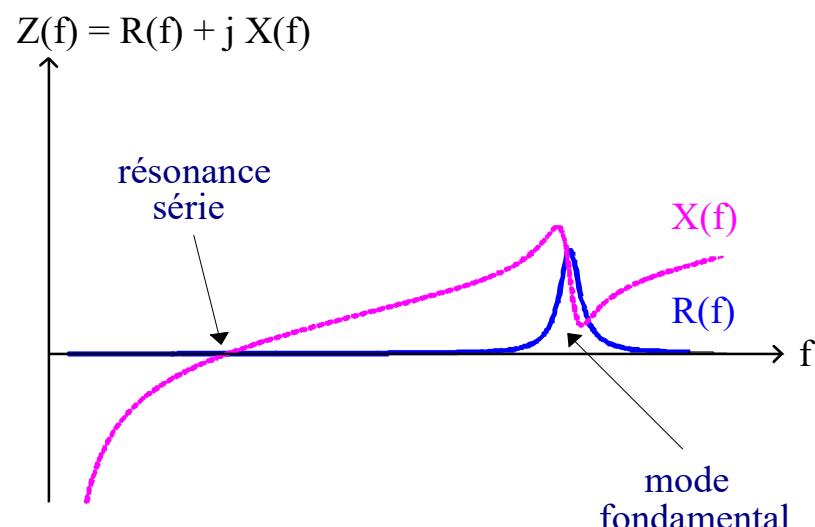
On rallonge le trajet de l'onde au sein d'un même volume
(modifie la polarisation)

L'ANTENNE FIL-PLAQUE

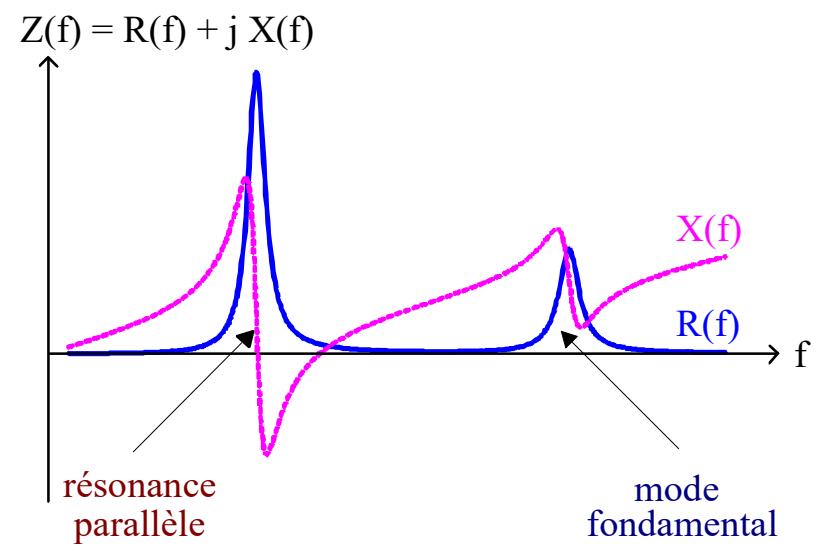
Structure



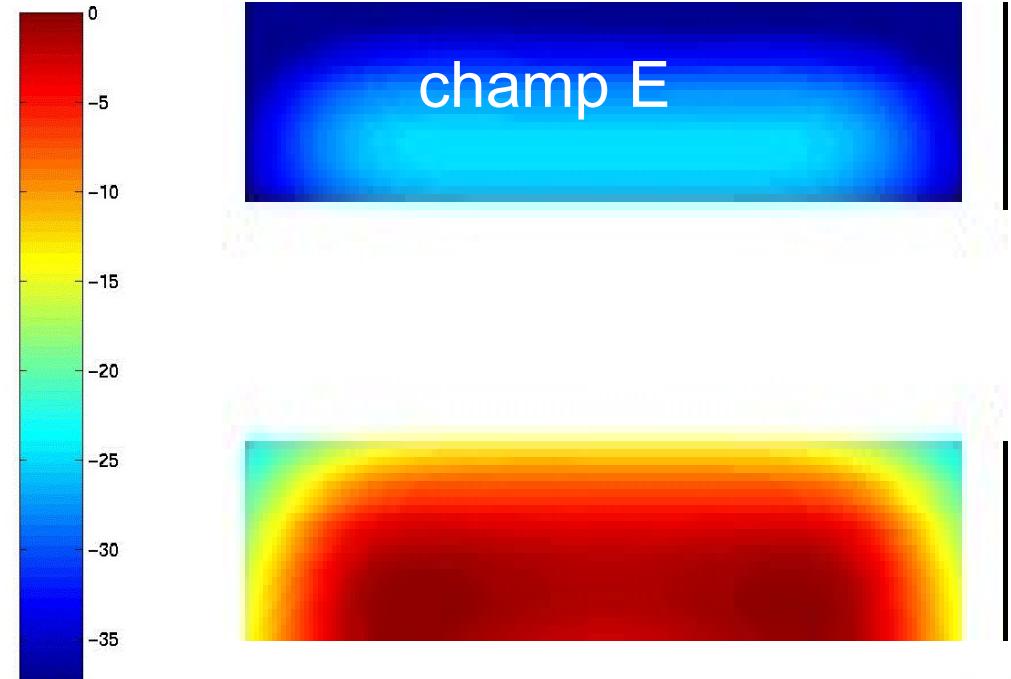
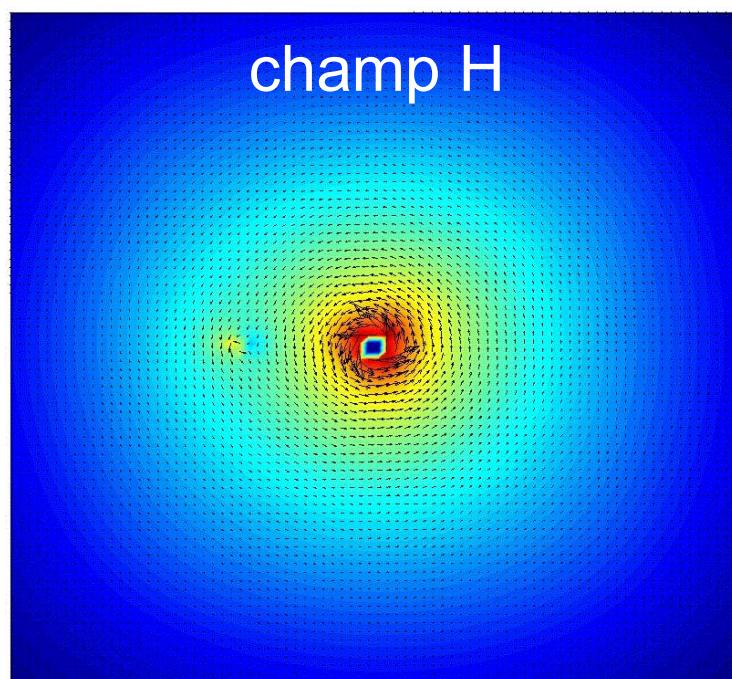
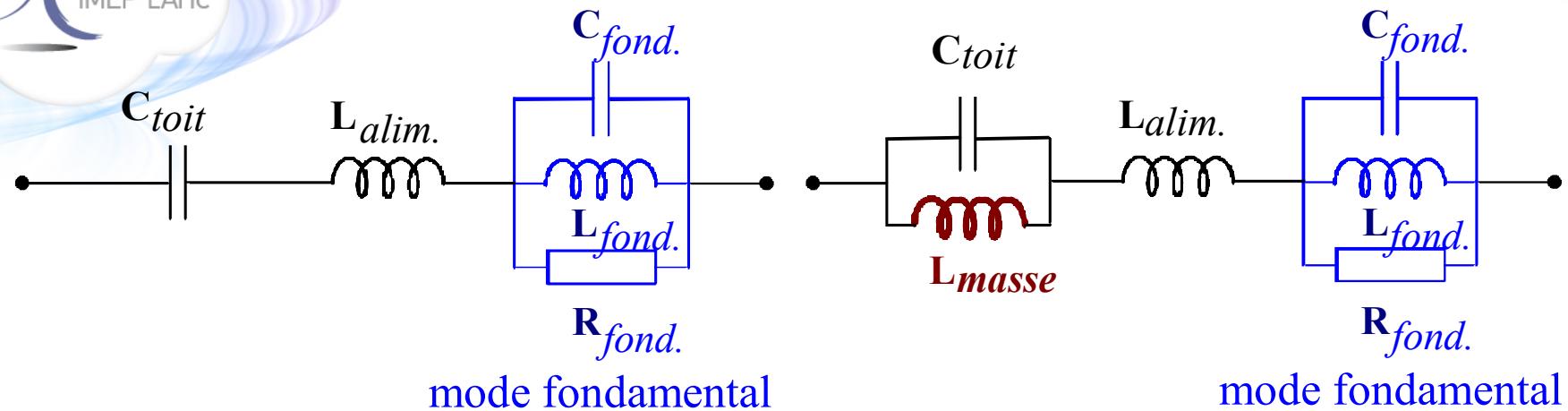
sans fil de masse



avec fil de masse



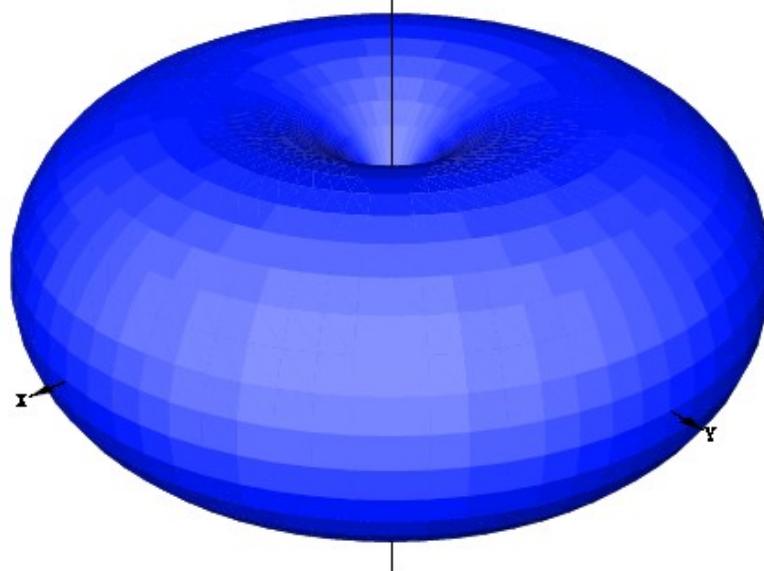
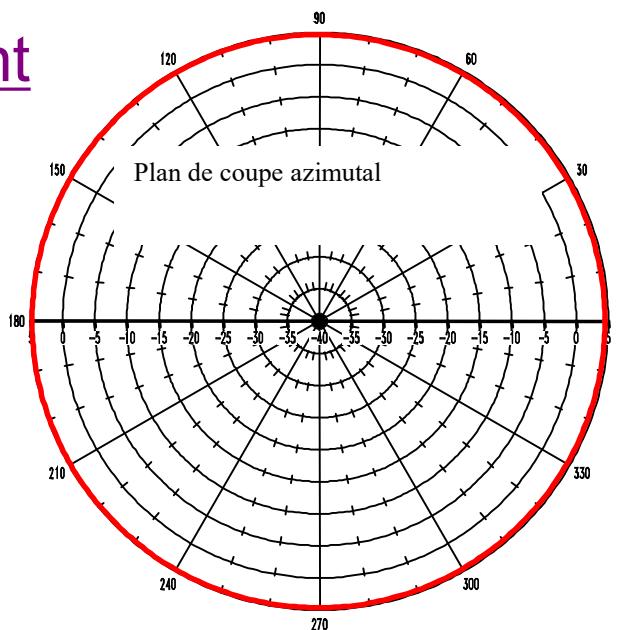
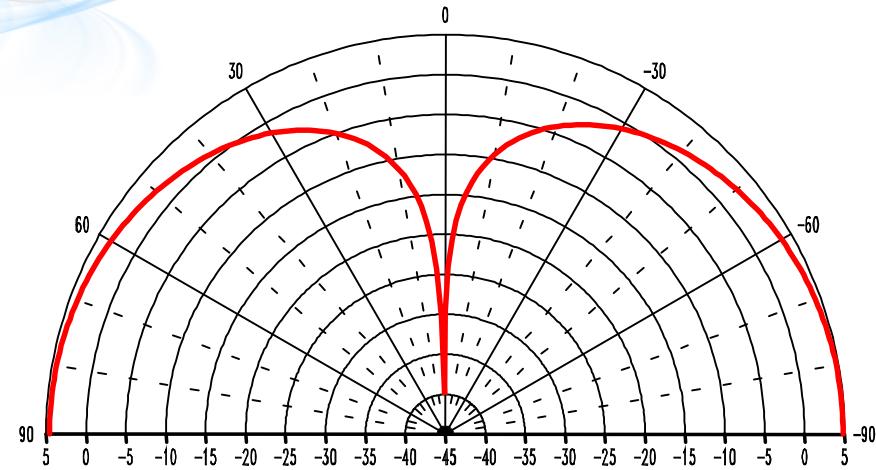
L'ANTENNE FIL-PLAQUE



L'ANTENNE FIL-PLAQUE

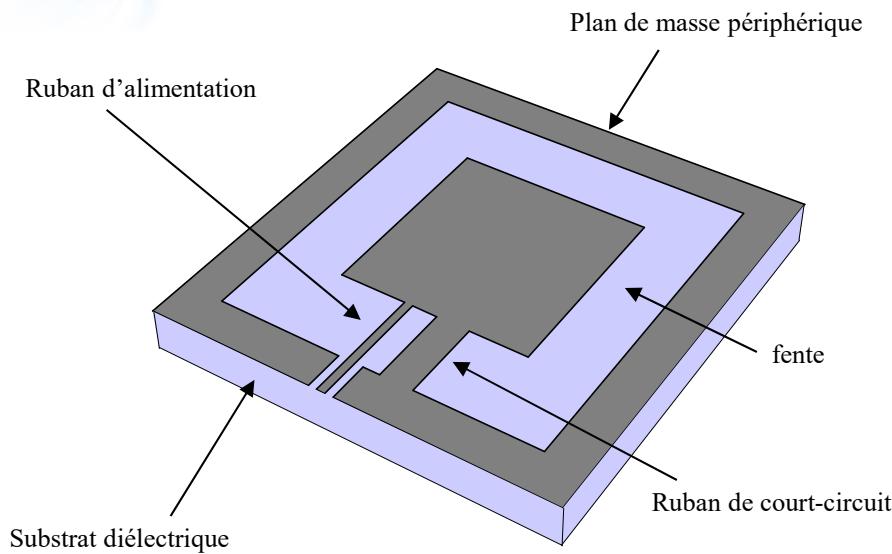
Rayonnement

Plan de coupe vertical



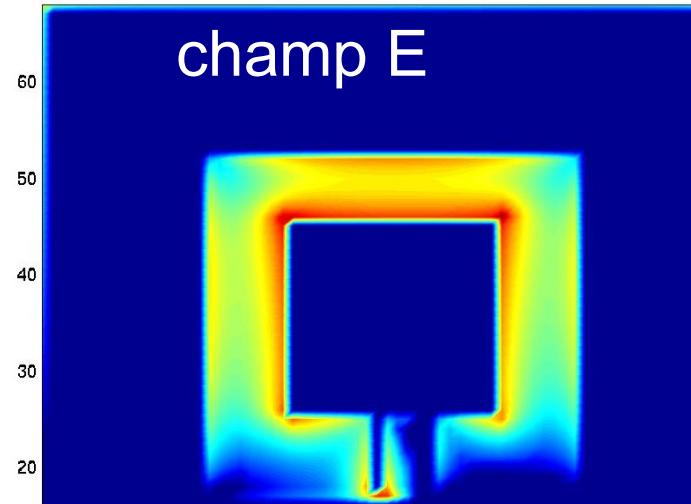
L'ANTENNE FIL-PLAQUE COPLANAIRE

Principe

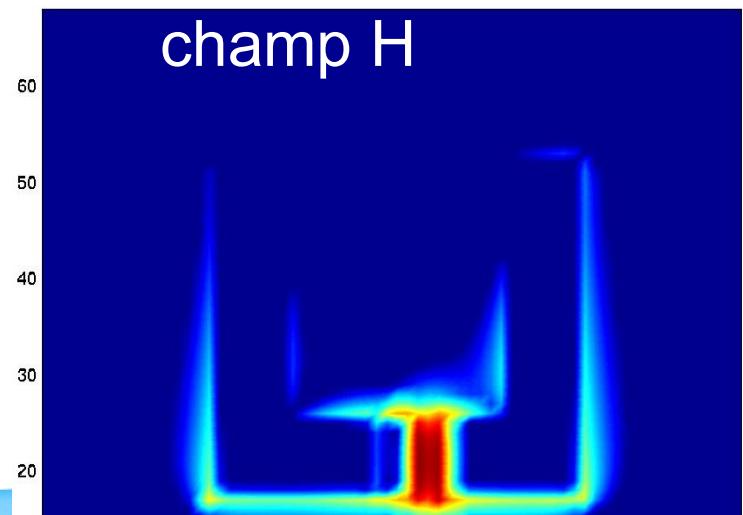


Tous les éléments de la fil-plaque transposés dans un seul plan

champ E



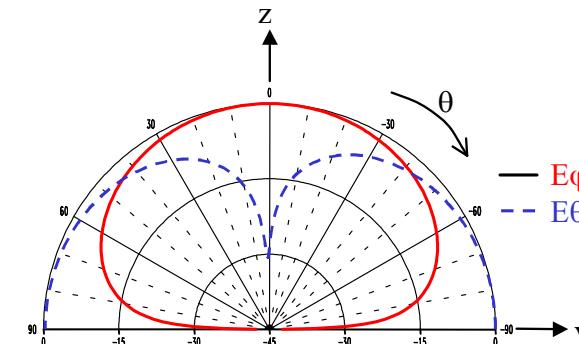
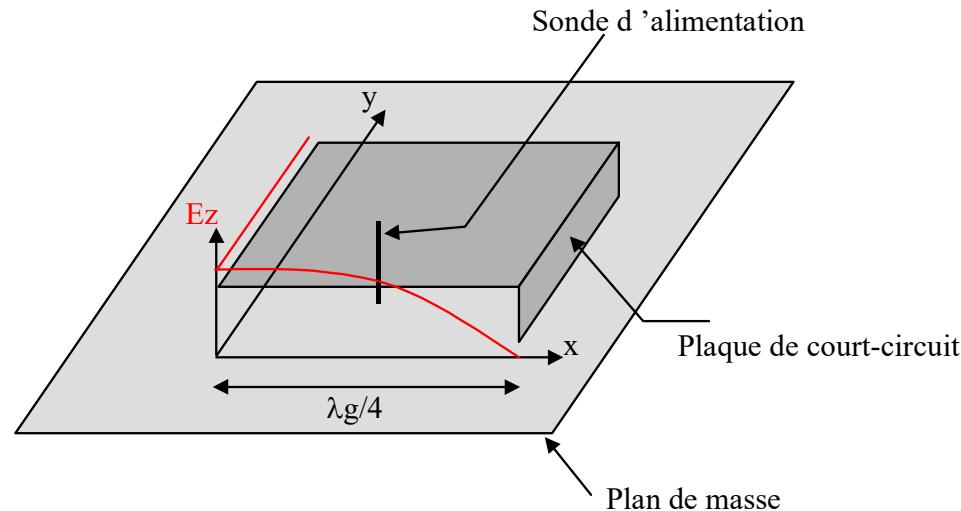
champ H



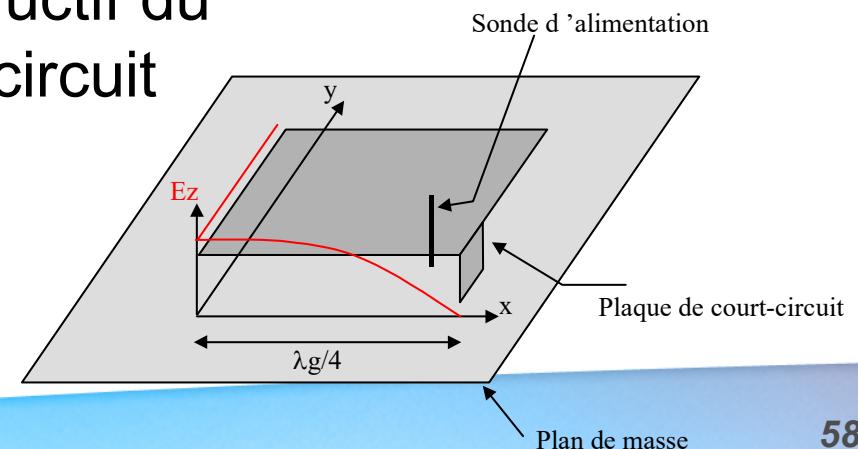
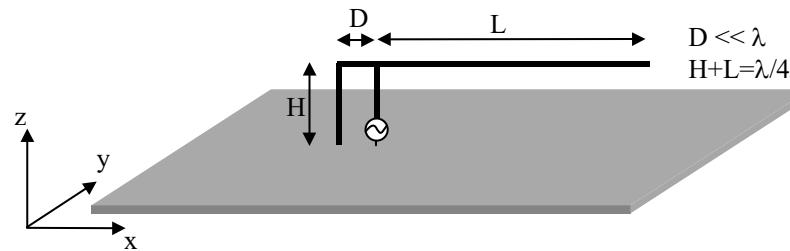
Quelques méthodes de miniaturisation

Utilisation de court-circuit :

Antenne quart d'onde :



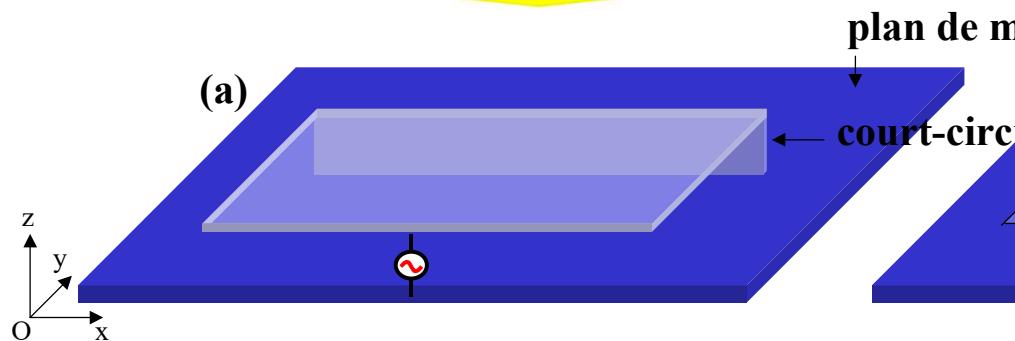
Antenne IFA et PIFA : Effet inductif du court-circuit



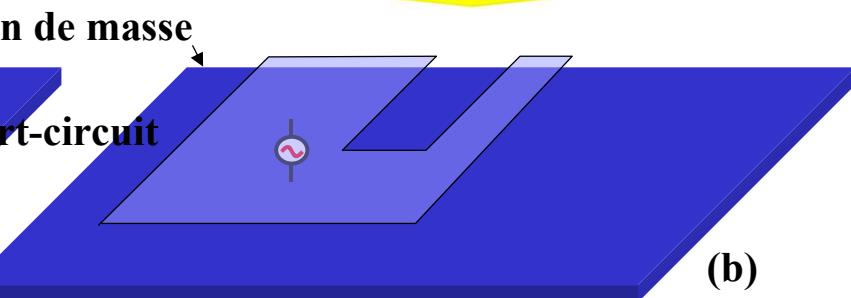
Quelques méthodes de miniaturisation

Exemples :

Patch quart d'onde

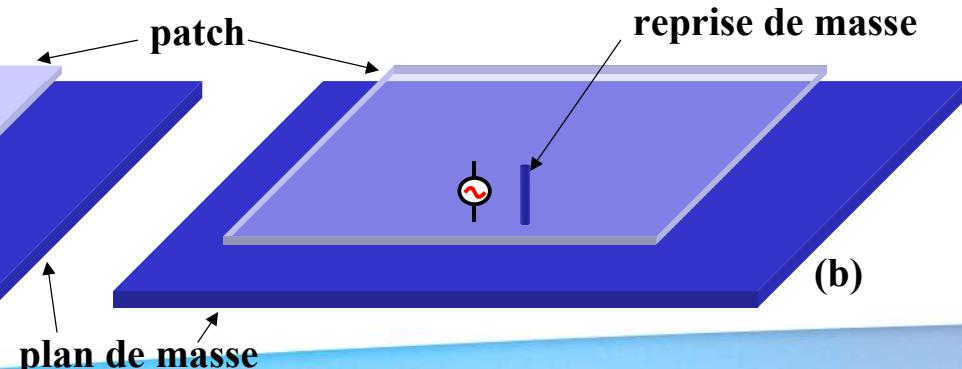
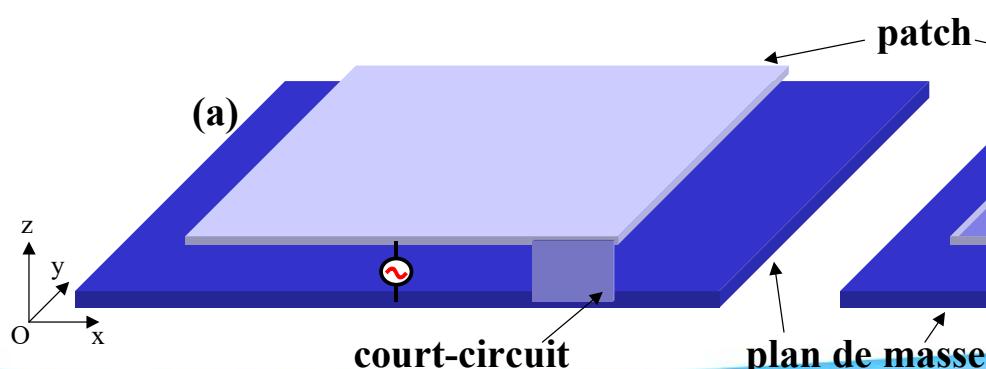


C-patch

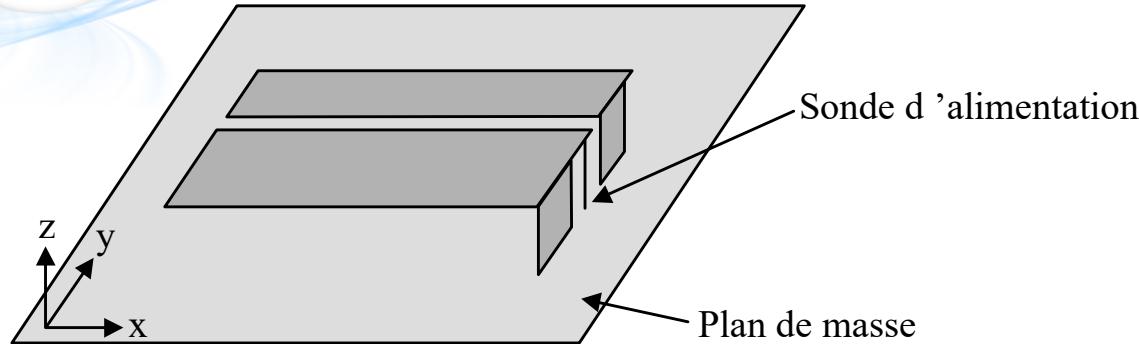


P.I.F.A.

Fil-plaque

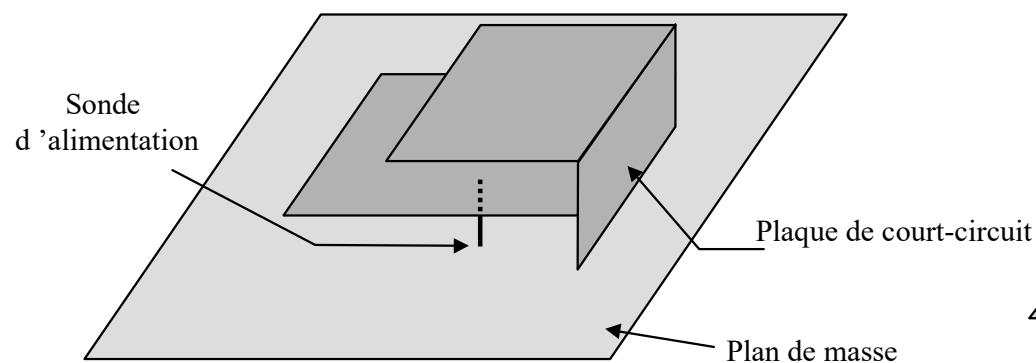


Quelques méthodes de minaturisation

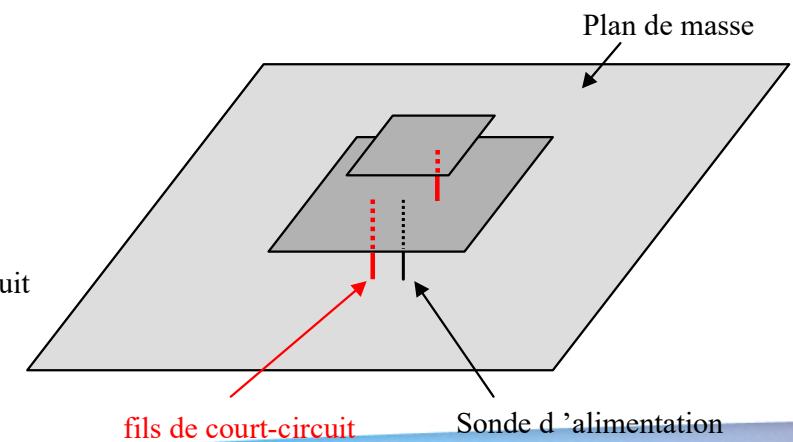


Antenne double L
inversé

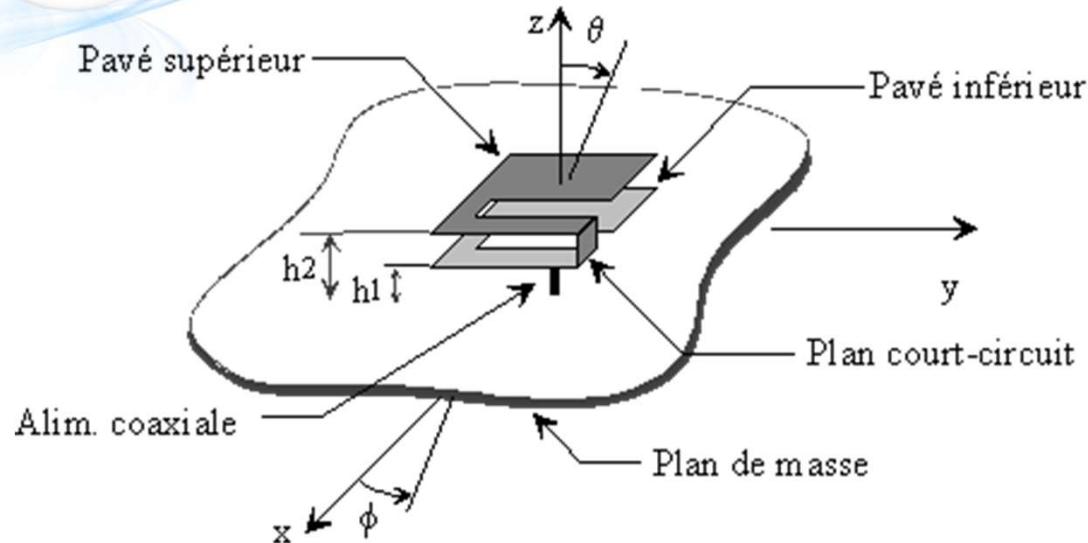
Antenne E



Fil-plaques superposées

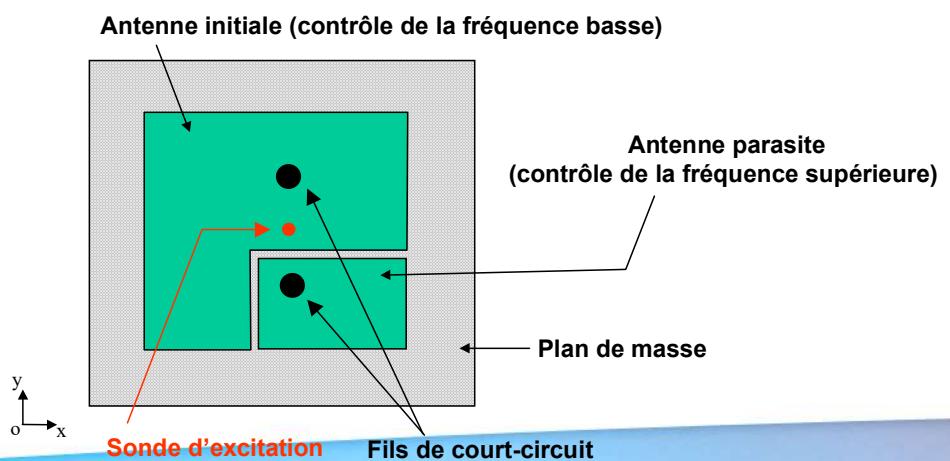


Quelques méthodes de miniaturisation



Double C-patch

Fil-plaques imbriquées



Quelques méthodes de miniaturisation





ANTENNE A RESONATEUR DIELECTRIQUE



Volume de matériau diélectrique
formant une cavité résonante



très fort facteur de qualité

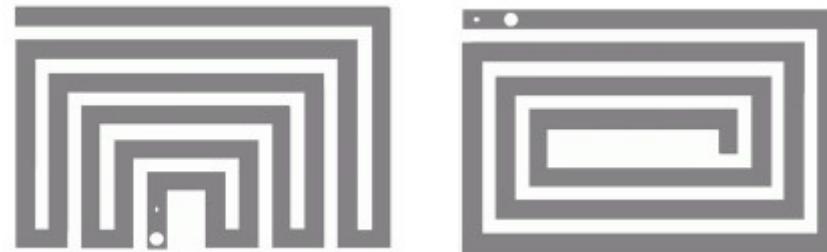


bande passante faible

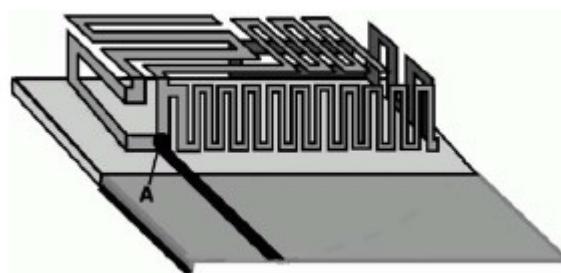
Rayonnement difficile à maîtriser

Quelques méthodes de miniaturisation

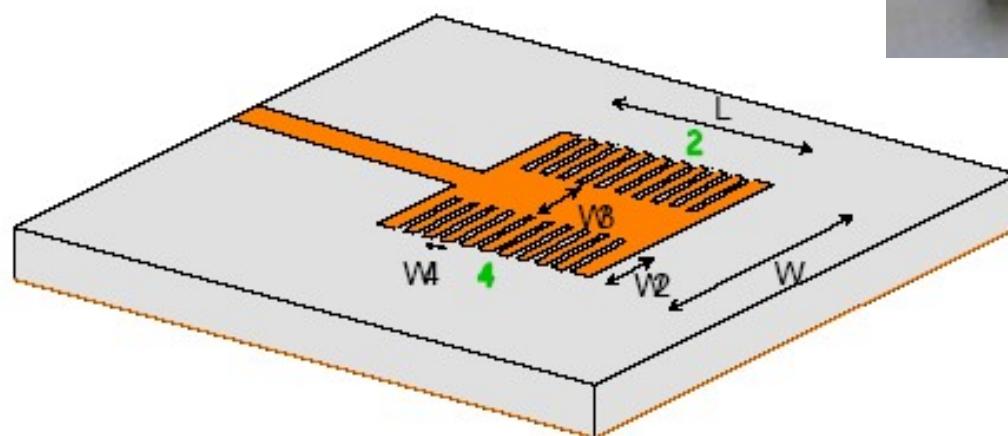
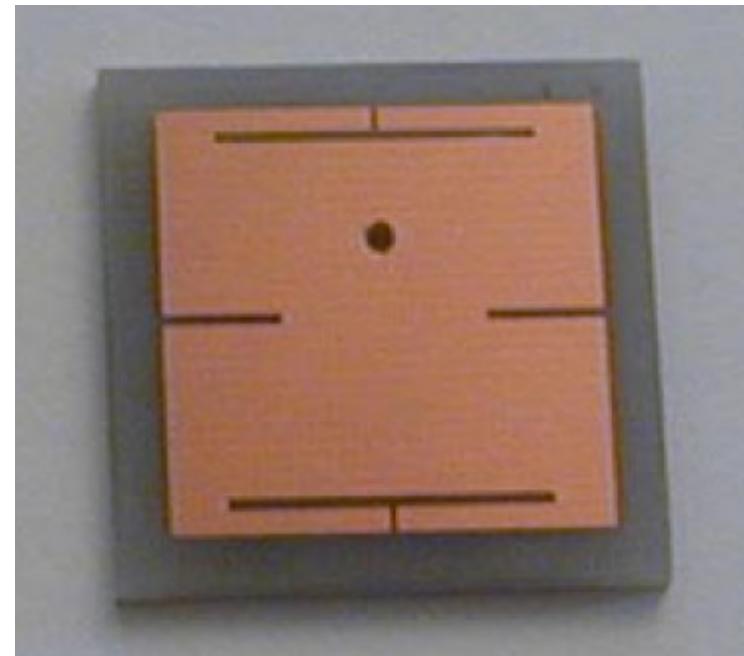
■ Repliement : Latéraux



Verticaux

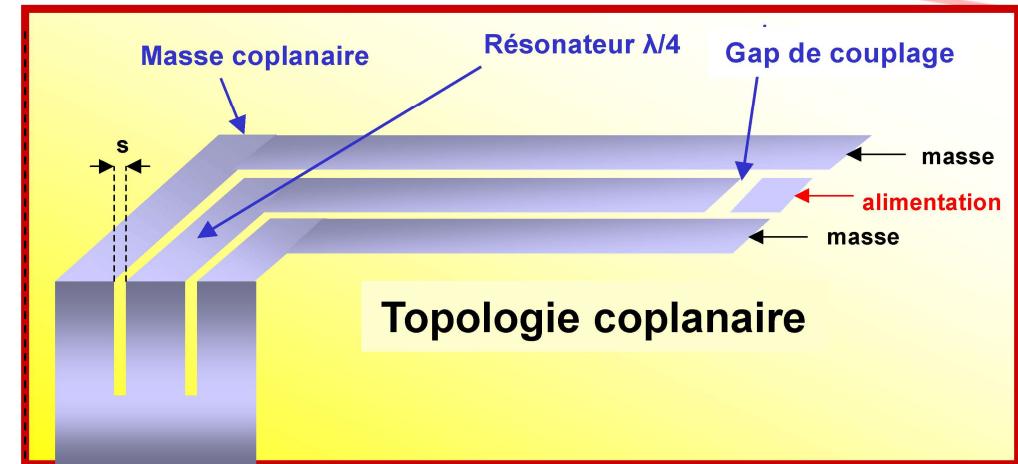


Quelques méthodes de miniaturisation



EVOLUTIONS DIVERSES

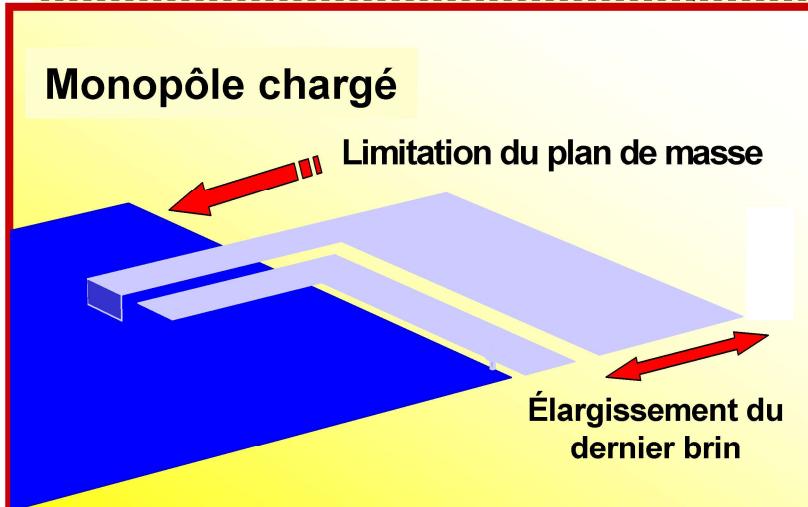
Structure sans plan de masse



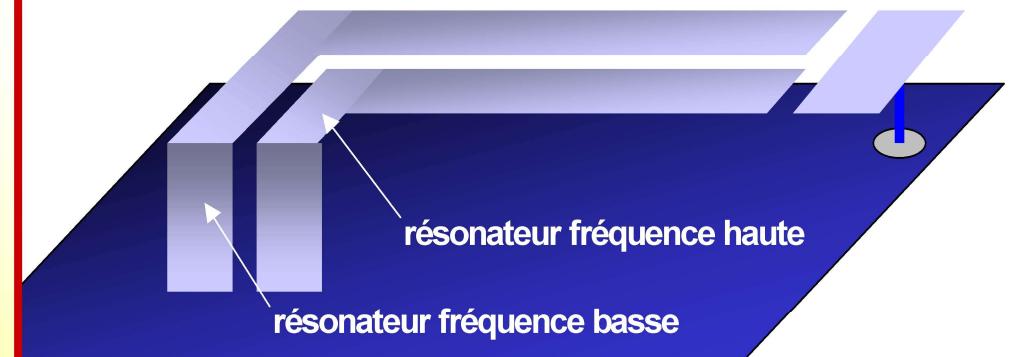
Nombreuses déclinaisons du même principe possibles selon les applications : intégration - large bande - multi-fréquences - faible pollution EM

(Brevet international)

Monopôle chargé



Multi-résonateurs



TECHNIQUES D'ELARGIR DE BANDE PASSANTE

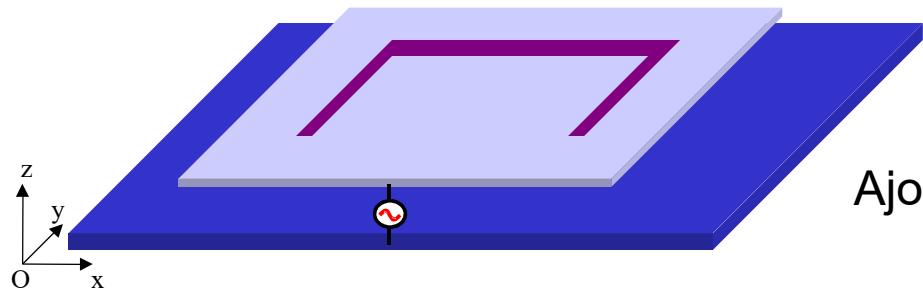
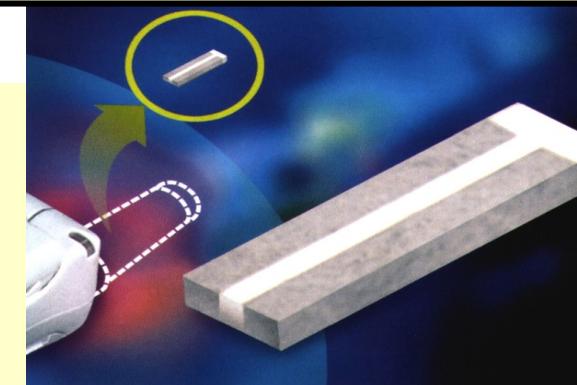
Principaux buts : élargissement de bande passante et fonctionnement multi-fréquences

Utilisation de substrats

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

permittivité 

- taille 
- gain 
- B.P. 



Ajout de fentes

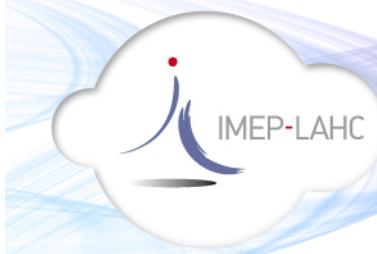
Ajout de résonances \Rightarrow large bande ou multi-fréquences



IV Antennes Grand Gain

POURQUOI DU GRAND GAIN ?

- augmentation de la portée
- ponts radio
- ouverture faible
- radio-télescopes
- tracking
- micro-ondes de puissance
- transport d'énergie sans fil



PRINCIPALES CATEGORIES

Hélices

Antennes Yagi-Uda

Cornets

Antennes à réflecteurs

Antennes à lentilles

Antennes BIP

Réseaux d'antennes

ANTENNES HELICES

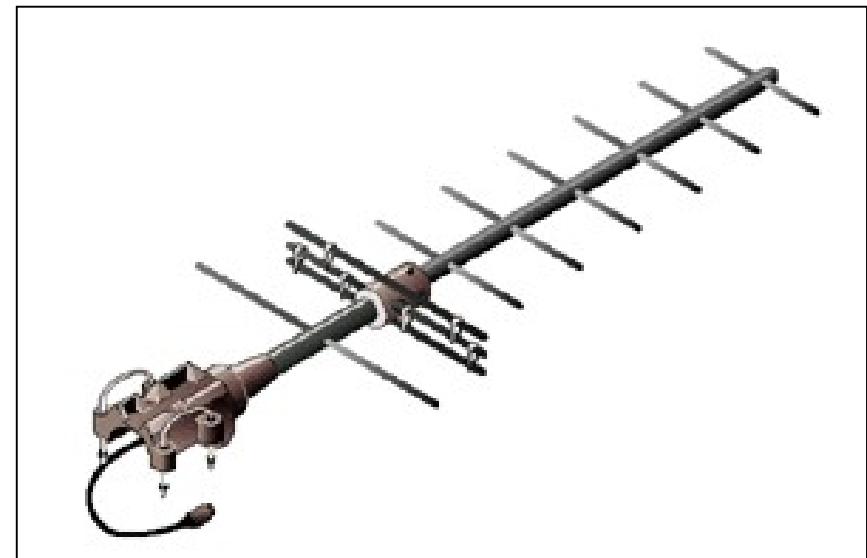
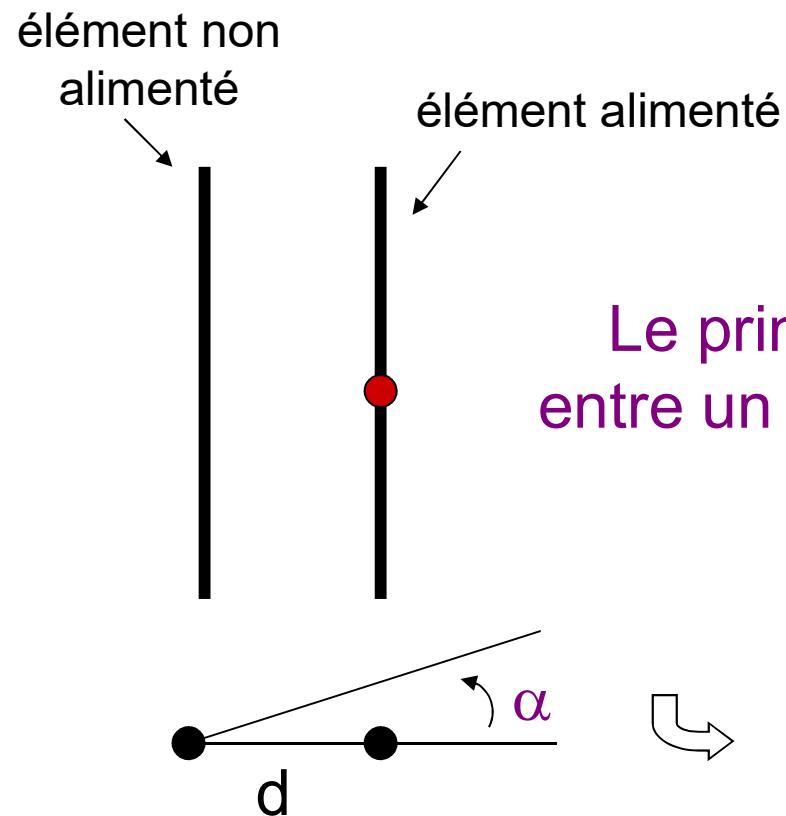
Pour un diamètre et un pas d'enroulement donné, c'est le nombre de tours qui permet d'augmenter la directivité (pour le mode axial)



ANTENNES YAGI-UDA

C'est l'antenne TV classique

Structure relativement complexe et fragile



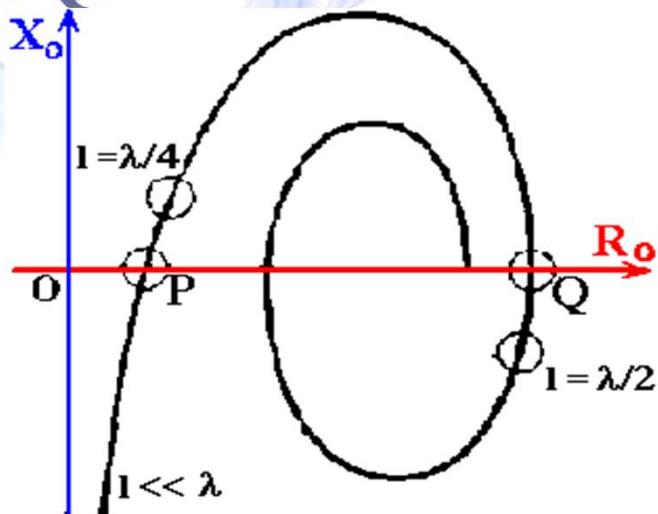
Le principe part du calcul du couplage entre un dipôle alimenté et un dipôle passif

$$V_1 = I_1.Z_{11} + I_2.Z_{12}$$

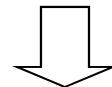
$$0 = I_2.Z_{22} + I_1.Z_{12}$$

le gain de l'ensemble va dépendre de $d.\cos \alpha$

ANTENNES YAGI-UDA



De plus, si l'élément passif est plus ou moins grand que $\lambda/2$, son comportement devient inductif ou capacitif



un élément plus grand devient un réflecteur,
un élément plus petit devient un directeur



L'utilisation combinée d'un réflecteur et d'un (ou plusieurs) directeurs permet la création d'une antenne directive (gain de l'ordre de 12 dBi pour 6 éléments)

ANTENNES CORNETS



Le gain d'un cornet va dépendre directement de la taille de son ouverture terminale

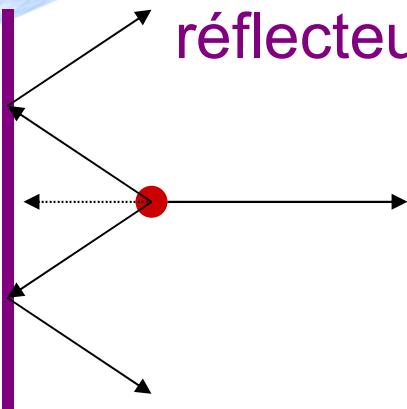
$$D \approx 10 \cdot \log \left(\frac{7.5 A_p}{\lambda^2} \right) \text{ (dBi)}$$



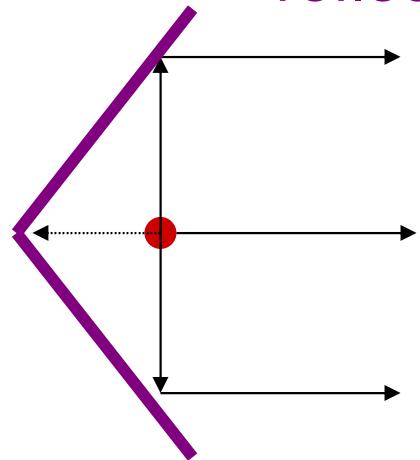
En pratique, le gain optimal d'un cornet est de l'ordre de 20 dBi

UTILISATION DE REFLECTEUR

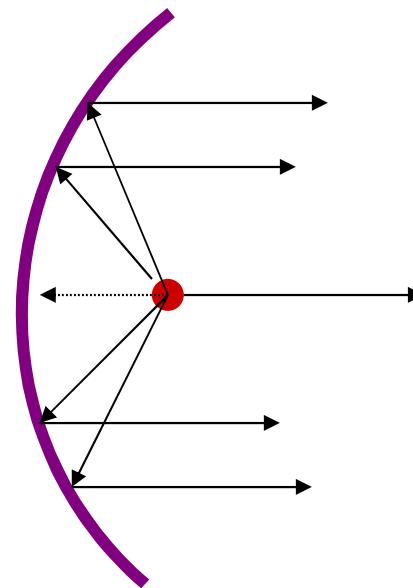
réflecteur plan



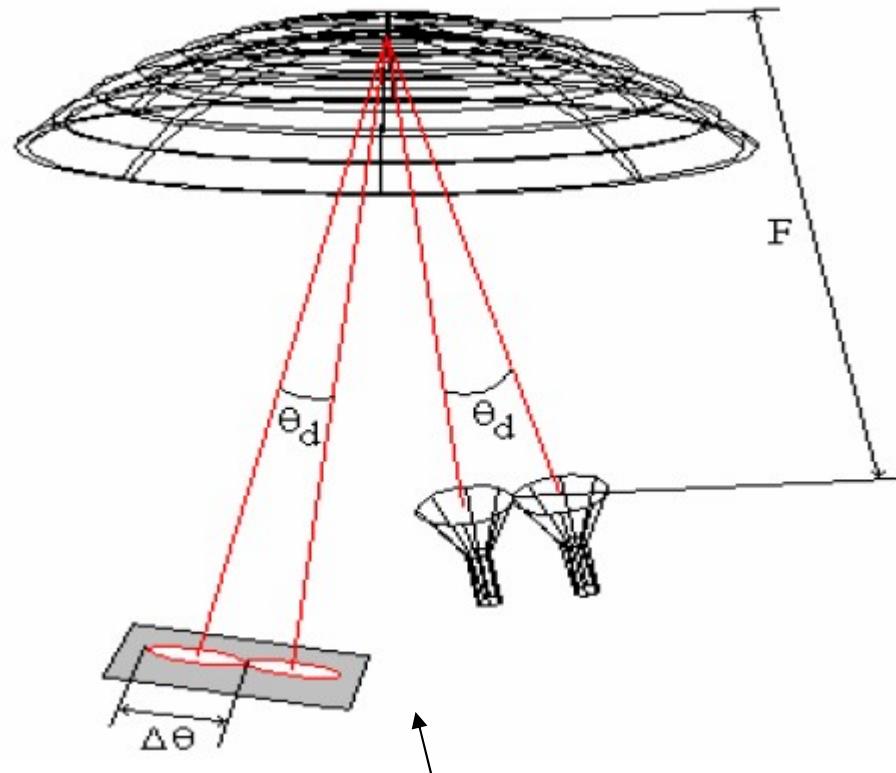
réflecteur en coin



réflecteur parabolique



OPTIMISATION DES ANTENNES A REFLECTEUR



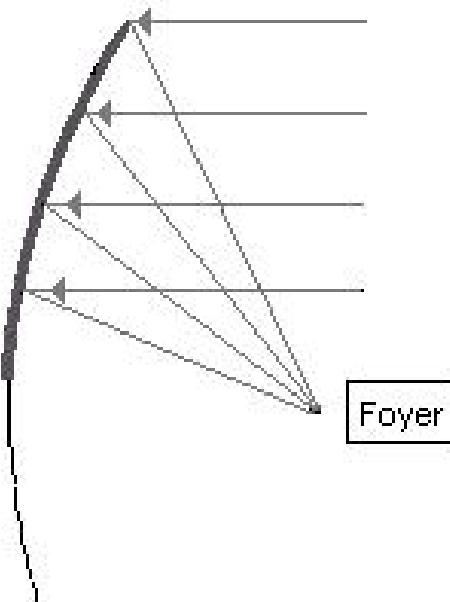
Antennes multi-faisceaux

Antenne Cassegrain

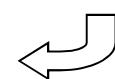


OPTIMISATION DES ANTENNES A REFLECTEUR

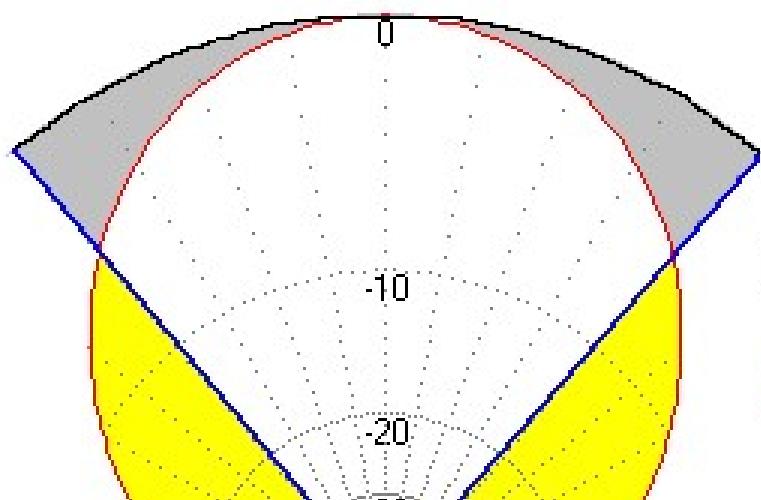
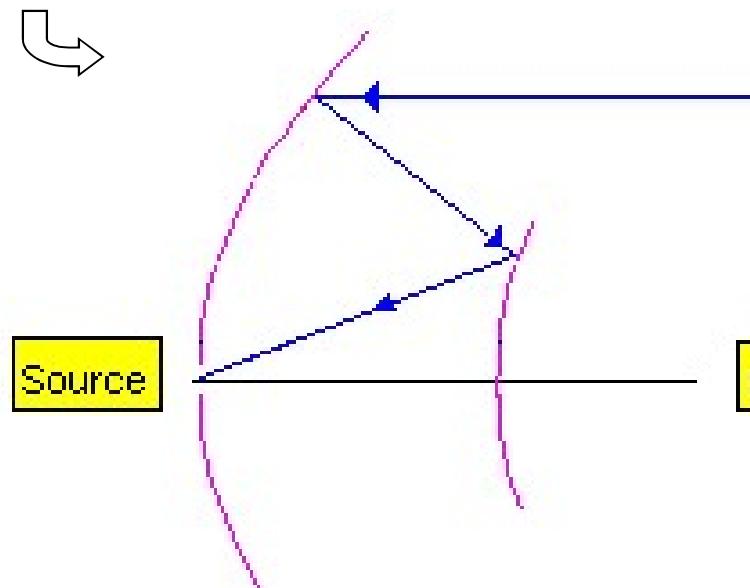
IMEP-LAHC



Principe d'offset



Principe des réflecteurs multiples



Per

Dél

Pertes par spill-over

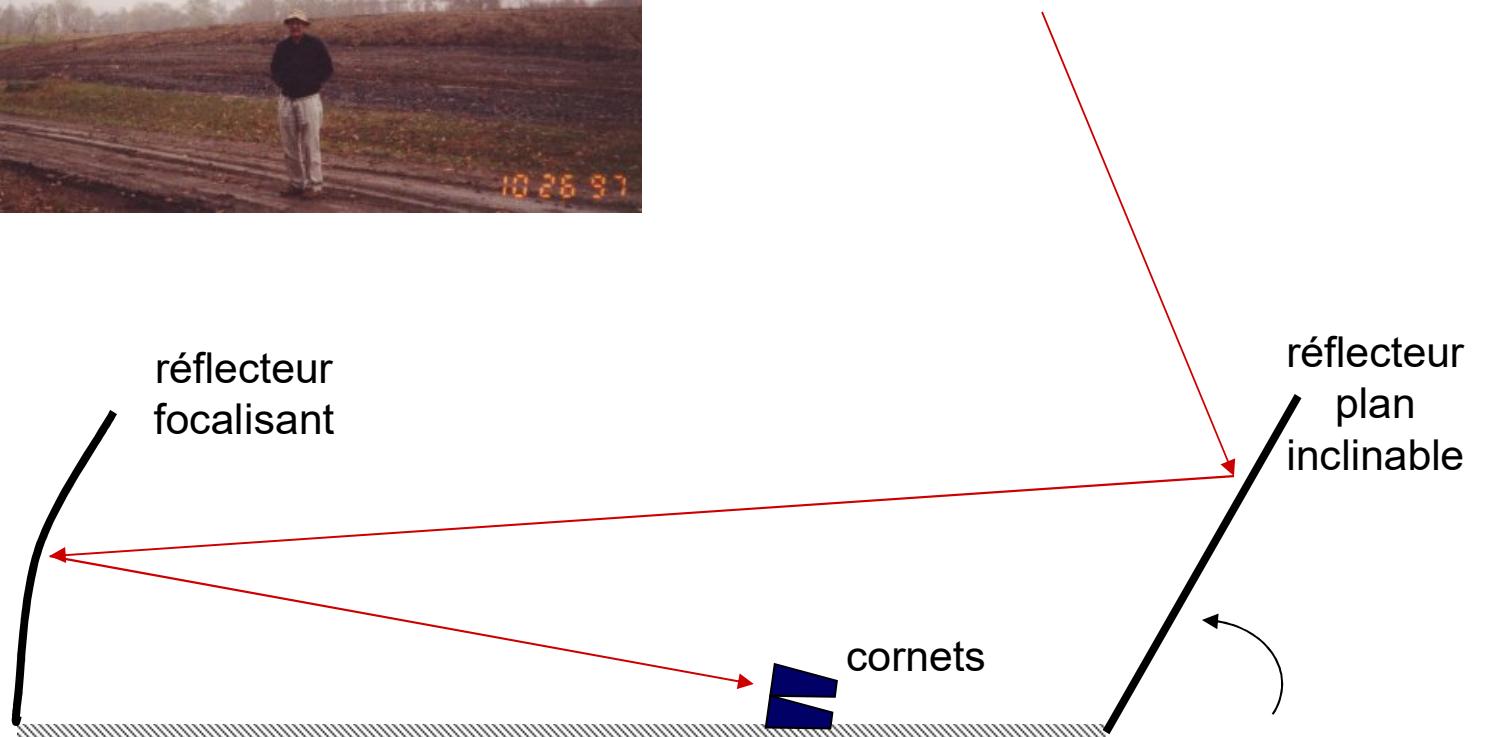
RADIO-TELESCOPE BIG EAR



FONCTIONNEMENT DE BIG EAR

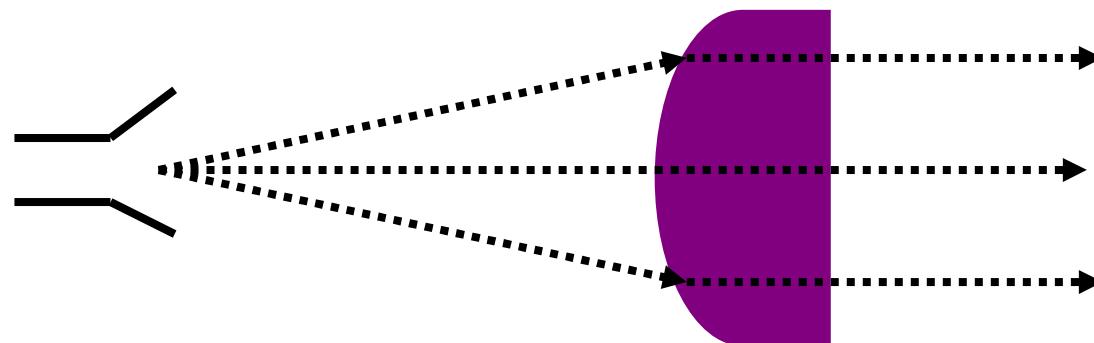


Couvre la bande
20 MHz-3 GHz



ANTENNES A LENTILLES

En suivant les lois de l'optique géométrique, on peut utiliser des systèmes de lentilles en matériaux diélectriques pour focaliser le champ dans une direction voulue



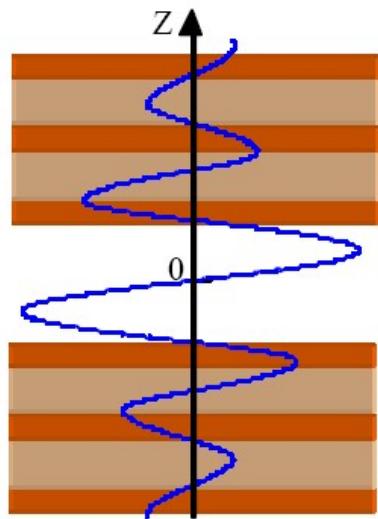
ANTENNES A LENTILLES



Même problèmes de
spill-over que les
paraboles

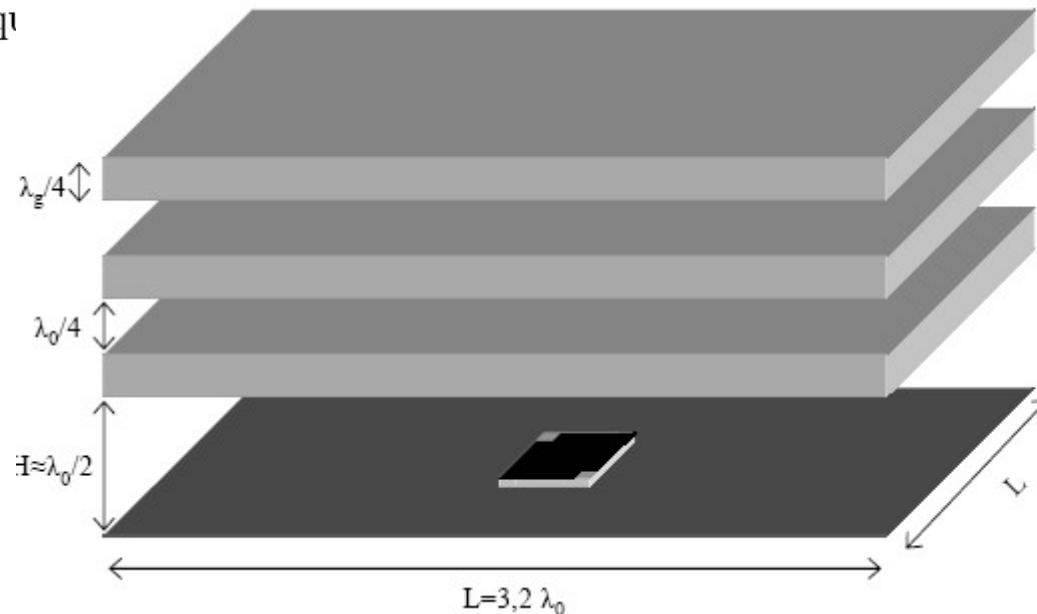
On utilise parfois à la place du diélectrique des alternances
de motifs métalliques produisant le même effet

ANTENNES A BIP



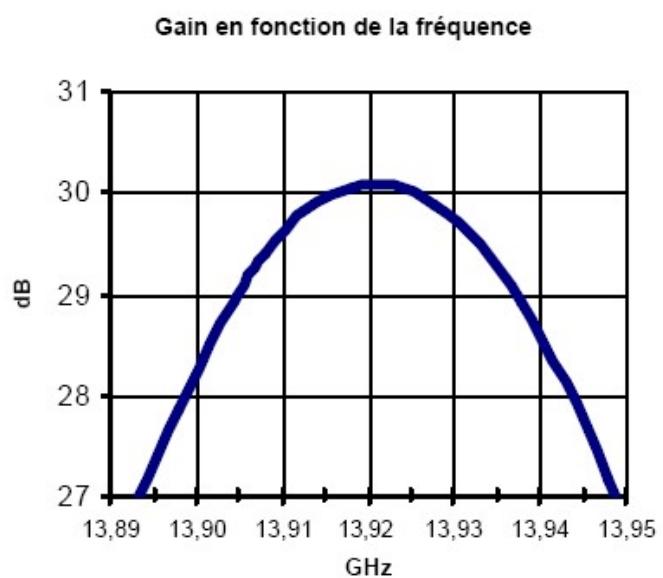
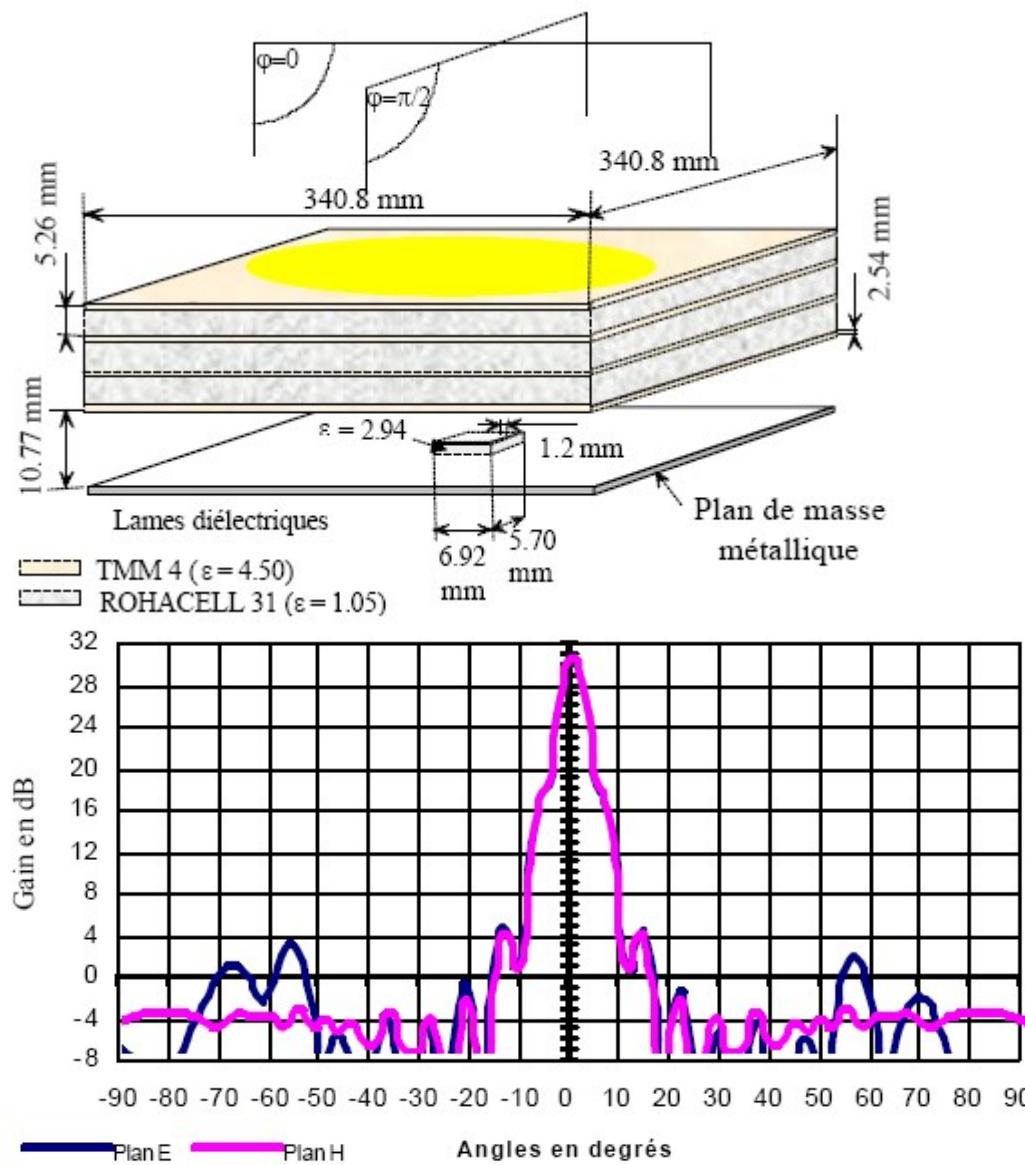
Champ électrique

Utilisation des propriétés des structures à Bande Interdite Photonique



- Toit métallique du patch
- Diélectrique du patch $\epsilon_r=2,4$
- Diélectrique du BIP $\epsilon_r=2,5$
- Plan de masse

EXEMPLE EN SPATIAL





MISE EN RESEAU D'ANTENNES

On peut enfin associer N antennes en réseaux, leur diagramme de rayonnement sera alors la combinaison du diagramme élémentaire et du facteur de réseau



Plus on veut de gain, plus il faut augmenter N

Disposition en réseau en 1D, 2D voir 3D

Problème : plus N augmente plus les systèmes d'alimentations deviennent complexes

V. Le rayonnement électromagnétique

Les équations de Maxwell

On se base sur les équations de Maxwell en régime sinusoïdal pour un milieu contenant un courant J :

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{E} = -j \cdot \omega \cdot \mu \cdot \vec{H} \quad \text{Maxwell - Faraday}$$

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{H} = J + j \cdot \omega \cdot \epsilon \cdot \vec{E} \quad \text{Maxwell - Ampère}$$

Rappels et définitions:

- ❖ longueur d'onde $\lambda = \frac{c}{f} [m]$
- ❖ pulsation $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f [\text{rad/s}]$
- ❖ k : nombre d'onde $k = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} [\text{rad/m}]$
- ❖ μ : perméabilité $[\text{H/m}]$
- ❖ ϵ : permittivité $[\text{F/m}]$
- ❖ $c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} [m \cdot s^{-1}]$

L'équation de propagation

1- A partir de M-F, montrez l'existence d'un potentiel A pour H

(Indications : $\text{div}(\text{rot } \mathbf{F}) = 0$)

2- En remplaçant dans M-F, montrez l'existence d'un potentiel pour E

(Indications : $\text{rot}(\text{grad } f) = 0$)

3- Utilisez M-A pour obtenir l'équation de propagation : $\Delta \vec{A} + k^2 \vec{A} = -J$

Indications :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{\text{rot}}\vec{F}) = \overrightarrow{\text{grad}}(\text{div}\vec{F}) - \Delta \vec{F}$$

$$k^2 = \omega^2 \cdot \epsilon \cdot \mu$$

$$\text{div}\vec{A} = -j \cdot \omega \cdot \epsilon \cdot V$$

Calcul du potentiel vecteur A

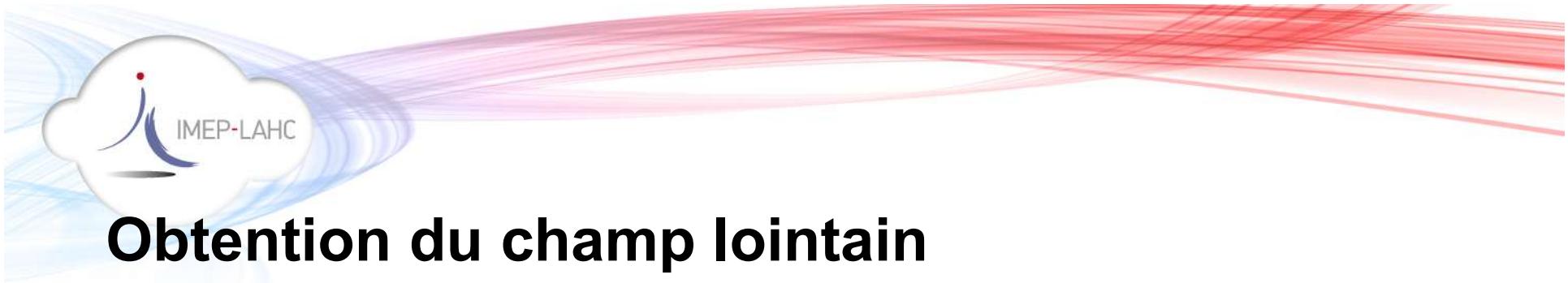
➤ la solution de l'équation de propagation est le potentiel vecteur A :

$$\vec{A}(M) = \frac{1}{4\pi} \iiint \frac{J(P) \cdot e^{-j.k.|\vec{PM}|}}{|\vec{PM}|} d\nu$$

➤ on peut déduire de A les champs E et H au point M :

$$\vec{H}(M) = \overrightarrow{rot} \vec{A}(M)$$

$$\vec{E}(M) = -j \cdot \omega \cdot \mu \cdot \vec{A}(M) + \frac{1}{j \cdot \epsilon \cdot \omega} \overrightarrow{grad} (div \vec{A})$$



Obtention du champ lointain

➤ Pour simplifier, on va s'affranchir de P -> loin de l'antenne $OP \ll OM$

➤ A l'aide d'un DL, montrez que : $|\overrightarrow{PM}| \sim |\overrightarrow{OM}| \cdot \left(1 - \frac{\overrightarrow{OP} \cdot \overrightarrow{OM}}{|\overrightarrow{OM}|^2}\right)$

Indication : $\sqrt{1 - 2x} \sim 1 - x$



On obtient l'expression de $\vec{A}(M)$ en champ lointain :

|||

$$\vec{A}(M) = \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{e^{-j.k.|\overrightarrow{OM}|}}{|\overrightarrow{OM}|} \iiint J(P) \cdot e^{j.k.\overrightarrow{OP} \cdot \frac{\overrightarrow{OM}}{|\overrightarrow{OM}|}} d\nu$$

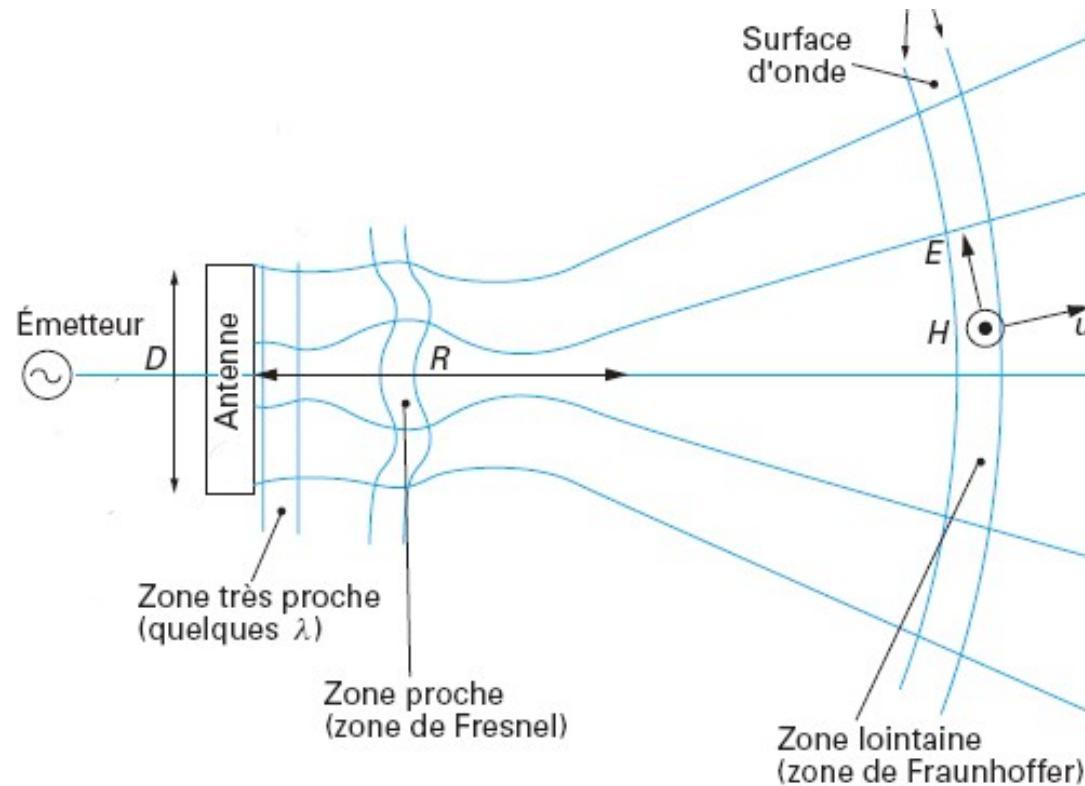
Zones de rayonnement

Zone de champ proche

- le champ n'est pas propageant

Zone de Fresnel

- ❖ $R \leq 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$
- ❖ champ propageant, avec une composante E_r

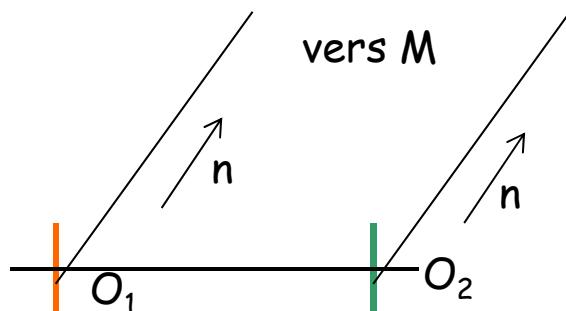


Zone de Fraunhofer

- ❑ $R \geq \frac{2 \cdot D^2}{\lambda}$
- ❑ zone de champ lointain

Théorème de translation

- Considérons 2 antennes identiques placées en O_1 et O_2
- Déterminer une relation entre $|\overrightarrow{O_2M}|$ et $|\overrightarrow{O_1M}|$ avec $O_1O_2 \ll OM$:
- En déduire une relation entre A_1 et A_2



Rappel :

$$\vec{A}(M) = \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{e^{-j.k.|\overrightarrow{OM}|}}{|\overrightarrow{OM}|} \cdot N(\theta, \varphi)$$

$$|\overrightarrow{O_2M}| \sim |\overrightarrow{O_1M}| - \vec{n} \cdot \overrightarrow{O_1O_2} \quad \rightarrow \quad \overrightarrow{A_2}(M) = \overrightarrow{A_1}(M) \cdot e^{j.k.\vec{n} \cdot \overrightarrow{O_1O_2}}$$

Caractéristiques du potentiel vecteur

Rappel : On se place en **zone de champ lointain**

$$\vec{A}(M) = \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{e^{-j.k.|\overrightarrow{OM}|}}{|\overrightarrow{OM}|} \iiint J(P) \cdot e^{-j.k.\overrightarrow{OP} \cdot \frac{\overrightarrow{OM}}{|\overrightarrow{OM}|}} d\nu$$



Fonction de Green :

- ❖ Ne dépend pas de P
- ❖ Terme de propagation
- ❖ Dépend de $r=OM$



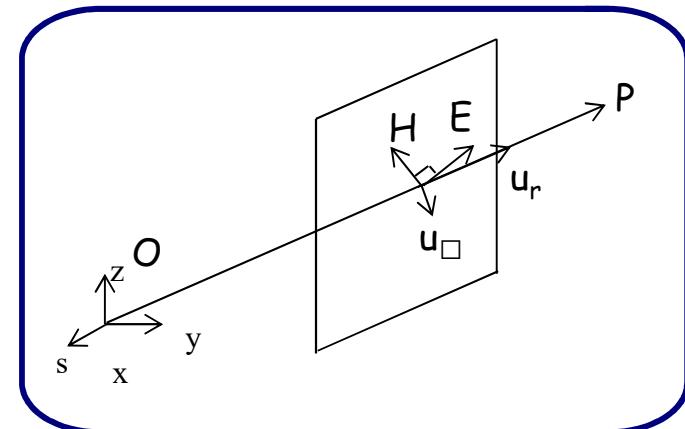
Fonction de Schelkunoff :

- Ne dépend pas de r
- Déterminé par l'antenne
- Dépend de θ et ϕ

Caractéristiques du champ rayonné

Expression des champs :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{E}(M) = -j \cdot \omega \cdot \mu \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot |\vec{OM}|}}{4 \cdot \pi \cdot |\vec{OM}|} \cdot \left(N_\theta \cdot \vec{u}_\theta + N_\phi \cdot \vec{u}_\phi \right) \\ \vec{H}(M) = \frac{-j \cdot \omega \cdot \mu}{\eta} \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot |\vec{OM}|}}{4 \cdot \pi \cdot |\vec{OM}|} \cdot \left(-N_\phi \cdot \vec{u}_\theta + N_\theta \cdot \vec{u}_\phi \right) \end{array} \right.$$



- terme de propagation en $\frac{1}{r}$
- structure locale **d'onde plane**
- $\frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} = \eta_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = 377\Omega$

- ❖ Propagation identique pour toutes les antennes
- ❖ Répartition dans l'espace est donnée par $N(\theta, \phi)$

Evolution dans le temps : polarisation

But de l'étude

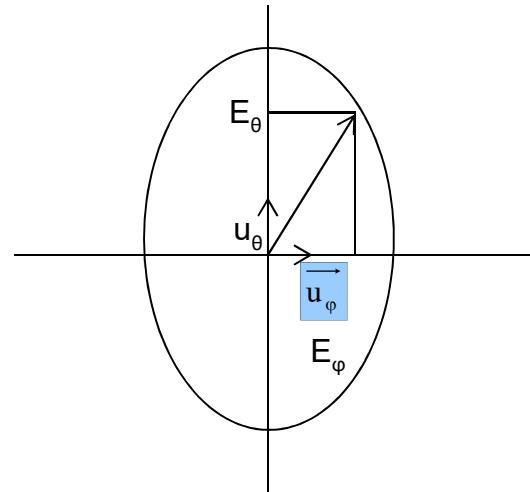
- ❖ En un point M donné
- ❖ Régime sinusoïdal
- ❖ Evolution % t ?

Champ E :

$$\vec{E}(P, t) = E_\theta \hat{u}_\theta + E_\varphi \hat{u}_\varphi$$
$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{E}_\theta = \hat{E}_\theta \cdot \sin(\omega t + \alpha_\theta) \\ \hat{E}_\varphi = \hat{E}_\varphi \cdot \sin(\omega t + \alpha_\varphi) \end{array} \right.$$

Cas général :

- $\hat{E}_\theta \neq \hat{E}_\varphi$
- $\alpha_\theta \neq \alpha_\varphi$

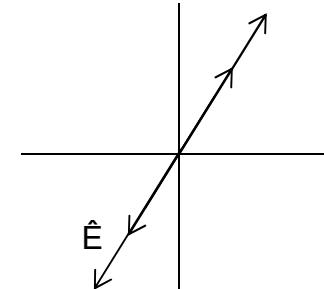


Polarisation elliptique



Cas particulier :

- $\hat{E}_\theta \neq \hat{E}_\phi$
- $\alpha_\theta = \alpha_\phi = \alpha$



$$\vec{E} = (E_\theta \vec{u}_\theta + E_\phi \vec{u}_\phi) \cdot \sin(\omega t + \alpha)$$

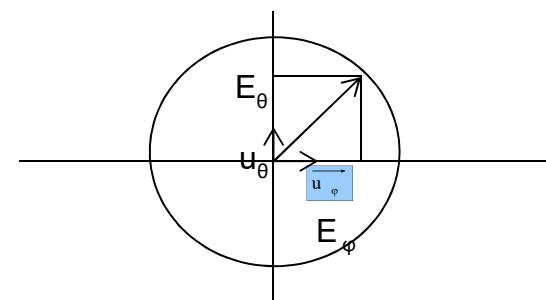
Polarisation linéaire

Cas particulier :

- $\hat{E}_\theta = \hat{E}_\phi$
- $\alpha_\theta = \alpha_\phi + \pi/2$



$$\vec{E} = \hat{E} \cdot (\sin(\omega t + \alpha) \vec{u}_\theta + \cos(\omega t + \alpha) \vec{u}_\phi)$$



Polarisation circulaire

VI. Dipôles élémentaires

Intérêt des dipôles élémentaires

Le rapport longueur/ λ définit le type d'antenne

- On veut étudier les antennes \ll longueur d'onde

Intérêt du dipôle :

- structure simple, facilité de calcul
- modélise toute antenne $\ll \lambda$
- choix du dipôle % antenne à modéliser



Somme des courants non nulle :

Dipôle ELECTRIQUE



Somme des courants nulle :

Dipôle MAGNETIQUE

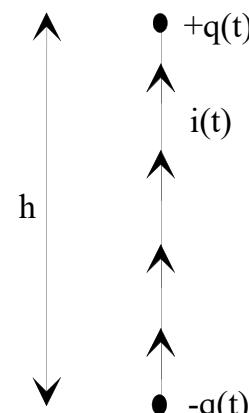
Le dipôle électrique

Présentation du dipôle électrique

Description

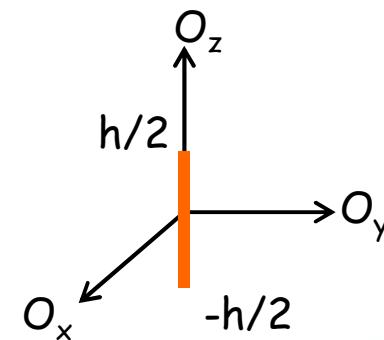
- 2 charges $\pm q$ séparées par une distance $h \ll \lambda$
- le dipôle est parcouru par un courant I :

$$I = \frac{dq(t)}{dt}$$



Hypothèses (pour le chapitre)

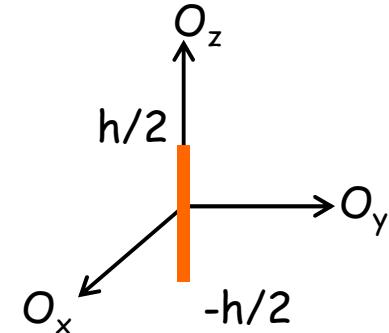
- dipôle placé selon l'axe Oz entre $-h/2$ et $+h/2$
- le dipôle est parcouru par un courant I
- l'antenne est infiniment fine selon Ox et Oy



Détermination du potentiel $\mathbf{A}(M)$

Objectifs :

- Calculer le potentiel vecteur $\mathbf{A}(M)$
- en déduire les champs \mathbf{E} et \mathbf{H} rayonnés
- obtenir les caractéristiques du dipôle



Calcul du potentiel vecteur $\mathbf{A}(M)$

□ rappel du chapitre 1 :

$$\vec{A}(M) = \frac{1}{4\pi} \iiint \frac{\vec{J}(P) \cdot e^{-j.k.|\vec{PM}|}}{|\vec{PM}|}$$

□ calculer l'expression de \mathbf{A} en posant $|\vec{PM}| \sim |\vec{OM}|$



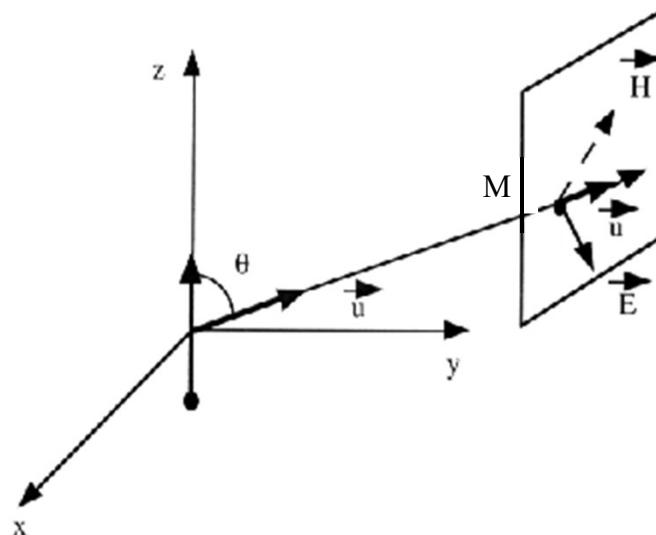
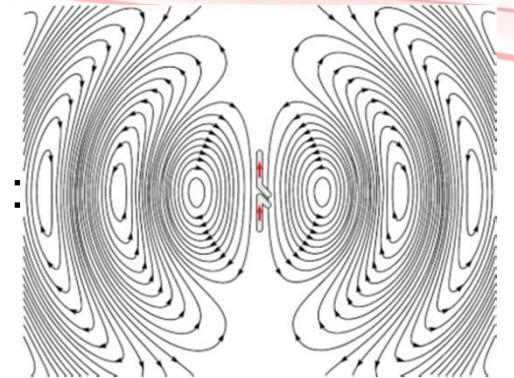
$$\vec{A}(M) = \frac{1}{4\pi} \cdot I \cdot h \cdot \frac{e^{-j.k.r}}{r} \vec{z}$$

Expression des champs rayonnés

❖ En utilisant les expressions du chapitre I, on obtient :

$$E_\theta = \frac{j \cdot \omega \cdot \mu \cdot I \cdot h}{4\pi} \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot r}}{r} \cdot \sin(\theta)$$

$$H_\varphi = \frac{j \cdot k \cdot I \cdot h}{4\pi} \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot r}}{r} \cdot \sin(\theta)$$



Remarques

- ces relations sont valables pour $\lambda \ll r$ et $h \ll \lambda$
- on retrouve bien la **structure d'onde plane**
- le champ a une **polarisation linéaire**, parallèle au dipôle



Puissance totale rayonnée

- ❖ La puissance totale rayonnée est (onde plane) :

$$P_r = \frac{1}{2\eta} \iint |\vec{E}|^2 dS \quad \text{avec} \quad E = \frac{j \cdot \omega \cdot \mu \cdot I \cdot h}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jk.r}}{r} \cdot \sin(\theta)$$

- ❖ En coordonnées sphériques, cette expression devient

$$P_r = \frac{1}{2\eta} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |\vec{E}|^2 \cdot R^2 \cdot \sin\theta \cdot d\theta \cdot d\varphi$$

- ❖ Montrer que la puissance totale rayonnée vaut :

Indication : $\int_0^{\pi} \sin^3 \theta d\theta = \frac{4}{3}$

$$P_r = \frac{\pi}{3} \cdot \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \cdot \eta \cdot I^2$$



Caractéristiques de l'antenne

- ❖ On rappelle l'expression de la densité stéérique de puissance :

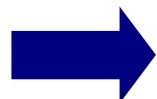
$$dP_{\Omega} = R^2 dP_S = \frac{1}{2\eta_0} | R \cdot E |^2$$

- ❖ On trouve son expression pour le dipôle

→ $dP_{\Omega} = \frac{\eta_0}{8} \cdot \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \cdot I^2 \sin^2 \theta$

- ❖ En déduire la directivité du dipôle (rappel $\lambda=2\pi/k$)

$$D(\theta, \varphi) = \frac{dP_{\Omega}(\theta, \varphi)}{\frac{P_r}{4\pi}}$$



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

$$D_{max} = \frac{3}{2} = 1.76 dB$$

Diagrammes de rayonnement

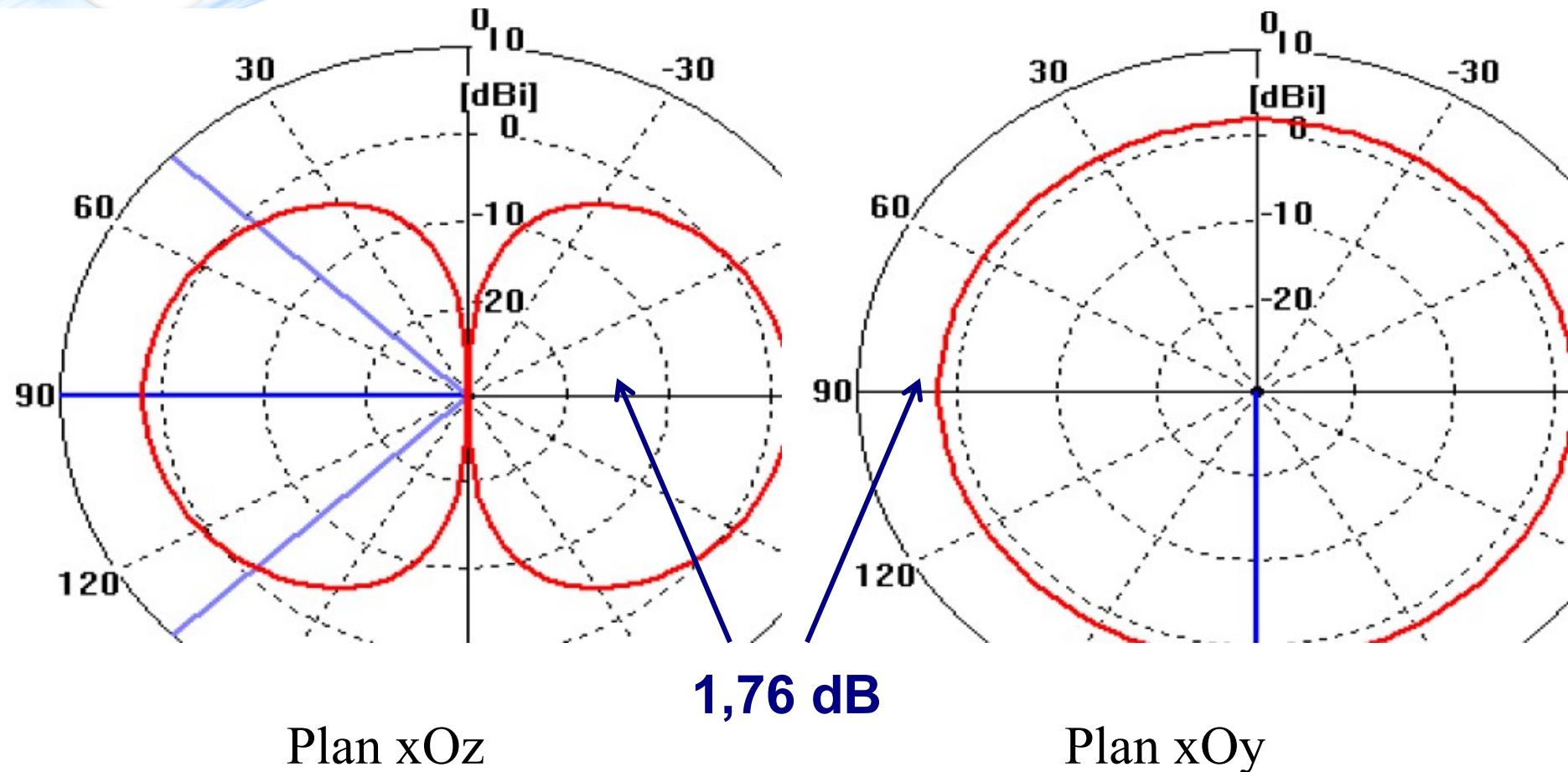


Diagramme de rayonnement dipolaire

Résistance de rayonnement

❖ On rappelle la puissance totale rayonnée :

$$P_r = \frac{\pi}{3} \cdot \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \cdot \eta_0 \cdot I^2$$

❖ Calculer la valeur de la résistance de rayonnement R_r

→
$$R_r = \frac{2\pi}{3} \cdot \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \cdot \eta_0$$

Remarques

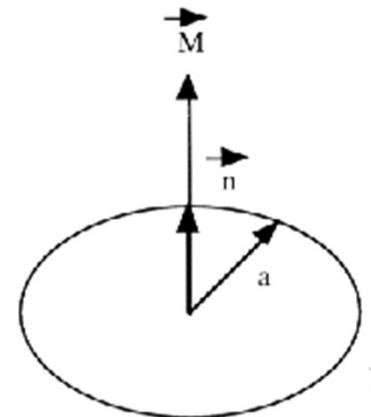
- résistance de rayonnement uniquement
- partie réelle de l'impédance de l'antenne
- valeur généralement faible (adaptation difficile)

Le dipôle magnétique

Présentation du dipôle magnétique

Description

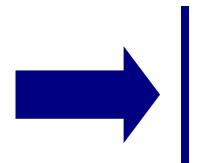
- un boucle de courant I de surface S
- on adopte une orientation selon Oz



Champs rayonnés

$$E_\varphi = \frac{k \cdot \omega \cdot \mu \cdot I \cdot S}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jk \cdot r}}{r} \cdot \sin(\theta)$$

$$H_\theta = \frac{-k^2 \cdot I \cdot S}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jk \cdot r}}{r} \cdot \sin(\theta)$$



$$D(\theta) = \frac{3}{2} \sin^2 \theta e n E_\varphi$$

- ❖ on retrouve les champs créés par un dipôle de longueur $\mathbf{h} = \mathbf{k} \cdot \mathbf{S}$
- ❖ les champs ont subis une rotation de 90°

Les antennes filaires

Caractéristiques générales

Impédance de l'antenne

- ❑ antenne non résonante -> impédance faible (qq ohms)
- ❑ antenne résonante -> bande passante faible

Forme du rayonnement

- le rayonnement proche de celui d'un dipôle élémentaire
- le diagramme est très affecté par l'environnement



- ❖ **Conception avec environnement direct**
- ❖ **Simulations importantes**



Principe des images

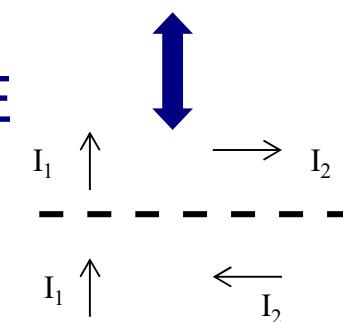
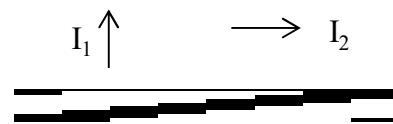
- ❖ polarisation linéaire des dipôles, parallèle à l'axe
- ❖ plan de masse -> on a des conditions aux limites :

$$E_{tangent} = 0 \text{ et } H_{normal} = 0$$

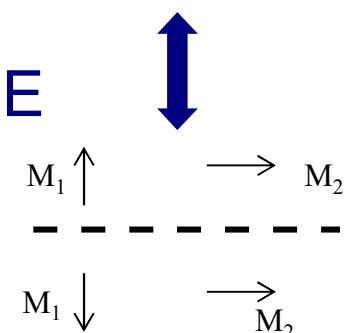
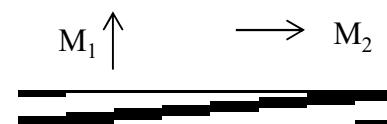


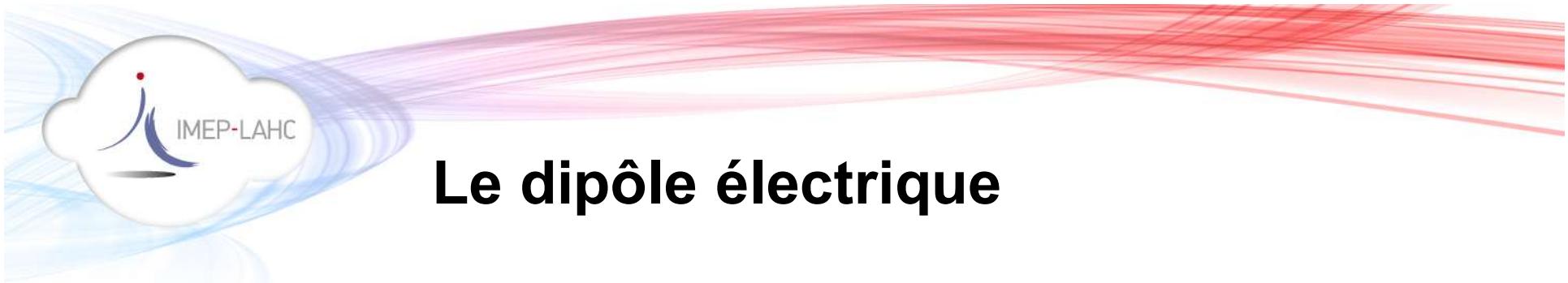
Utilisations de modèles équivalents :

Dipôle
ELECTRIQUE



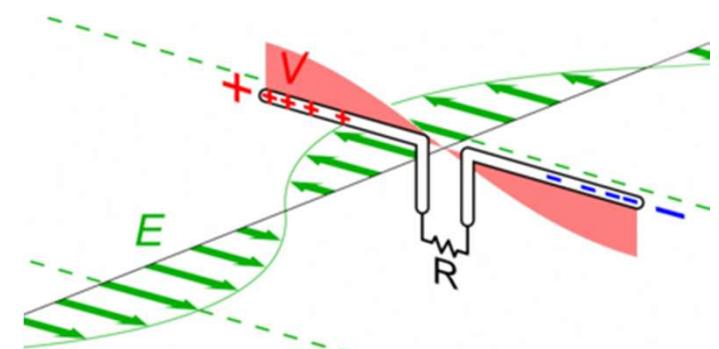
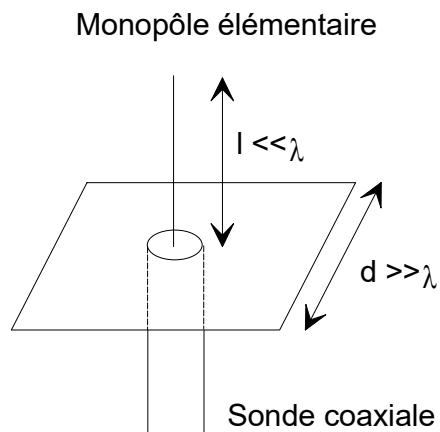
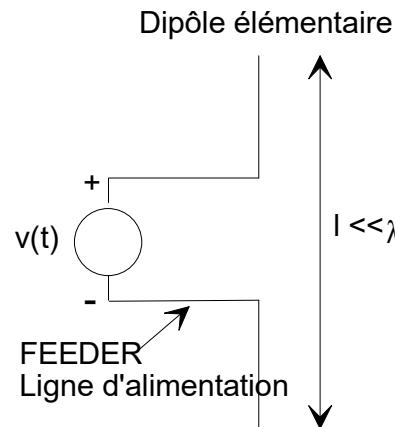
Dipôle
MAGNETIQUE





Le dipôle électrique

- ❖ On trouve 2 versions du dipôle électrique :

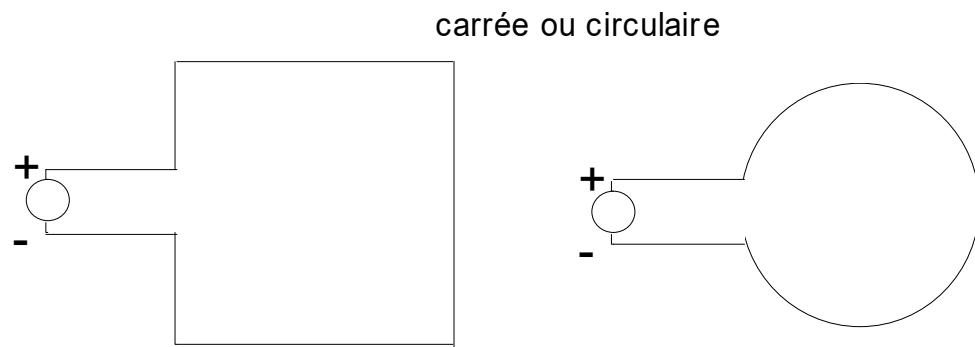


Caractéristiques

- performances d'un dipôle élémentaire en terme de directivité
- impédance très faible d'où une adaptation difficile
- la puissance rayonnée varie en $(h/\lambda)^2$

Le dipôle magnétique

- ❖ La forme de base est une simple spire :

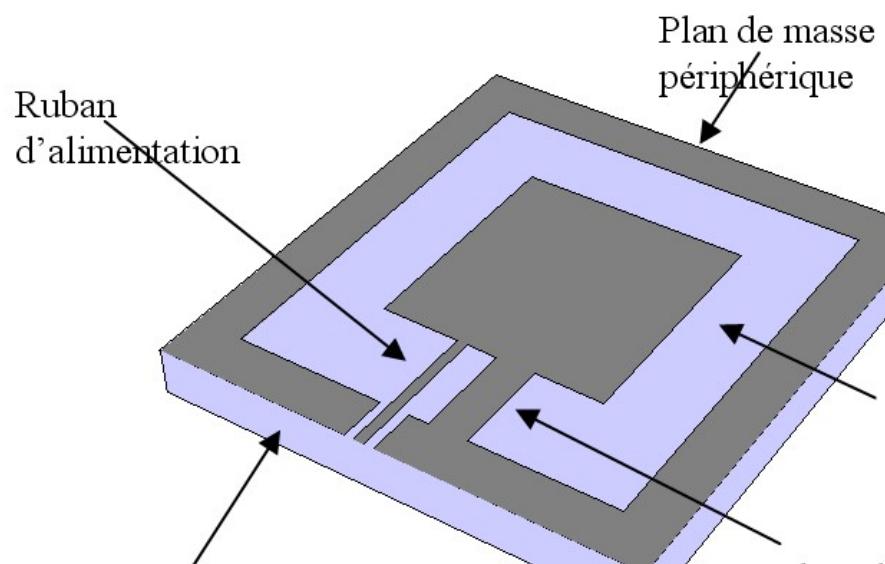
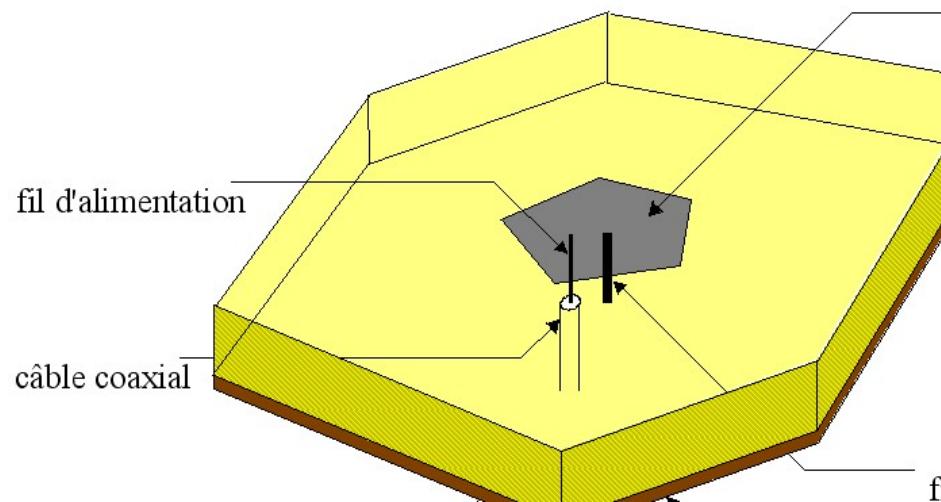


Caractéristiques

- ❑ performances d'un dipôle élémentaire en terme de directivité
- ❑ on trouve des versions multi-spires pour augmenter le gain
- ❑ on peut utiliser des ferrites pour charger l'antenne

L'antenne fil-plaque

Description de l'antenne



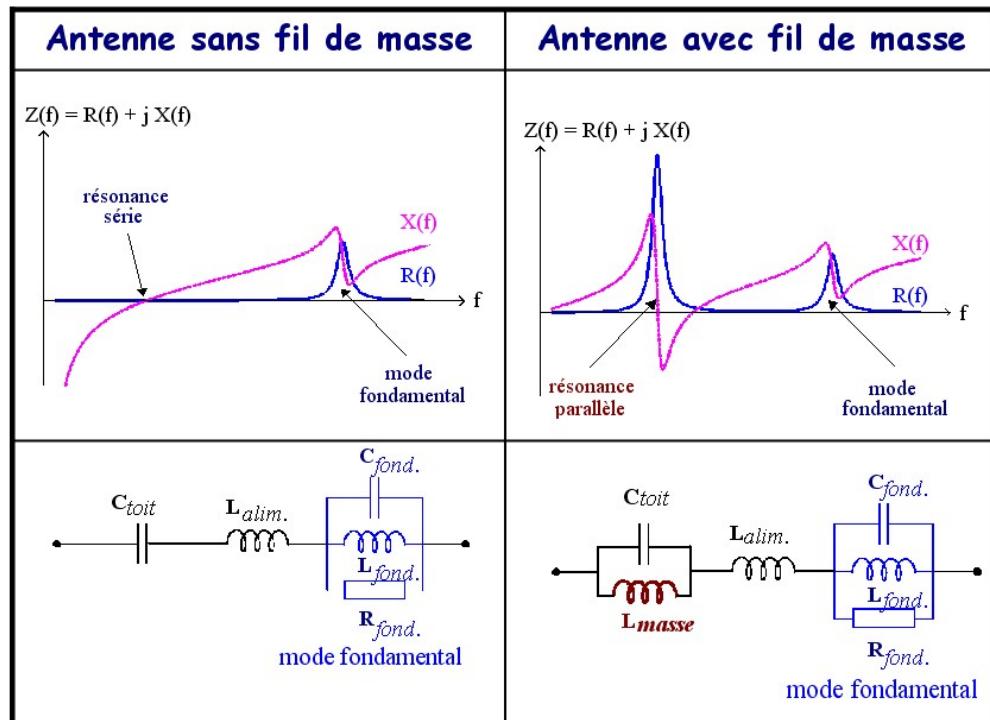
Fil-plaque :

- topologie de patch imprimé
- rajout d'un fil de court-circuit

Fil-plaque coplanaire :

- topologie entièrement planaire
- fonctionnement identique

Fonctionnement de l'antenne



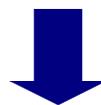
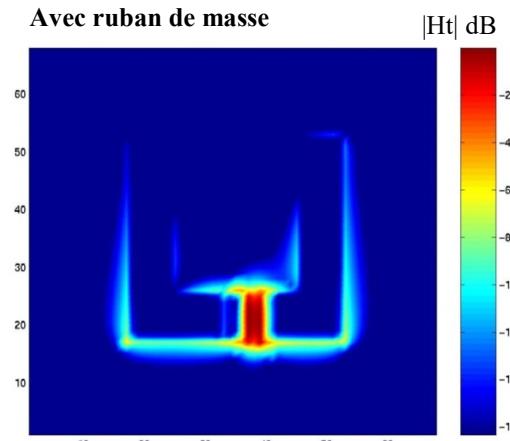
Principe de fonctionnement :

- Ajout d'une inductance en parallèle sur le toit
- Apparition d'une fréquence de résonance basse

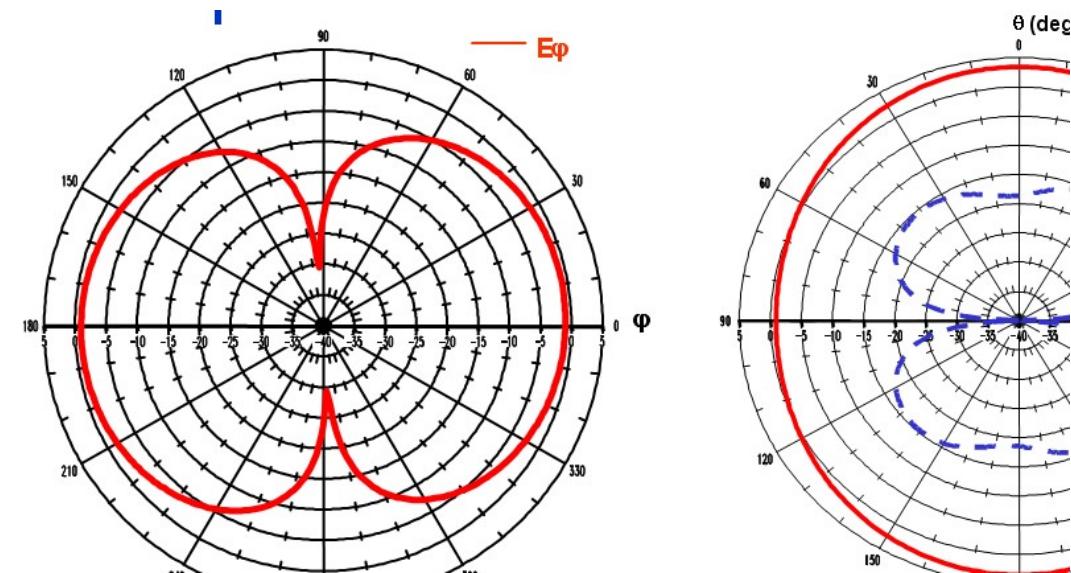
$$f_r = \frac{\lambda_g}{6} = \frac{\lambda_0}{6\sqrt{\epsilon_r}}$$

Rayonnement de l'antenne

- on visualise la répartition du courant sur l'antenne
- concentration du courant sur le ruban de retour à la masse
- Rayonnement de l'antenne ?

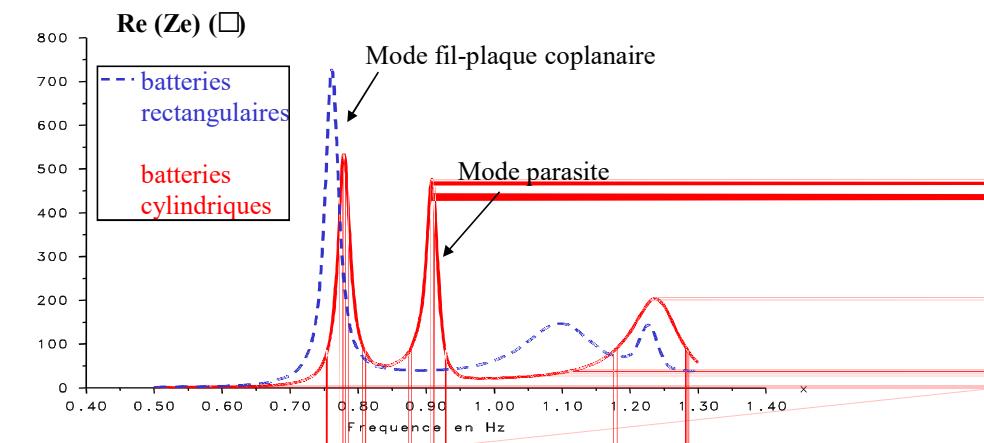
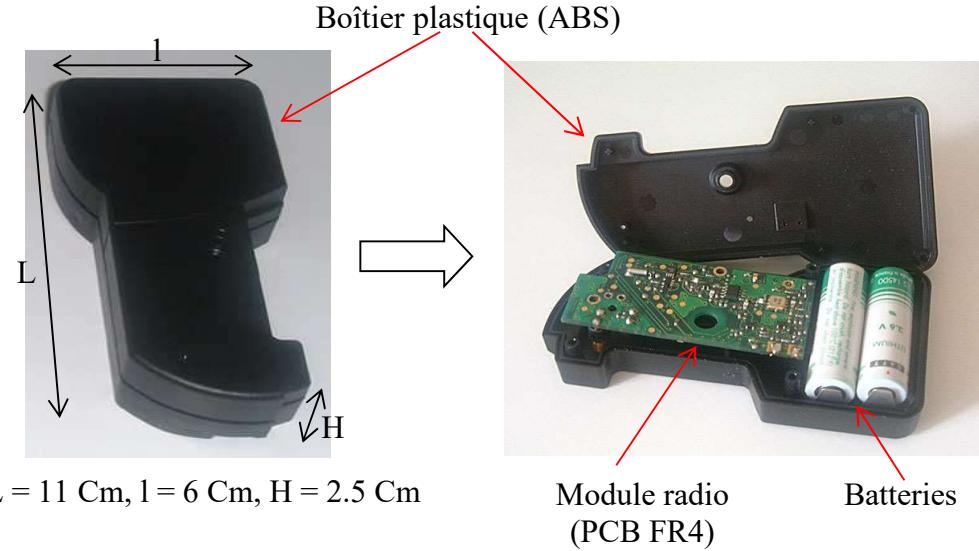
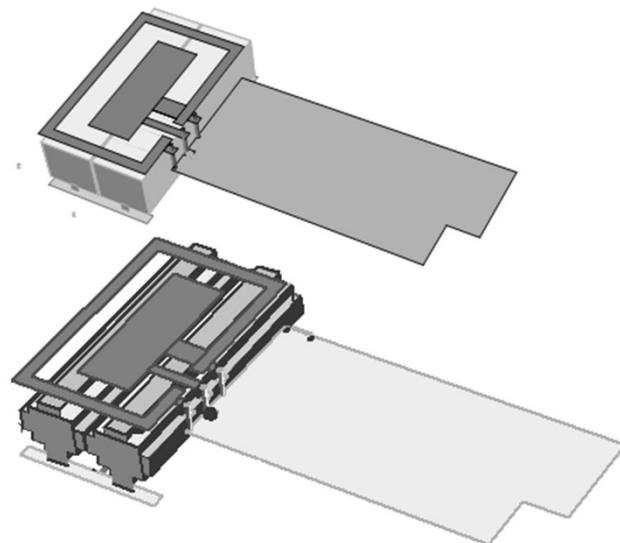


L'antenne va rayonner
comme un dipôle
électrique !



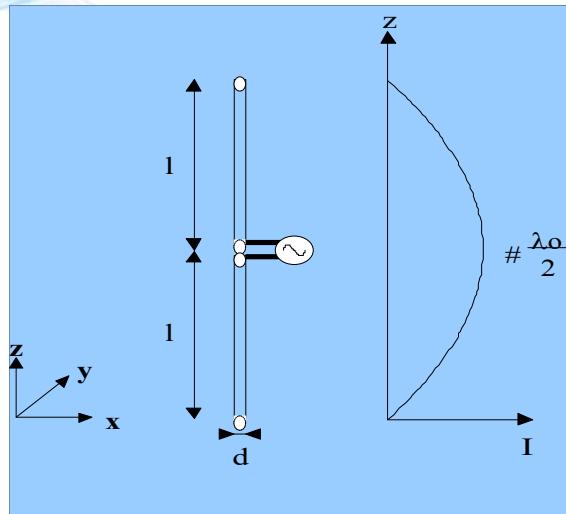
Exemple d'application

- système de relevé sans fil pour les compteurs de gaz/eau
- très forte intégration du système
- difficulté de modélisation





Le dipôle résonant



Description

- fil de diamètre $\ll \lambda$
- résonance EM \rightarrow taille fixée $2l$
- valeurs possibles : $l=n.\lambda/4$

Cas du dipôle demi-onde

- c'est le dipôle le plus courant
- Il est souvent utilisé en réseaux (ex: antennes TV)
- il est parcouru par un courant I : $I(z) = \cos(k.z)$

Calcul du dipôle demi-onde

➤ **Rappels** : théorème de translation : $\vec{A}_2(M) = \vec{A}_1(M) \cdot e^{j \cdot k \cdot \vec{n} \cdot \vec{O_1 O_2}}$

rayonnement du dipôle elem :

$$E_\theta = \frac{j \cdot \omega \cdot \mu \cdot I \cdot h}{4\pi} \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot r}}{r} \cdot \sin(\theta)$$

➤ Déterminez le champ rayonné par un longueur dl situé en z :

$$E(M) = E_0(M) \cdot e^{-j \cdot k \cdot z \cdot \cos\theta}$$

➤ En déduire le champ dus aux élément situés en z et -z :

$$dE = \frac{j \cdot \omega \cdot \mu}{2\pi} \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot r}}{r} \cdot \sin\theta \cdot I(z) \cdot \cos(kz \cdot \cos\theta) dl$$

➤ En déduire le champ total (ind: IPP) :

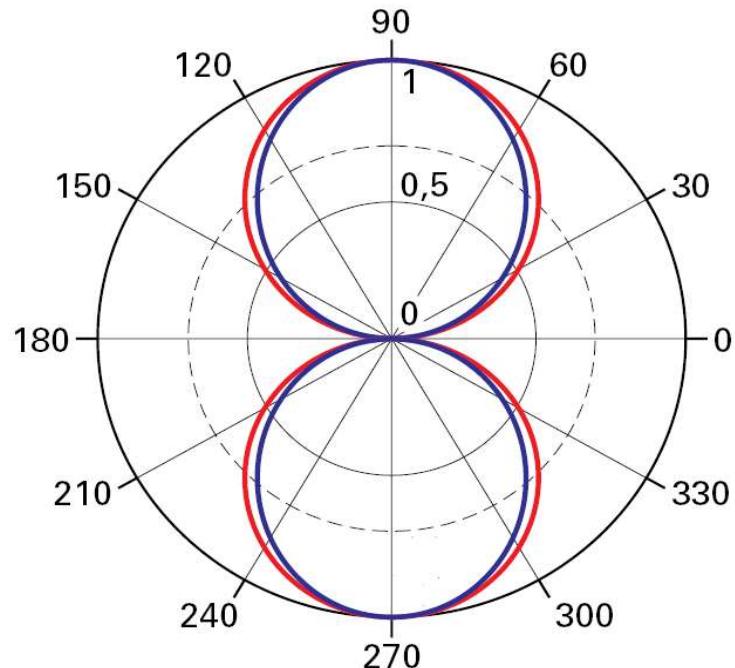
→ ||

$$E_\theta = j \cdot I_0 \cdot \eta_0 \cdot \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \cos(\theta)\right)}{\sin(\theta)} \right] \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot R}}{2 \cdot \pi \cdot R}$$

Rayonnement

Rayonnement

- diagramme de type dipolaire
- directivité maximale de 2.135 dB
- Polarisation linéaire, // à l'axe

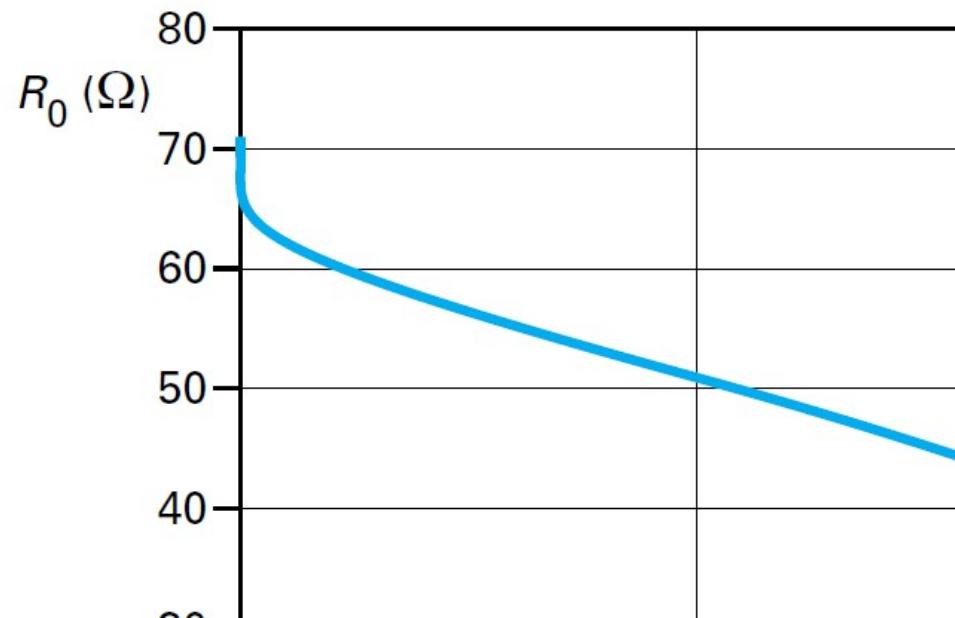


Bandé passante

- coefficient de qualité $Q = \frac{f_0}{\Delta f}$
- approximation pratique par la formule: $Q = 1.3 \ln \frac{\lambda}{2a} - 1$
- calculer les dimensions d'une antenne pour avoir une bande de 400 MHz autour de 2.4 GHz (a= rayon)

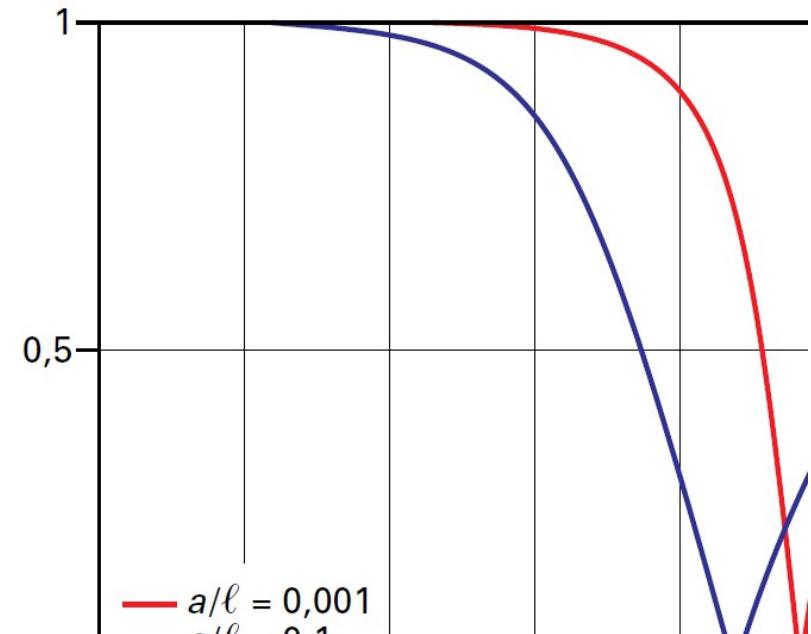
Adaptation du dipole

Adaptation : impédance d'entrée d'un dipôle fin : $Z = 73 + j.42.5$

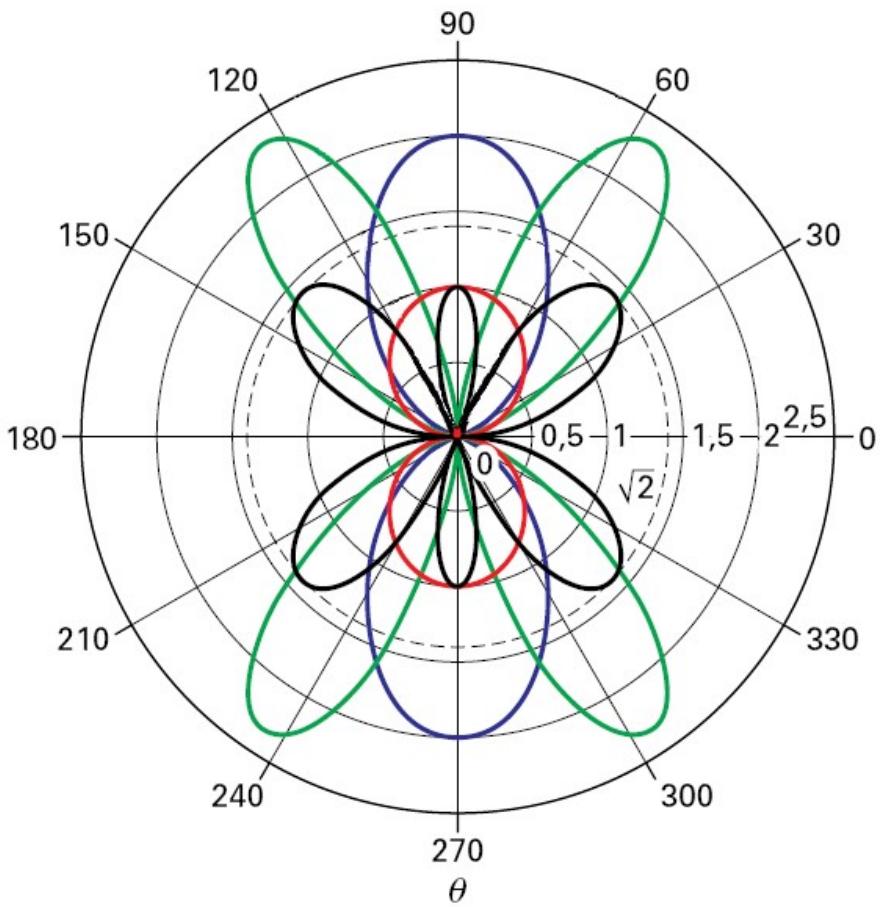
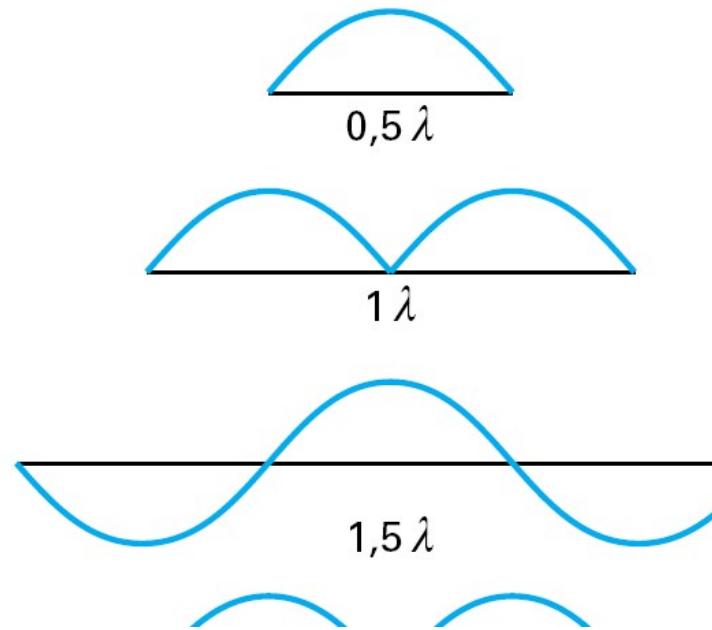


Observations

- impédance d'entrée varie avec le diamètre
- le facteur de qualité en dépend aussi -> BW



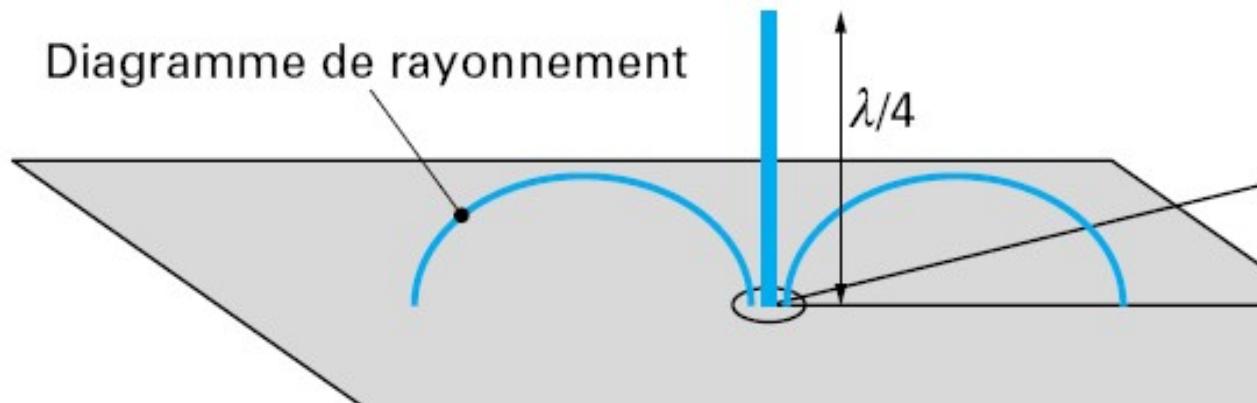
Les dipôles $> \lambda/2$



Principe

- augmentation de la longueur -> modification du rayonnement
- augmentation de la directivité mais lobes secondaires
- alimentation en anti-résonance -> impédance élevée

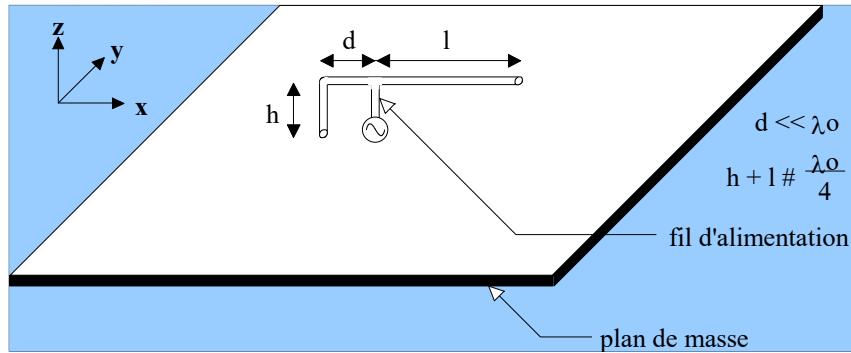
Le monopole (quart d'onde)



Principe

- utilisation de la théorie des images (plan de masse)
- rayonnement de type dipolaire dans le plan supérieur -> directivité ?
- impédance = moitié de l'impédance du dipôle équivalent

L'antenne F-inversé



Description

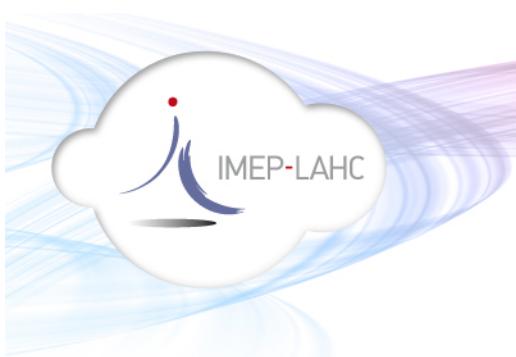
- ❑ monopole replié sur la masse
- ❑ fil de court-circuit supplémentaire

Performances

Fonctionnement

- ❖ apparition d'une résonance
- ❖ réglage par le fil

- gain de 4 à 5 dB
- bande passante faible : 1%
- diagramme de type monopolaire
- rayonnement dans 2 polarisations



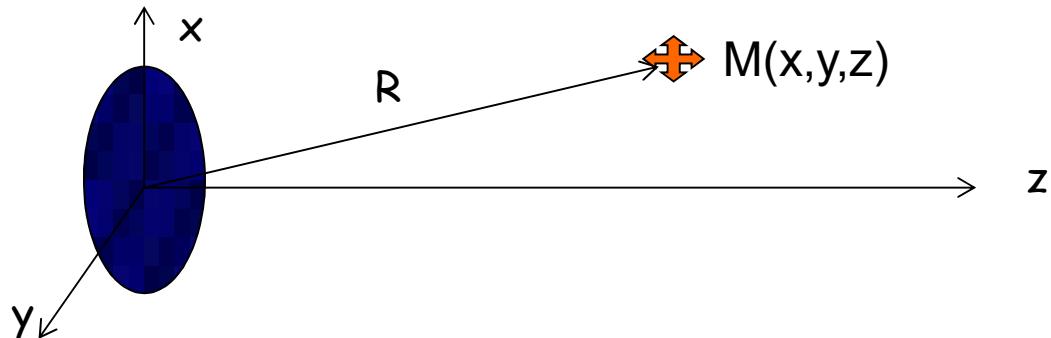
VI. Les antennes patch

VII. Les ouvertures rayonnantes

Calcul du rayonnement

Problématique :

- une ouverture S dans xOy éclairée depuis les $z < 0$
- on connaît E sur $S \rightarrow$ champ rayonné en M ?



- la valeur de E au point M est donnée par :

$$\vec{E}(M) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \iint_S \vec{E}(x_0, y_0) \cdot \frac{\partial \psi}{\partial z} dS \quad \text{avec } \psi = \frac{e^{-j \cdot k \cdot r}}{r}$$

- en champ lointain ($R \gg 2D^2/\lambda$), l'expression devient :

$$\vec{E}(M) = -j \cdot \left(\frac{z}{R} \right) \frac{e^{-j \cdot k \cdot r}}{R \cdot \lambda} \iint_S \vec{E}(x_0, y_0) \cdot e^{j \cdot k \cdot \left(x_0 \cdot \frac{x}{R} + y_0 \cdot \frac{y}{R} \right)} dS$$



Caractéristiques du rayonnement

$$\vec{E}(M) = -j \cdot \left(\frac{z}{R}\right) \frac{e^{-j \cdot k \cdot R}}{R \cdot \lambda} \iint_S \vec{E}(x_0, y_0) \cdot e^{j \cdot k \cdot \left(x_0 \cdot \frac{x}{R} + y_0 \cdot \frac{y}{R}\right)} dS$$



Terme de propagation



Transformée de Fourier



Plus la surface S sera grande, plus le « spectre du champ » sera petit, c'est-à-dire plus la directivité de l'antenne sera importante !

Gain d'une ouverture

➤ Cas le + favorable : équiamplitude et équiphase, $\mathbf{E} = \mathbf{A}_0$

➤ Calculez E_{max} à une distance R : $E_{max} = \frac{A_0 \cdot S}{R \cdot \lambda}$

➤ Déduisez-en dP_Ω : $dP_\Omega = \frac{A_0^2 \cdot S^2}{2 \cdot \eta_0 \cdot \lambda^2}$

➤ Calculez la puissance totale rayonnée : $P_r = \frac{A_0^2 \cdot S}{2 \cdot \eta_0}$

➤ Déterminez finalement la directivité max :



$$D = \frac{4 \cdot \pi \cdot S}{\lambda^2}$$

Remarque : valeur théorique, jamais atteinte

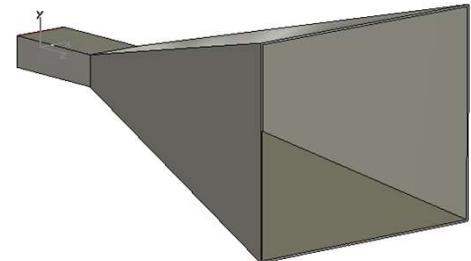
 **facteur de gain**



Les antennes cornets

Présentation

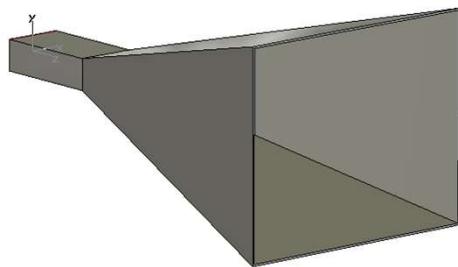
- guides évases -> plusieurs formes possibles
- bonne adaptation : TOS < 1.1
- gain fonction de la taille et de la loi d'éclairement



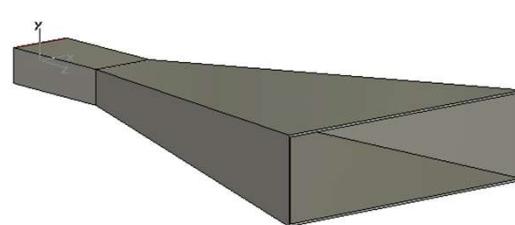
Guide rectangulaire

- formule de calcul du gain : $G = G_{ideal} \cdot F_x \cdot F_y$
- loi d'éclairement \leftrightarrow mode du guide
- aberration de phase maximale tolérable : $\frac{\pi}{4} \rightarrow L \geq \frac{a^2}{\lambda}$

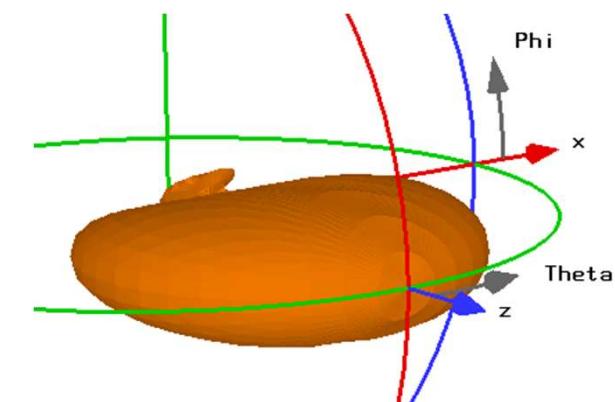
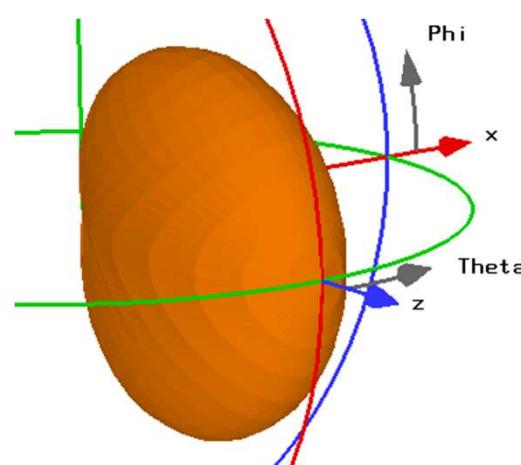
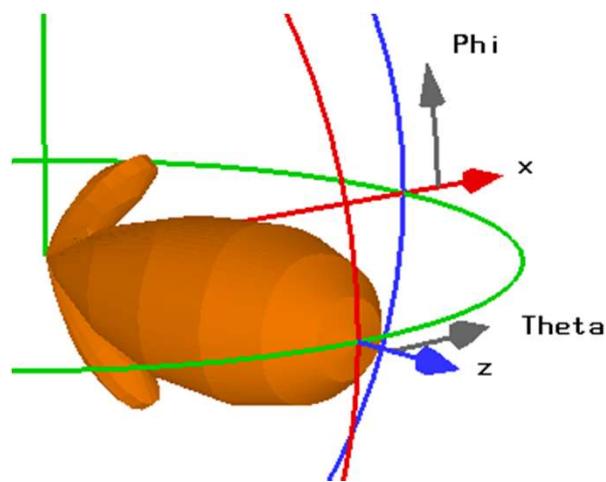
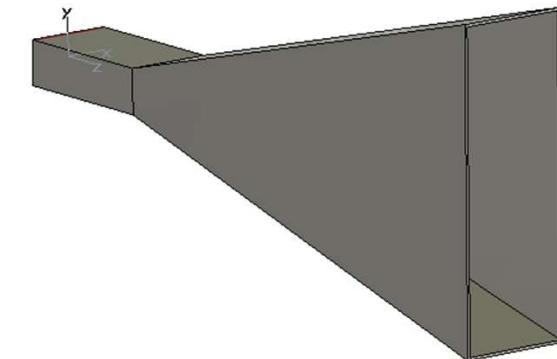
Transformée de Fourier



Cornet Pyramidal



Cornets Sectorals



Design d'un cornet rectangulaire

Loi d'éclairage	Rapport des amplitudes	Angle d'ouverture	Lobes secondaires
Uniforme	1	50.8 λ	-13.2 dB
$\cos(\pi x/l)$	0	68.8 λ	-23
$\cos^2(\pi x/l)$	0.5	83.7 λ	-39

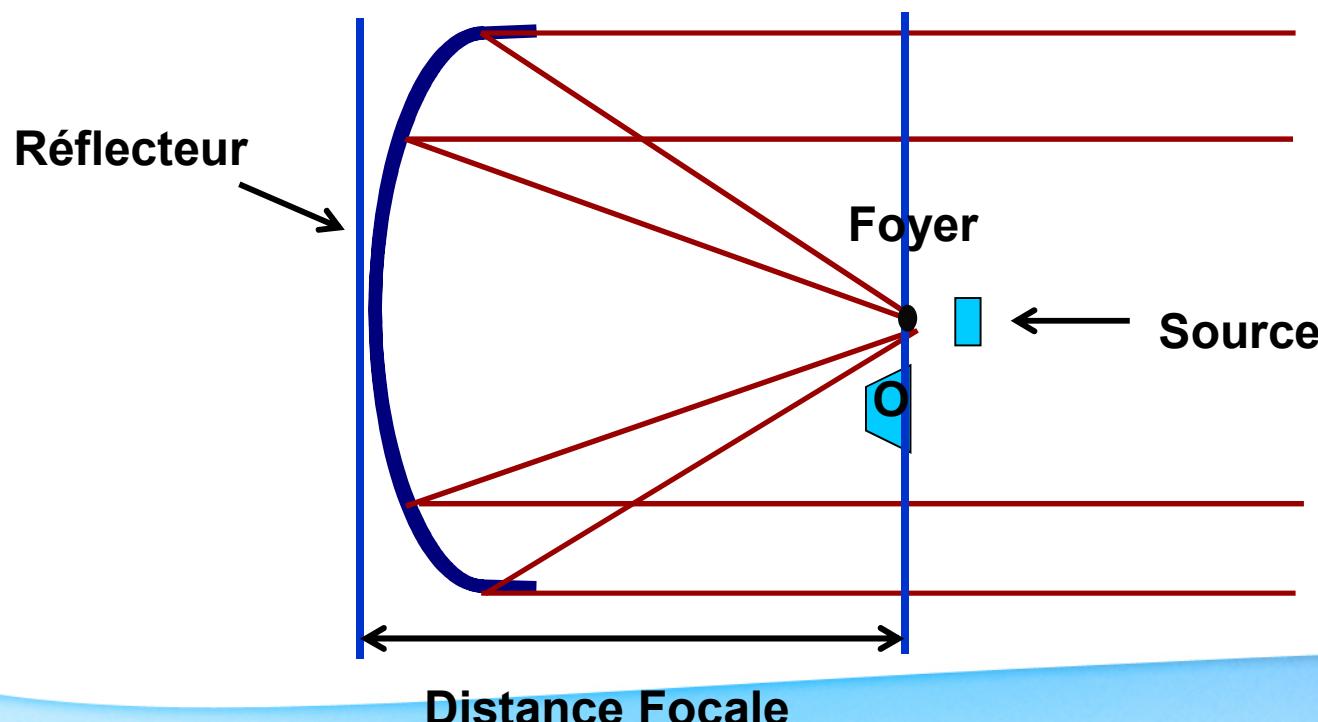
- Calculez la largeur d'un cornet qui aura une ouverture de 30° dans le plan horizontal à 5 GHz
- Calculez la hauteur à donner à ce cornet pour un gain de 15 dB
- Précisez ensuite sa longueur minimale

Les antennes à réflecteur

Antenne à réflecteur parabolique

Description :

- ❖ 2 éléments : la source d'illumination et le réflecteur
- ❖ il existe d'autres types de réflecteurs : Cassegrain, actifs, ...
- ❖ réflecteur illuminé = ouverture rayonnante



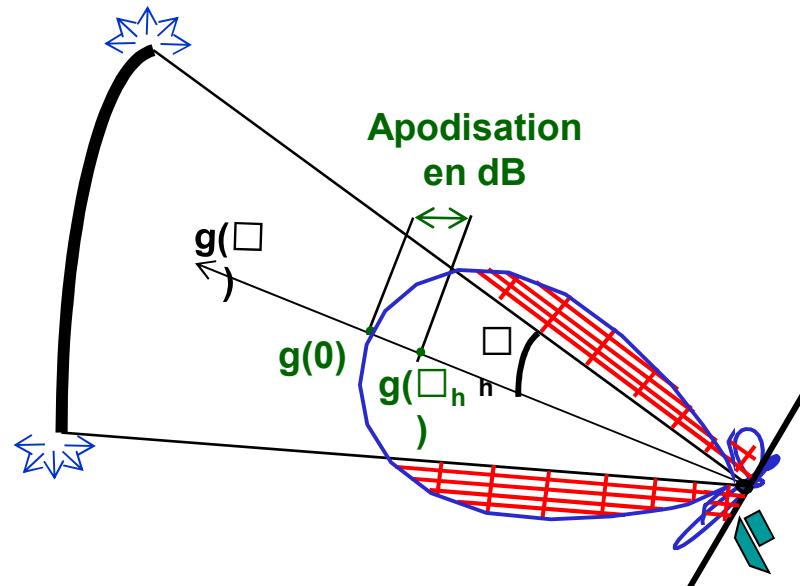
Gain de l'antenne

Caractéristiques

- ❖ c'est une ouverture à loi équiphase et non équiamplitude
- ❖ sources de pertes supplémentaires à prendre en compte
- ❖ antenne très directive avec des diagrammes propres

Origine des pertes

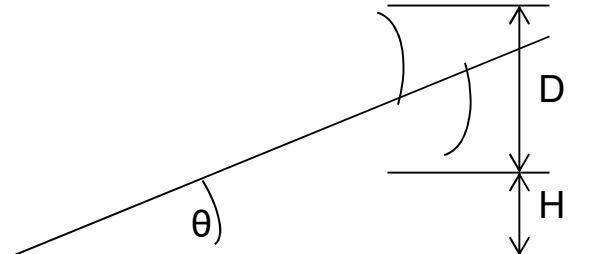
- pertes par apodisation
 - pertes par spillover
 - diffraction sur les arrêtes
- > **rendement global # 0.8**



Paramètres de la source

Caractéristiques

- ❖ source en champ lointain ($\#10\lambda$)
- ❖ son diagramme est lié la parabole
- ❖ demi-angle à -12 dB vérifie : $\theta = \arctan\left(\frac{D + H}{2 \cdot F}\right) - \arctan\left(\frac{H}{2 \cdot F}\right)$

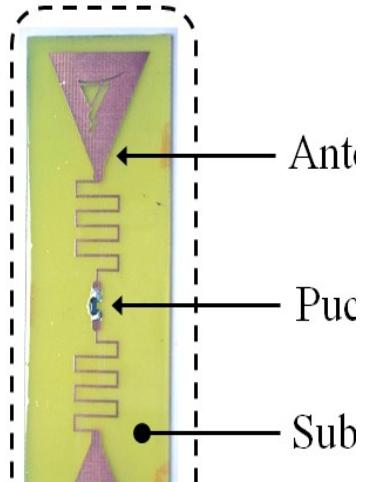


Exercice

On veut une parabole présentant un gain de 35 dB à 5.6 GHz.

- 1- Calculer le diamètre du réflecteur
- 2- La focale étant de 50 cm, vérifier la condition de champ lointain
- 3- Déterminer le demi-angle que doit présenter la source

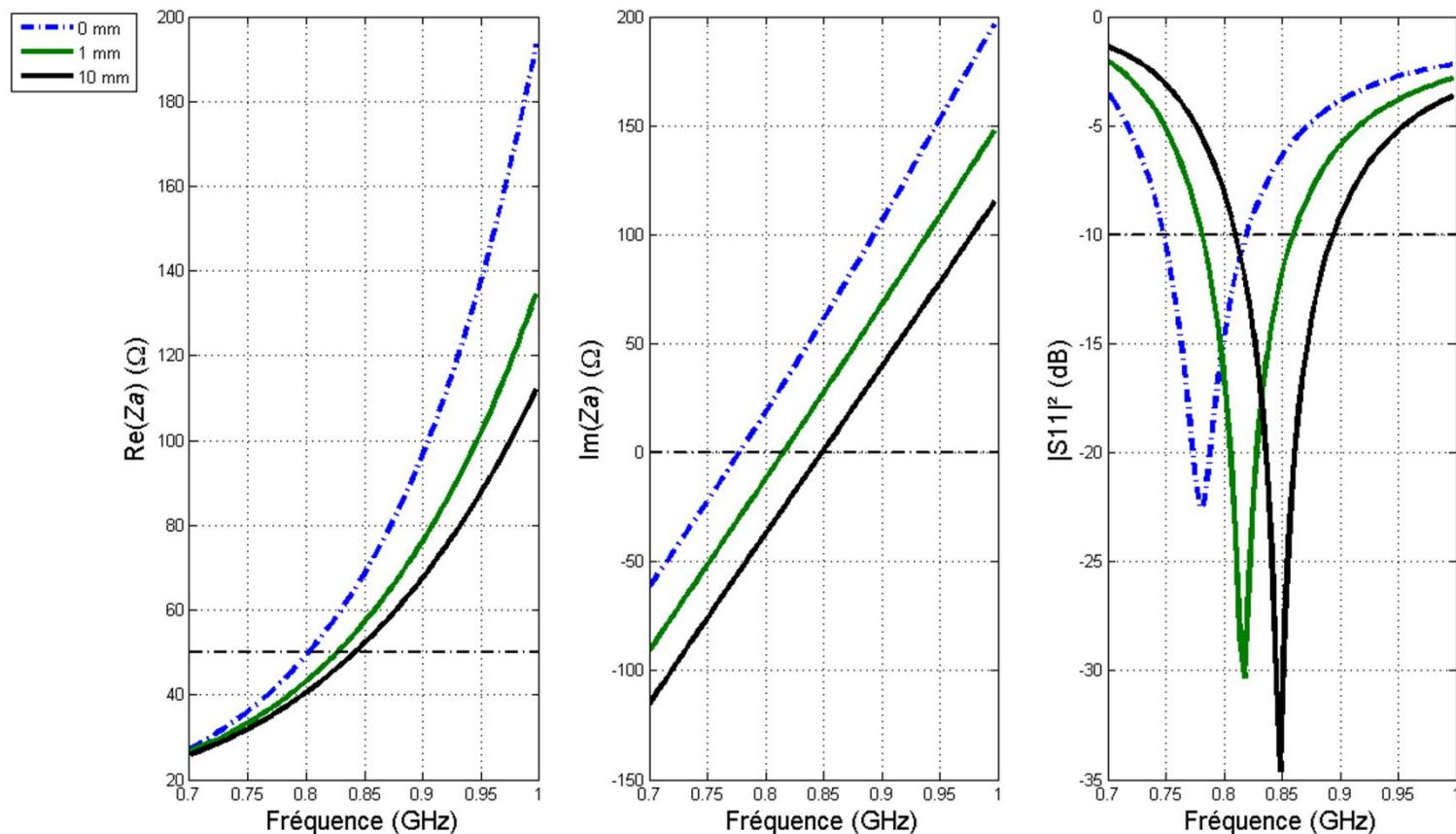
VIII. Conception des antennes RFID



1. Prendre en compte l'effet des matériaux
2. Caractériser le port d'entrée des puces
3. Adapter les antennes au port d'entrée des puces

Conception des antennes RFID

Les matériaux constituant les tags influencent-*t*-il leurs caractéristiques?

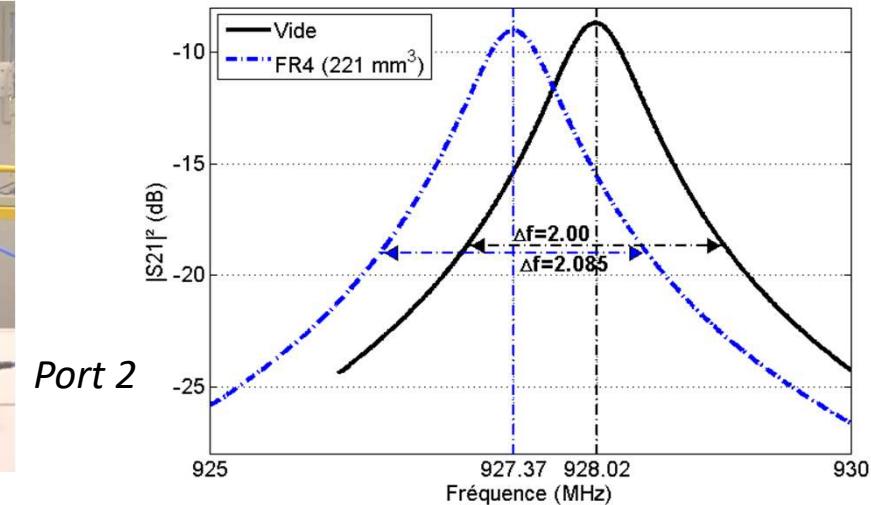
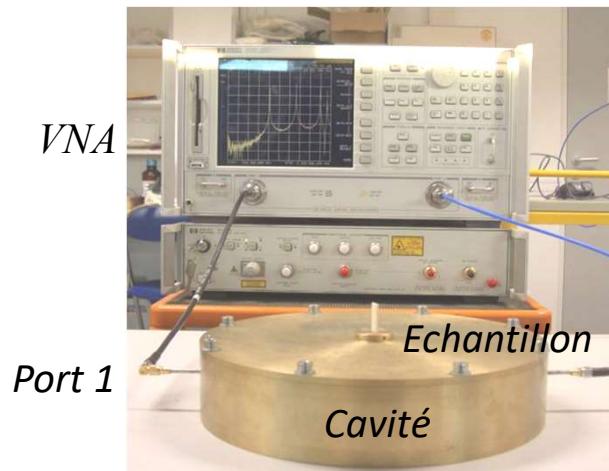


Conception des antennes RFID

Comment caractériser les matériaux diélectriques?

■ Méthode retenue : la cavité cylindrique

➤ Précise mais délicate à mettre en œuvre



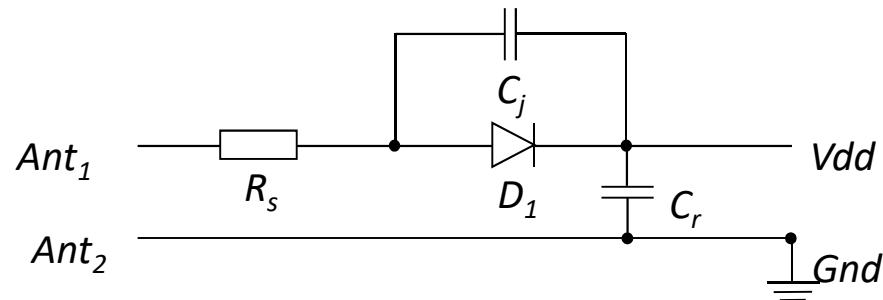
$$\varepsilon_r(f) = \varepsilon_r'(f) - j\varepsilon_r''(f) \quad \varepsilon_r' = \alpha_1 \frac{V_{cavité}}{V_{échantillon}} \cdot \frac{f_{r0} - f_{r1}}{f_{r0}} + 1 \quad \varepsilon_r'' = \frac{\alpha_1}{2} \left(\frac{V_{cavité}}{V_{échantillon}} \right) \left(\frac{1}{Q_{u1}} - \frac{1}{Q_{u0}} \right)$$

S. Li, C. Akyel, R. G. Bosisio, "Precise Calculations and Measurements on the Complex Dielectric Constant of Lossy Materials Using TM010 Cavity Perturbation Techniques", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-29, n° 10, October 1981.

Conception des antennes RFID

Quelle est l'impédance du port d'entrée d'une puce ?

■ Modèle du circuit d'alimentation



- Impédance de la puce : $Z_c = R_c - j X_c$
 - Grandeur complexe

Conception des antennes RFID

Principe de l'adaptation de l'impédance de l'antenne

■ Coefficient de réflexion

➤ Adaptation à une ligne de transmission

■ Coefficient de réflexion en puissance

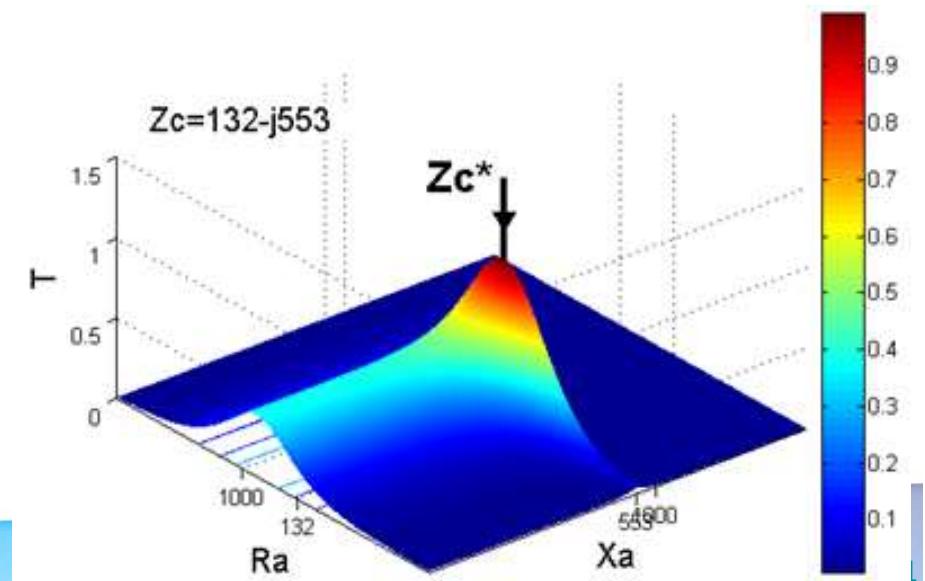
➤ Adaptation à un circuit radiofréquence

■ Coefficient de transmission en puissance

$$T = 1 - |\Gamma^*|^2$$

■ Transfert optimal :

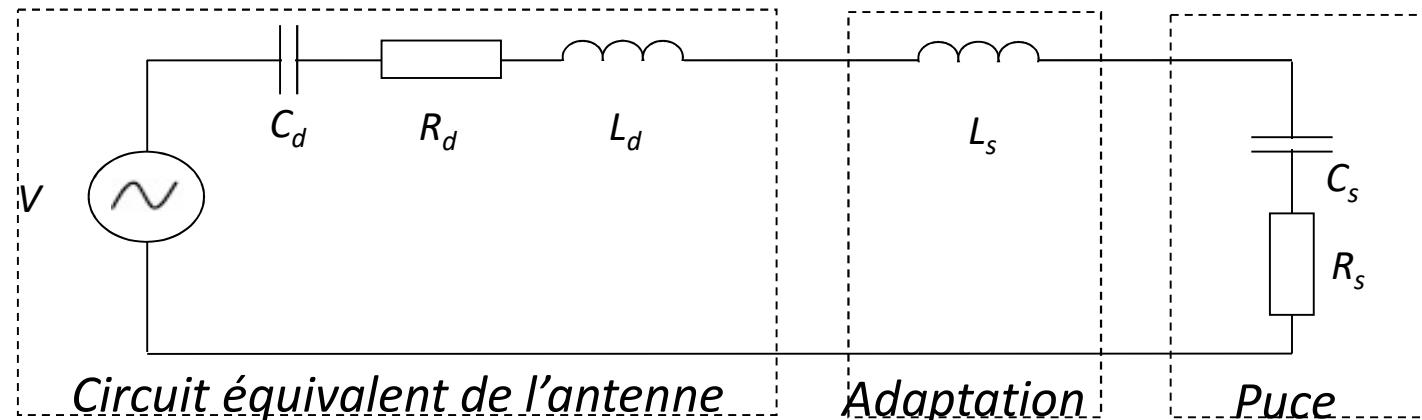
$$Z_a = Z_c^*$$



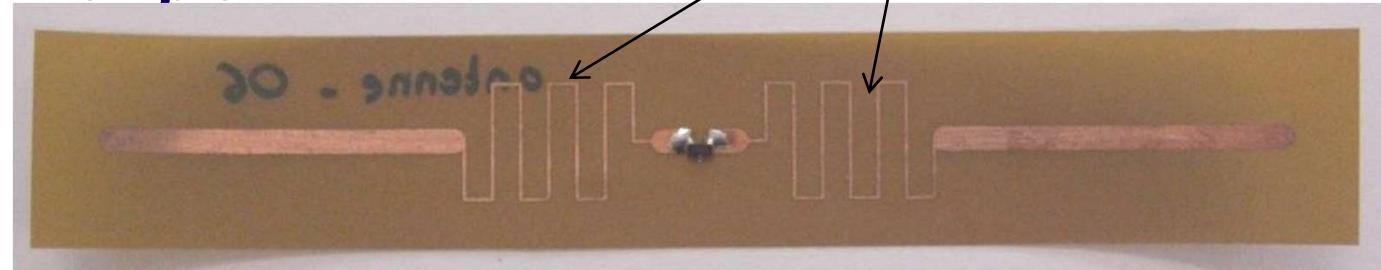
Conception des antennes RFID

Adaptation par élément série

■ Principe

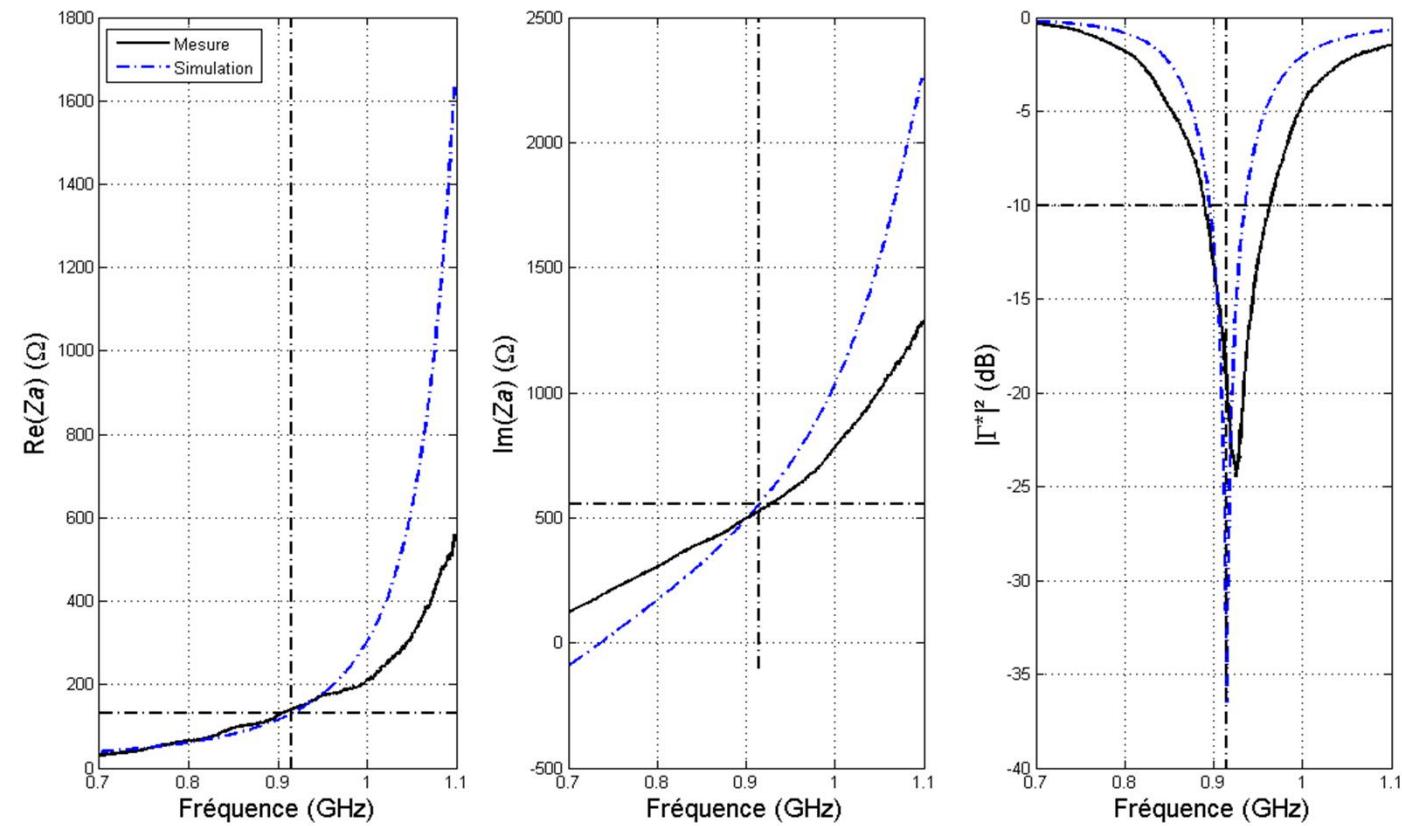
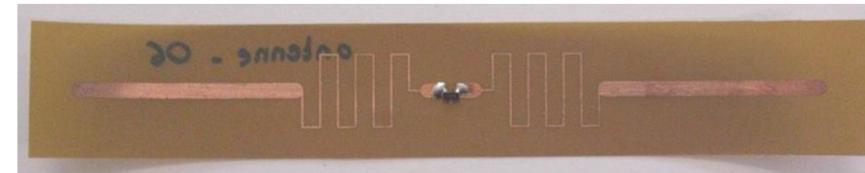


■ Exemple



Conception des antennes RFID

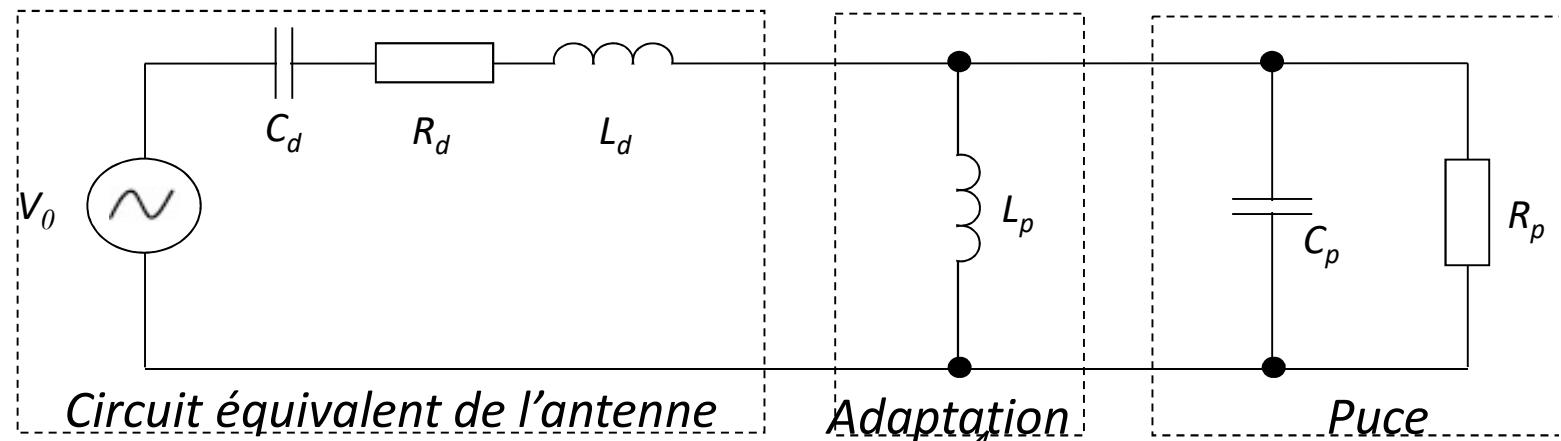
Adaptation par élément série



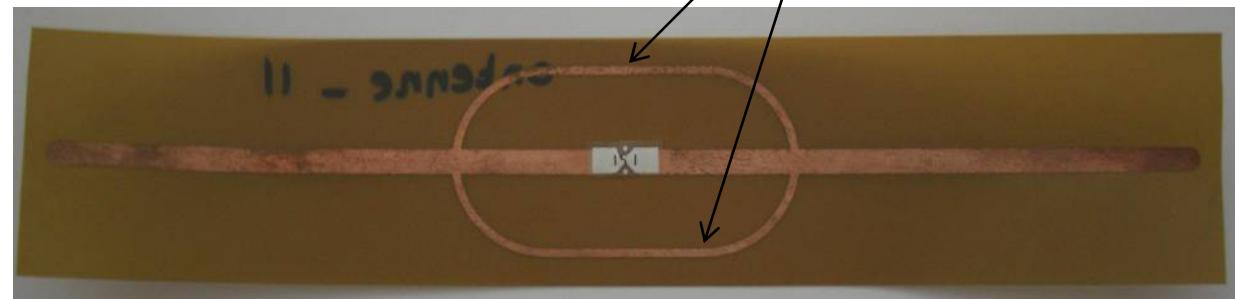
Conception des antennes RFID

Adaptation par élément parallèle

■ Principe



■ Exemple



Conception des antennes RFID

Adaptation par élément parallèle

■ Adaptation through inductive loop

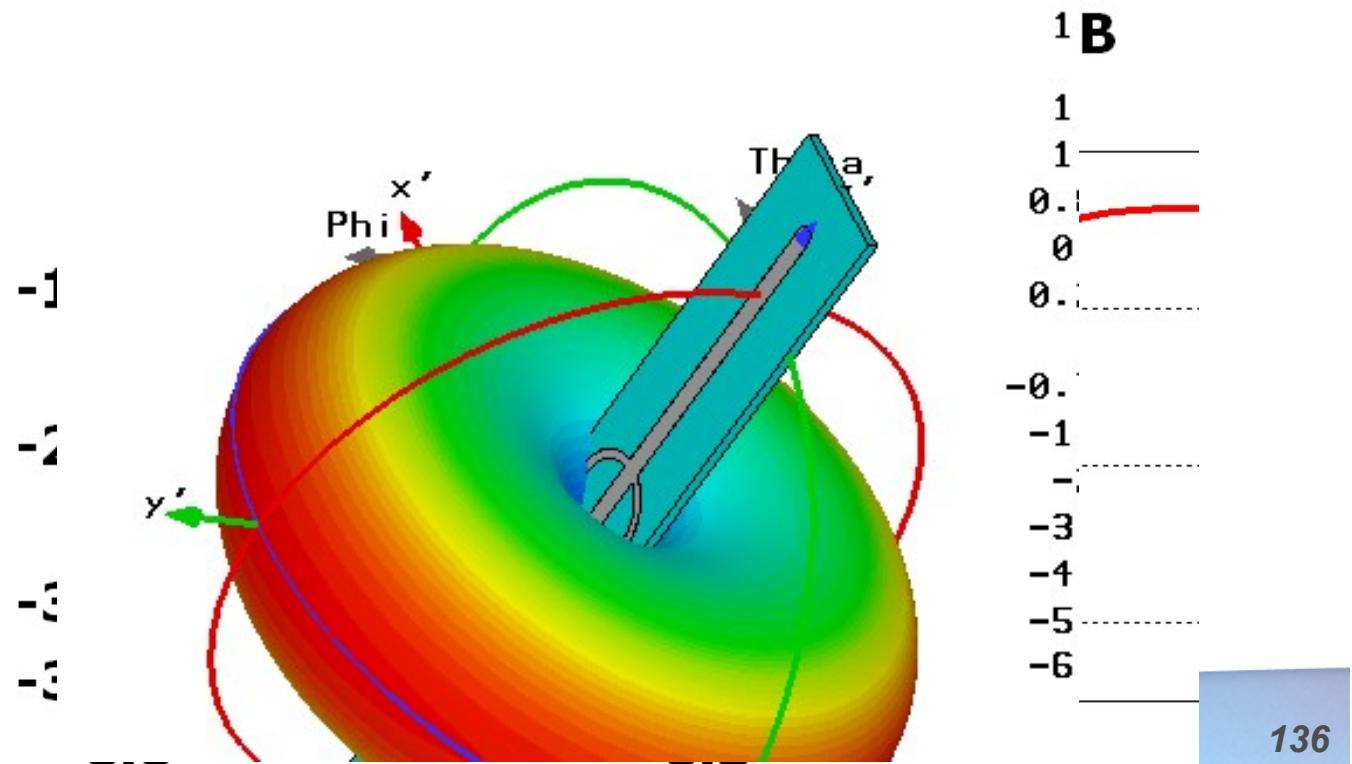
Tuning of $\text{Im}(Z)$

Frequency: 868MHz

Maximum Gain: 1.73 dBi

Dimensions: 3x13cm

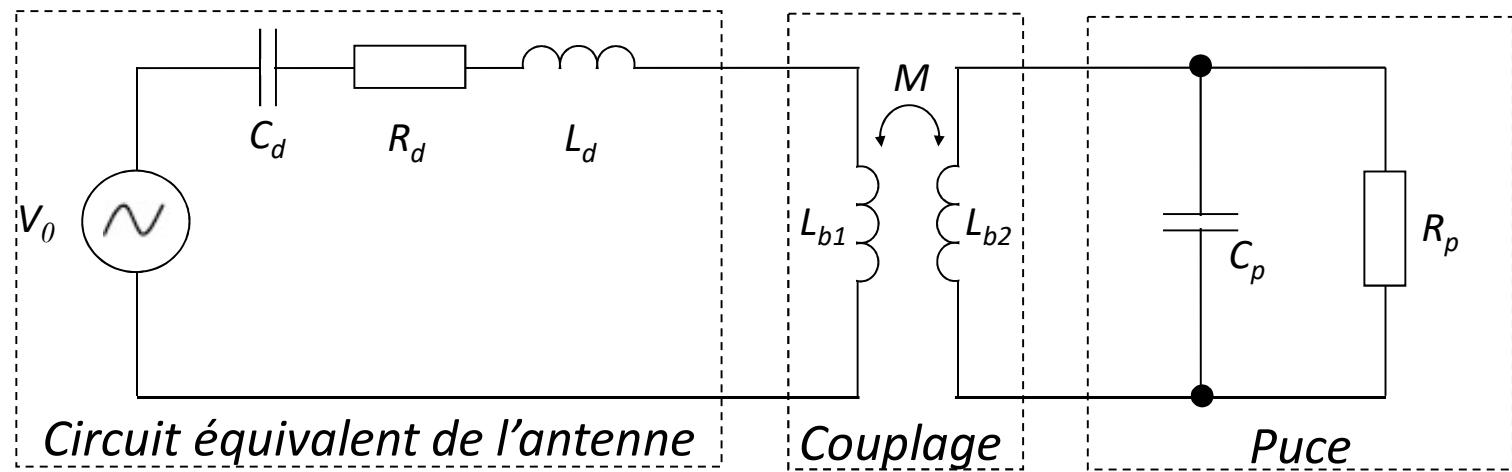
Chip input impedance: $Z_A=20-j157$



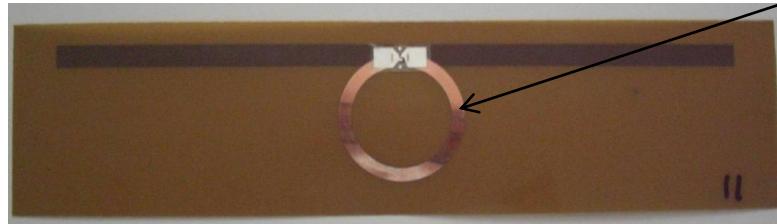
Conception des antennes RFID

Adaptation par couplage magnétique

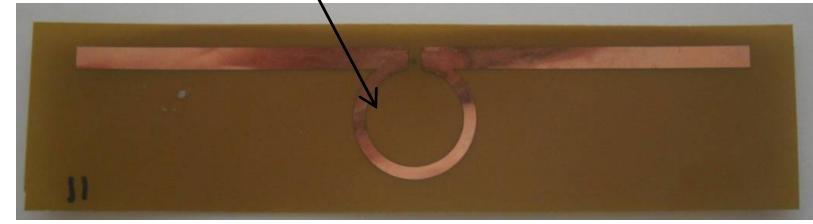
■ Principe



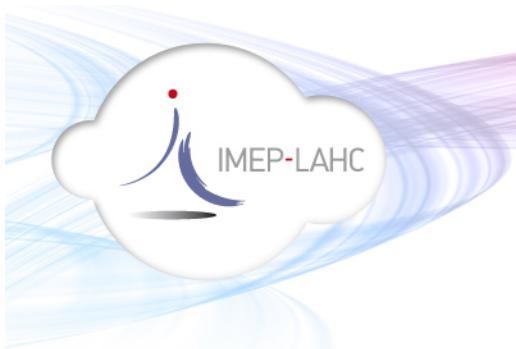
■ Exemple



Vue de face



Vue de dessous



IX. Réseaux

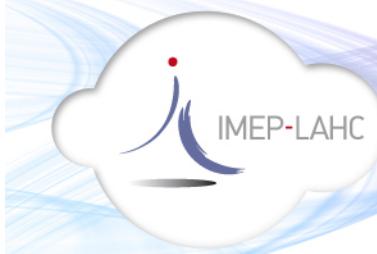


PRINCIPE

L'association de plusieurs éléments rayonnants en réseau permet de combiner leur capacité de rayonnement pour augmenter le gain dans une direction particulière.

On sait que de faire varier la phase relative appliquée en entrée de chacun des éléments autorise le décalage de l'axe du lobe principal de l'antenne globale.

A partir d'un réseau donné, on peut donc faire varier, dynamiquement ou non, l'orientation privilégiée du gain en jouant sur les alimentations des divers éléments.



PERSPECTIVES

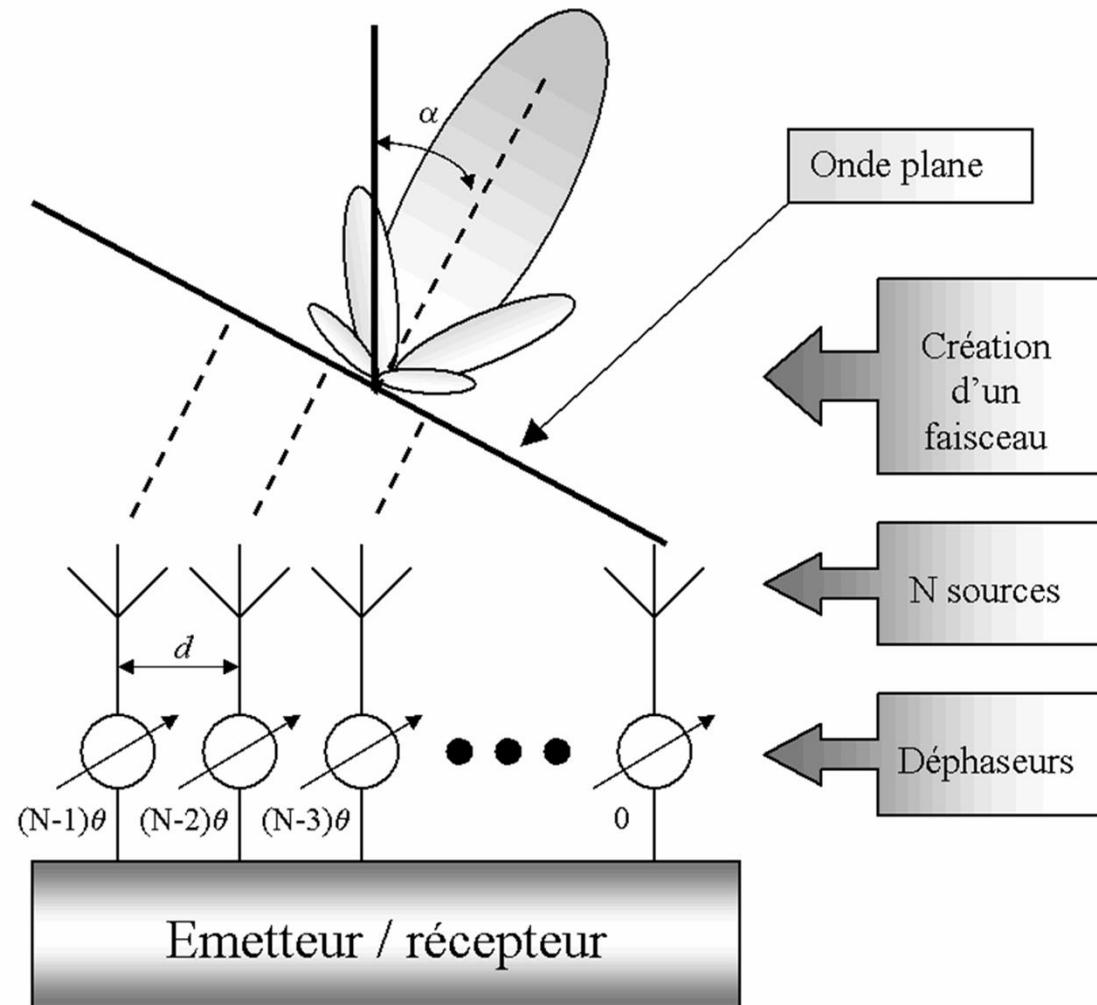
Suivi de cible

Augmentation de capacité

Antennes adaptatives

MIMO

STRUCTURE GENERALE



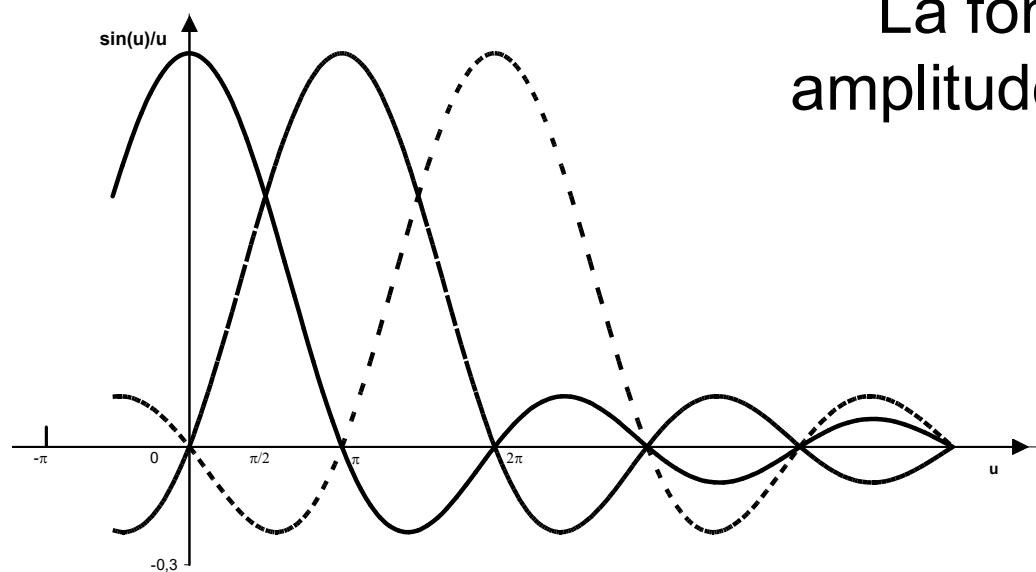
COUVERTURE MULTI-FAISCEAU

Le but est alors de pouvoir couvrir un angle donné par le balayage d'un faisceau de gain élevé (au lieu d'un large faisceau faible gain)



Pour obtenir une couverture optimale, il faut alors que les faisceaux se recoupent au plus à -3 dB

La fonction caractéristique à amplitude constante donne une loi en $\sin u/u$

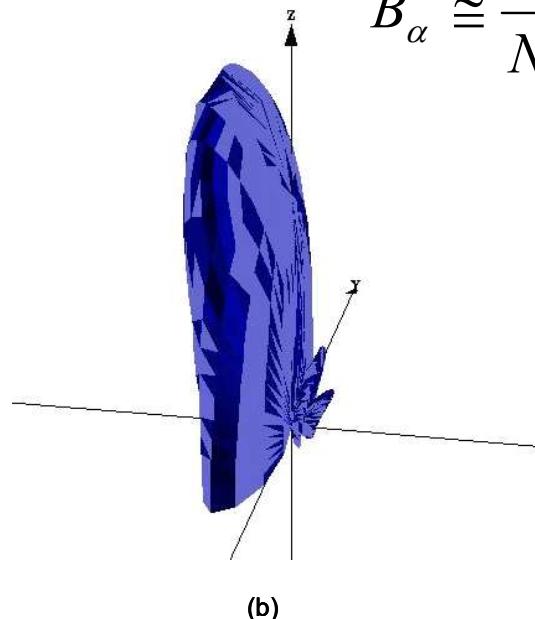
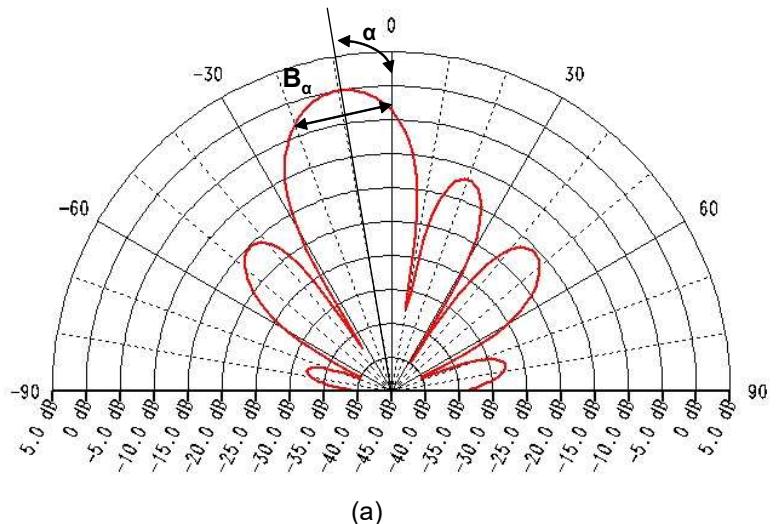


On peut se contenter de valeurs de phases discrètes et non continues

LIMITATION

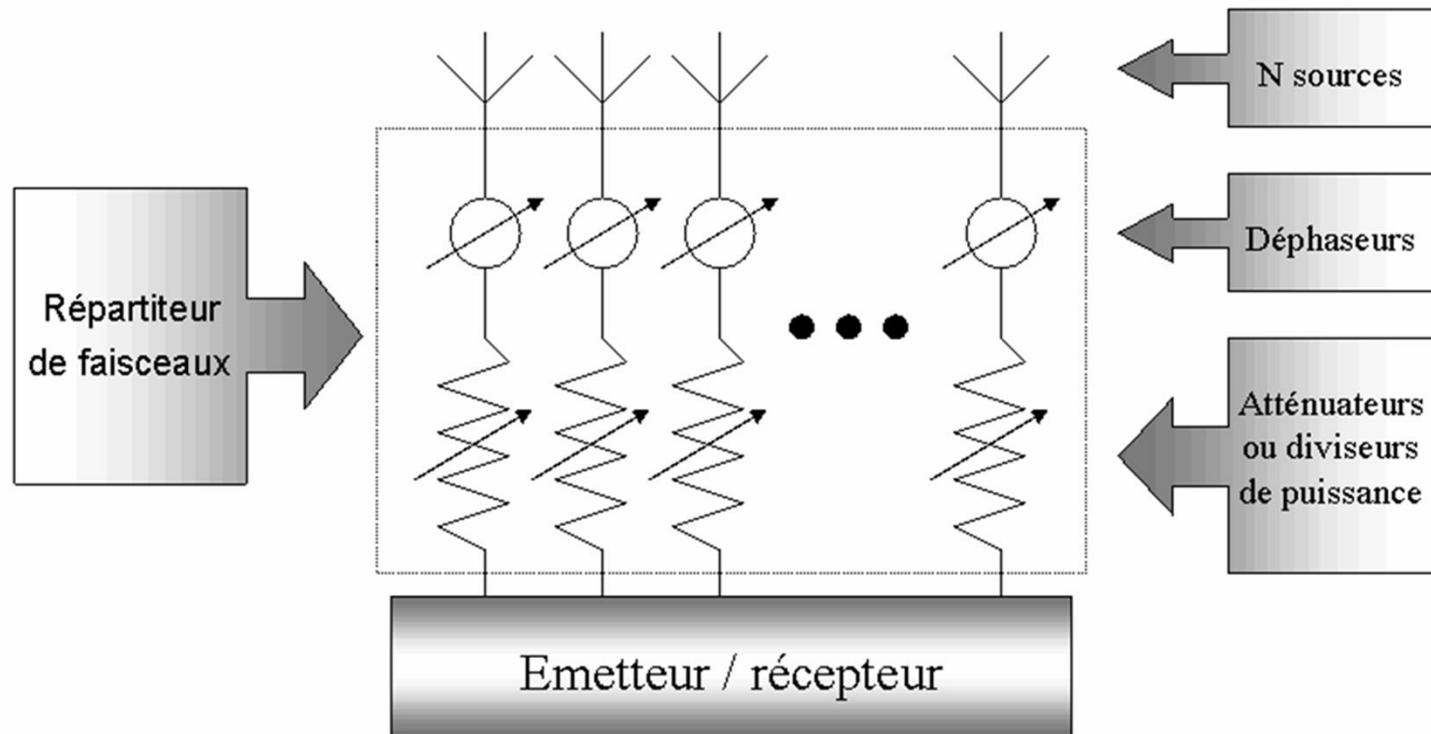
Une relation coexiste entre l'ouverture et le niveau des lobes secondaires : si l'ouverture diminue, le niveau des lobes secondaires augmentent et vice-versa. Pour un réseau d'antennes linéaire de pas d avec un faisceau pointant dans une direction donnée (α) au voisinage de la normale au réseau, et pour un nombre important N d'éléments rayonnants, l'ouverture est donnée par

$$B_\alpha \cong \frac{0,8858\lambda}{Nd \cos \alpha}$$





STRUCTURE GENERALE



Pour diminuer le niveau de lobes secondaires, on peut faire varier l'amplitude des alimentations



pondération d'amplitude

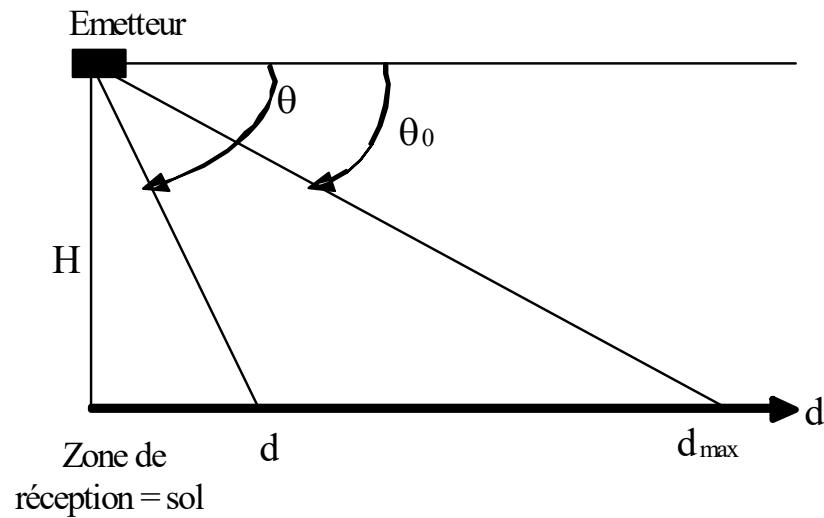
INTERET DE LA PONDERATION D'AMPLITUDE



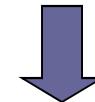
Illustration : l'antenne cosécante-carrée



But : supprimer les zones non couvertes proches des antennes (dues aux lobes secondaires)



$$G(\theta) = \frac{\csc^2(\theta)}{\csc^2(\theta_0)}$$



$$Pr = Pe \cdot Gr \cdot \left(\frac{\lambda H}{2\pi} \right) \sin(\theta_0)$$



ne dépend plus de la distance

ANTENNE COSECANTE CARREE

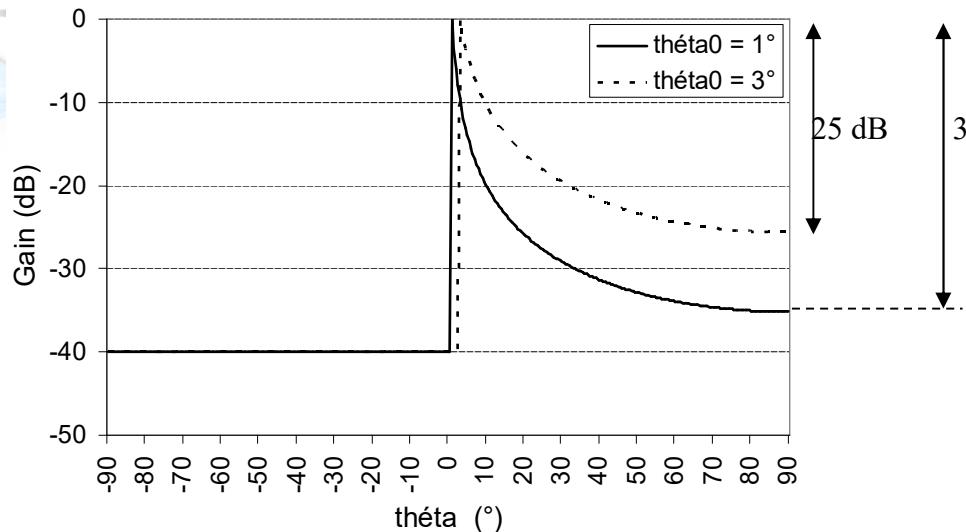


Diagramme théorique

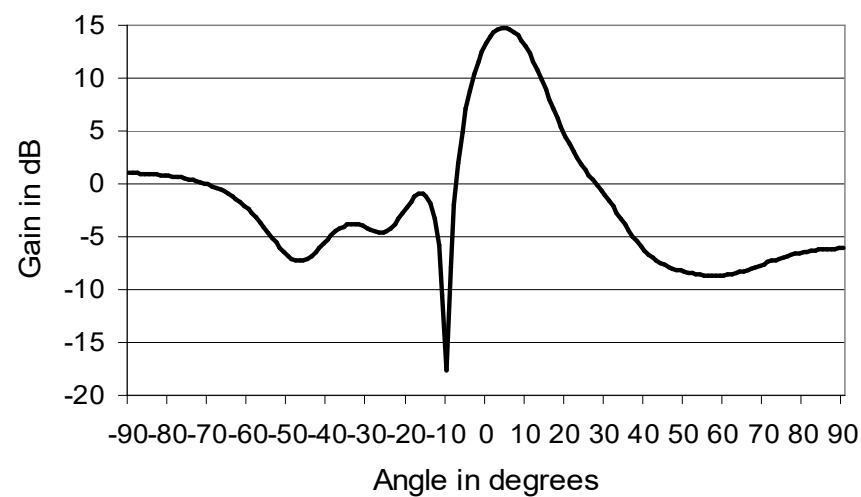
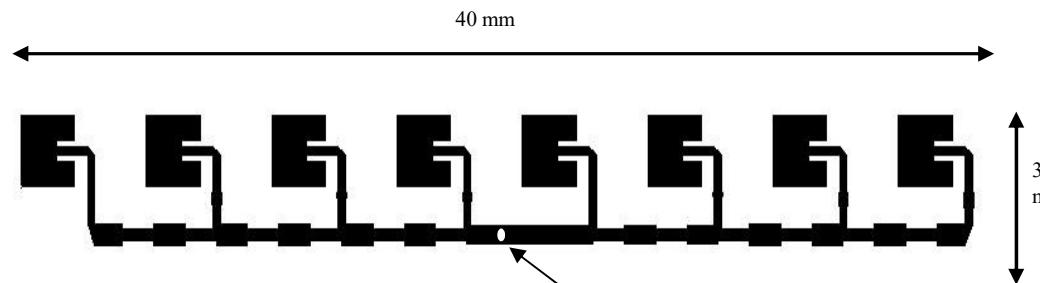


Diagramme réalisé
avec 8 éléments

ANTENNE COSECANTE CARREE

IMEP-LAHC

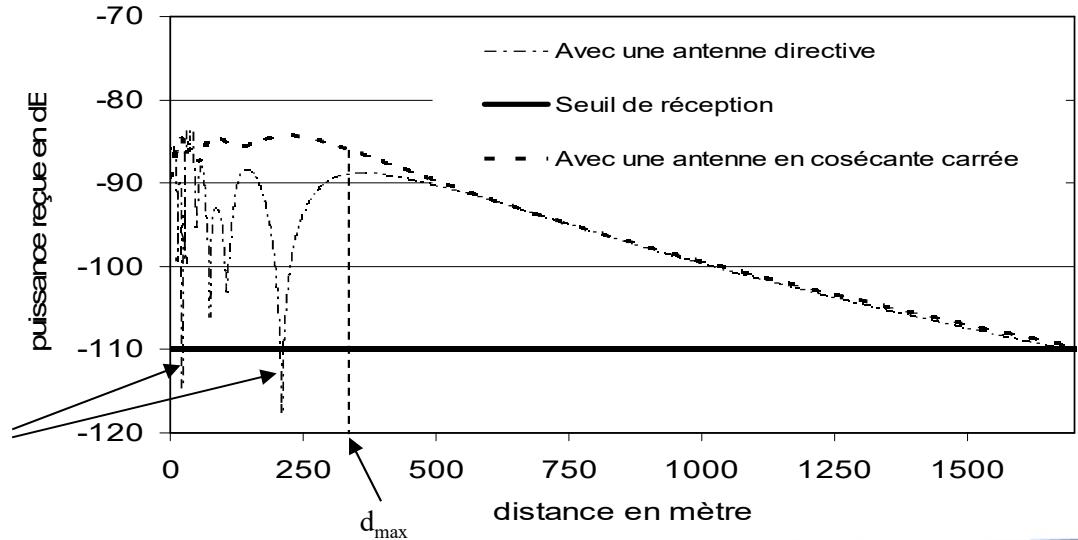
<input type="checkbox"/>							
Amp. 0,15	0,3	0,55	1	1	0,6	0,3	0,15
Phase -50	-25	-40	-33	33	40	50	55



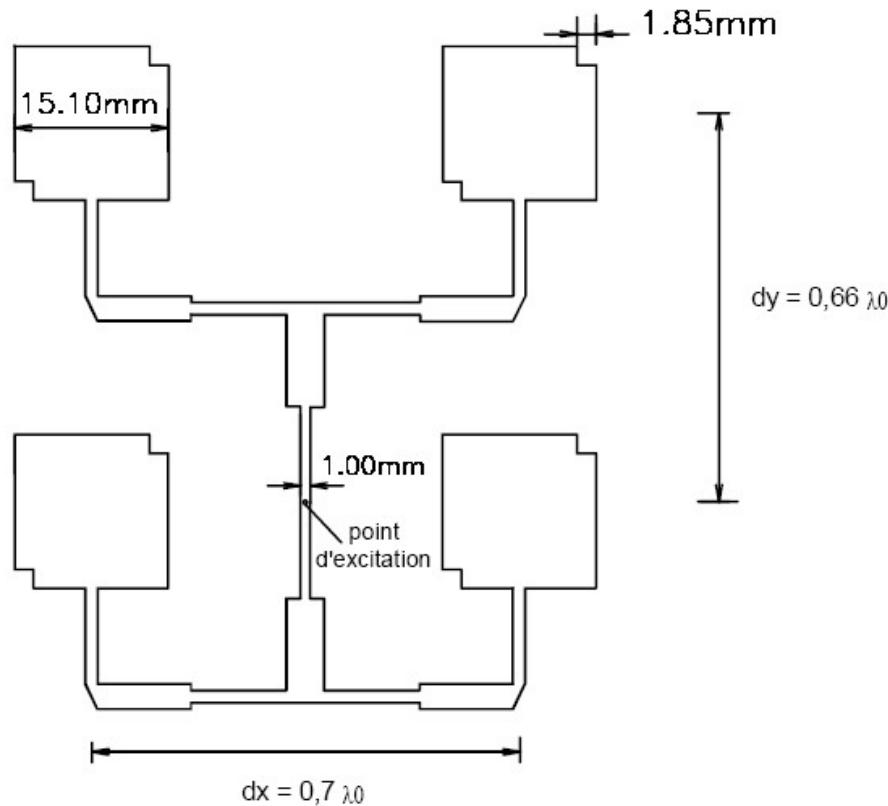
Lois de pondération

Résultats sur la couverture

Zones de non réception



RESEAU DE DISTRIBUTION



En technologie imprimée, les alimentations sont réalisées par les lignes microrubans



Le design de ces lignes doit prendre en compte :

- la stabilité des phases;
- le niveau des amplitudes;
- le minimum de pertes;
- la réduction des couplages parasites.

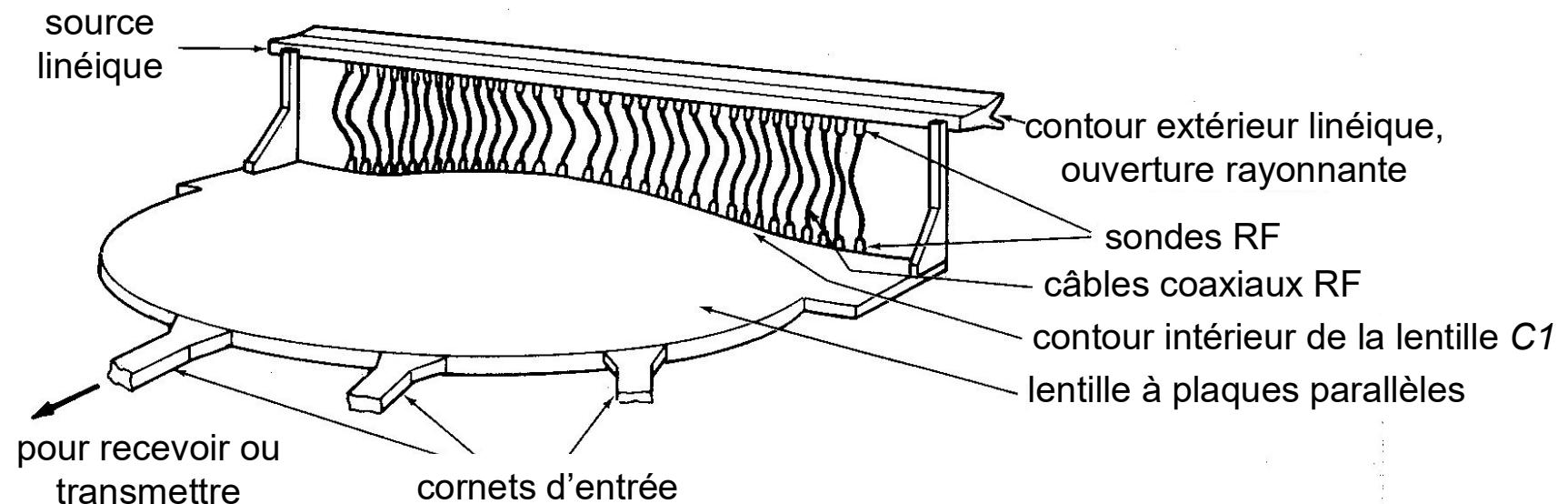
REPARTITEURS DE FAISCEAUX

Si on veut commuter entre divers pointages de faisceaux, on peut soit utiliser des systèmes d'alimentations actifs (amplis variables pour les amplitudes et déphasateurs) ou des circuits passifs. Dans ce dernier cas, pour chaque direction de lobe désirée, il faudrait en théorie un circuit de distribution différent. En réalité, on utilise des circuits permettant, suivant l'entrée choisie, d'appliquer les phases voulues aux antennes. C'est ce que l'on appelle les répartiteurs de faisceaux passifs.

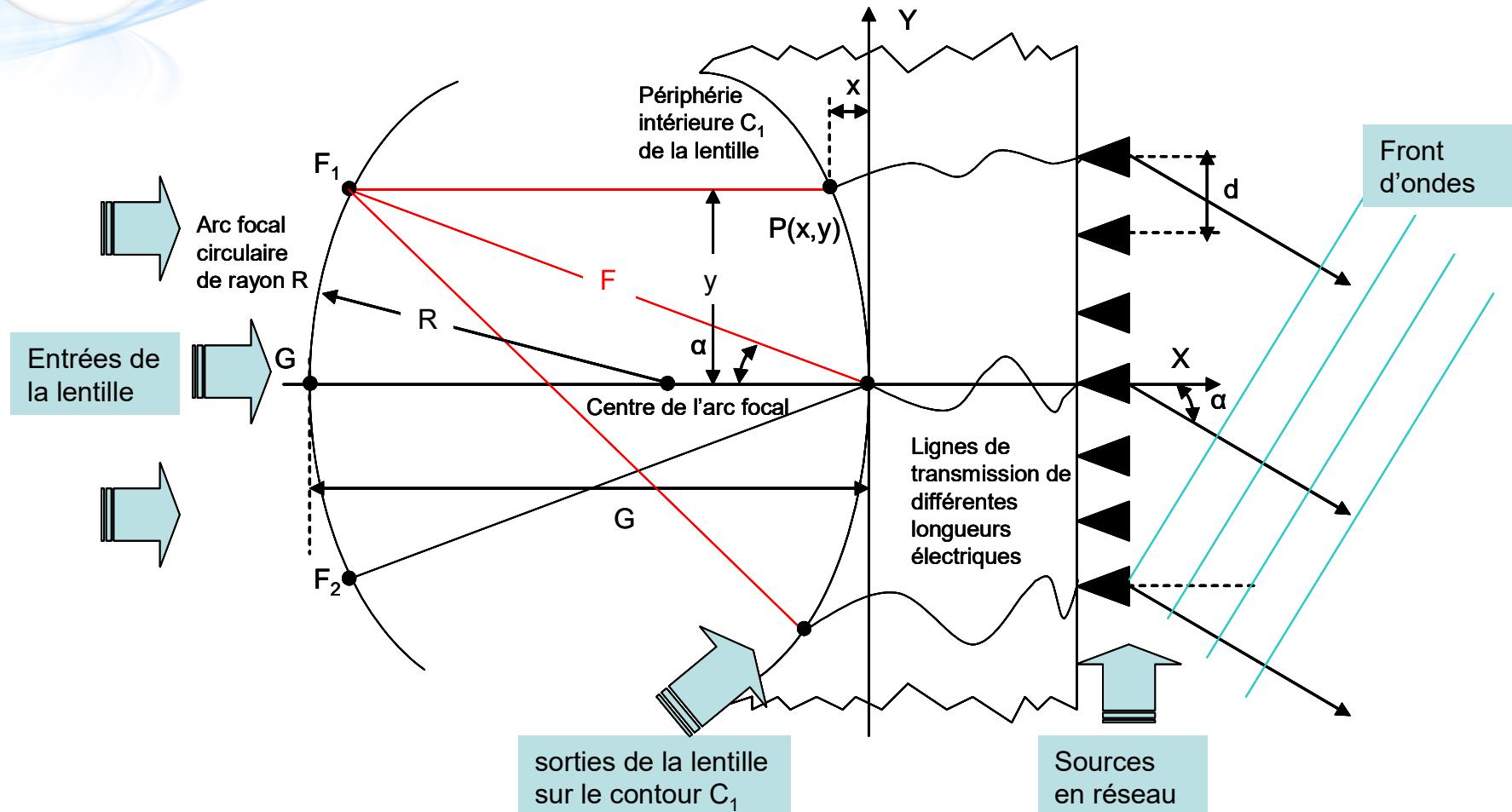
- ➡ les types quasi-optiques, entraînant un arrangement hybride, soit d'un réflecteur, soit d'un objectif de lentille avec un réseau d'antennes,
- ➡ les types circuits en technologie microruban (microstrip), ligne suspendue (stripline) ou encore en guides d'onde.

LA LENTILLE DE ROTMAN

Type quasi-optique

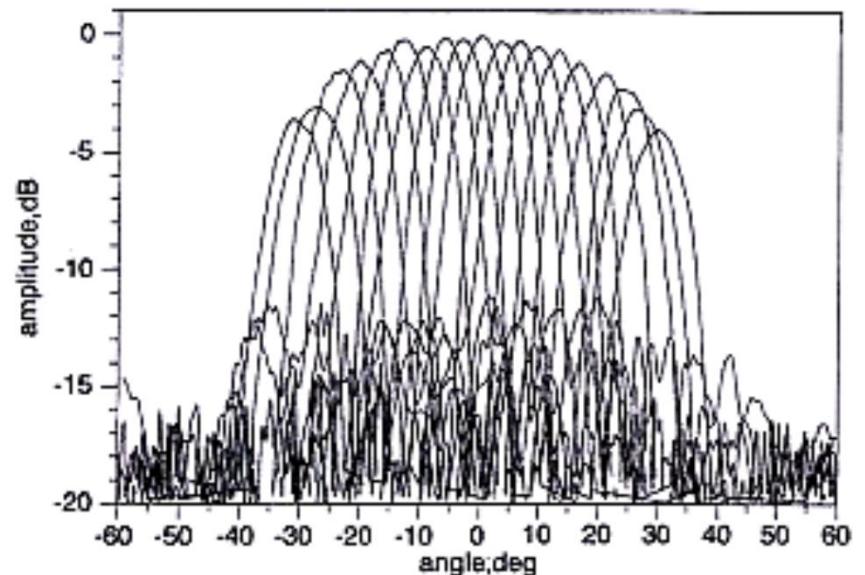
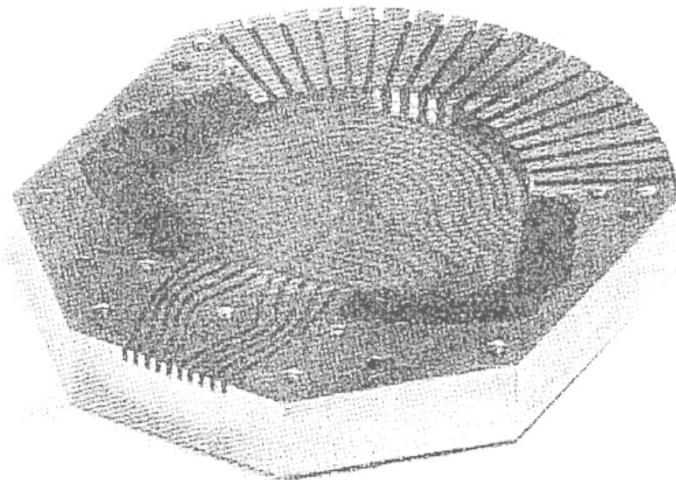


LA LENTILLE DE ROTMAN



LA LENTILLE DE ROTMAN

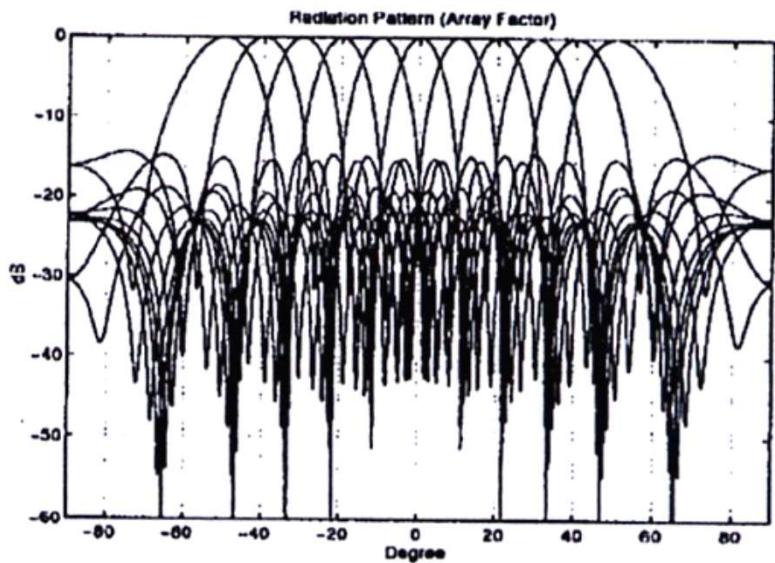
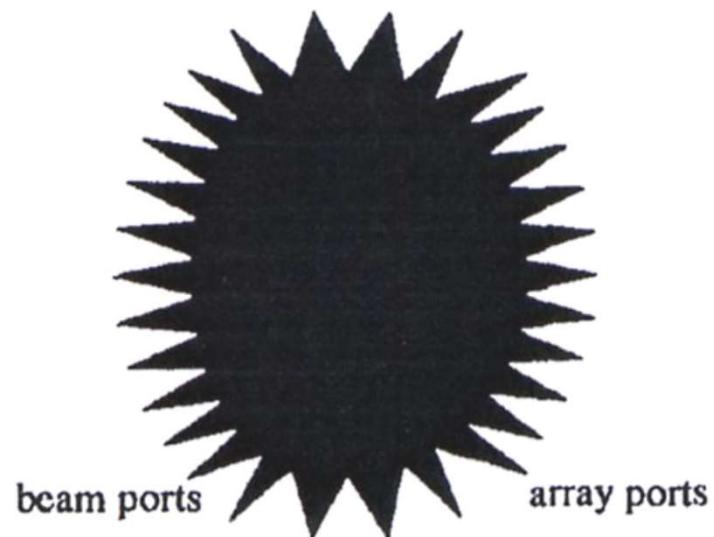
Exemple de système radar à 94 GHz



10 antennes, couverture +30/-30° par pas de 3,3°

LA LENTILLE DE ROTMAN

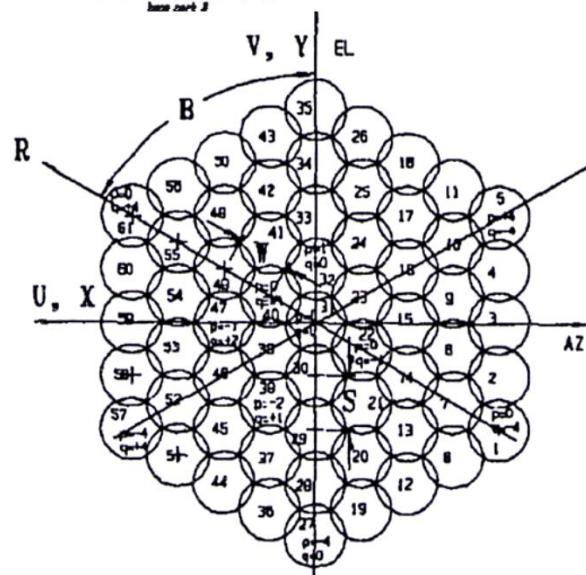
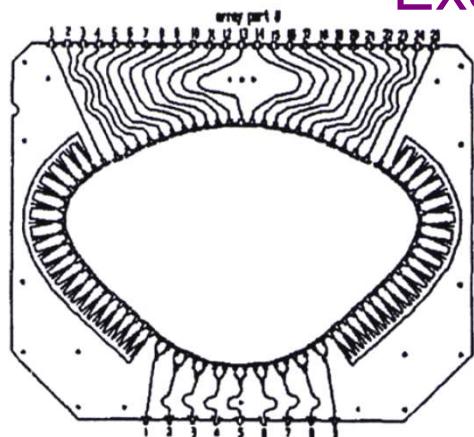
Exemple de système de communications indoor 27 à 30 GHz



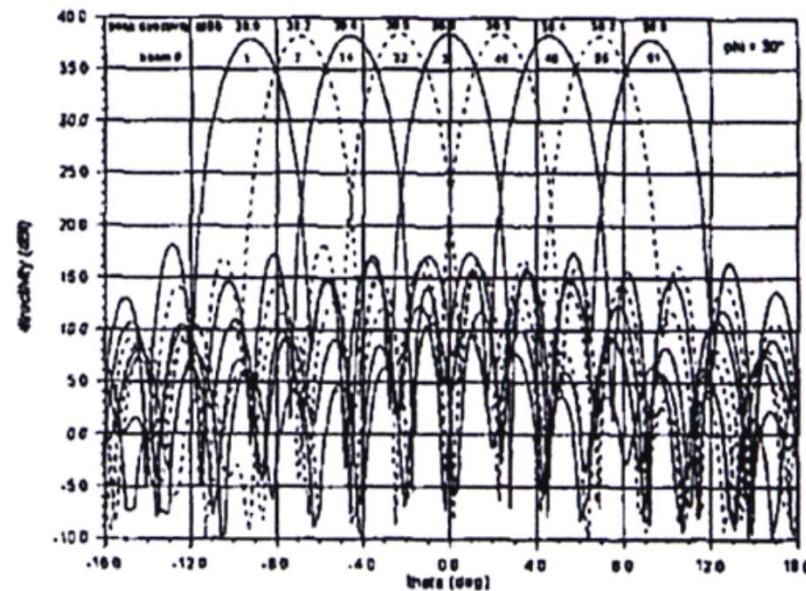
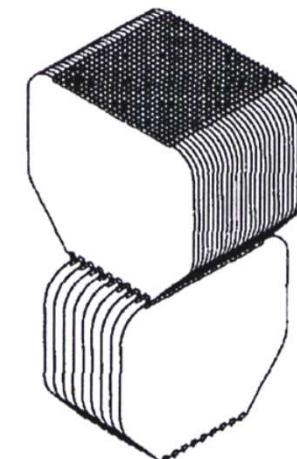
Transposition du principe en technologie imprimée :
11 antennes, couverture $+60/-60^\circ$ par pas de 15°

LA LENTILLE DE ROTMAN

Exemple en technologie stripline



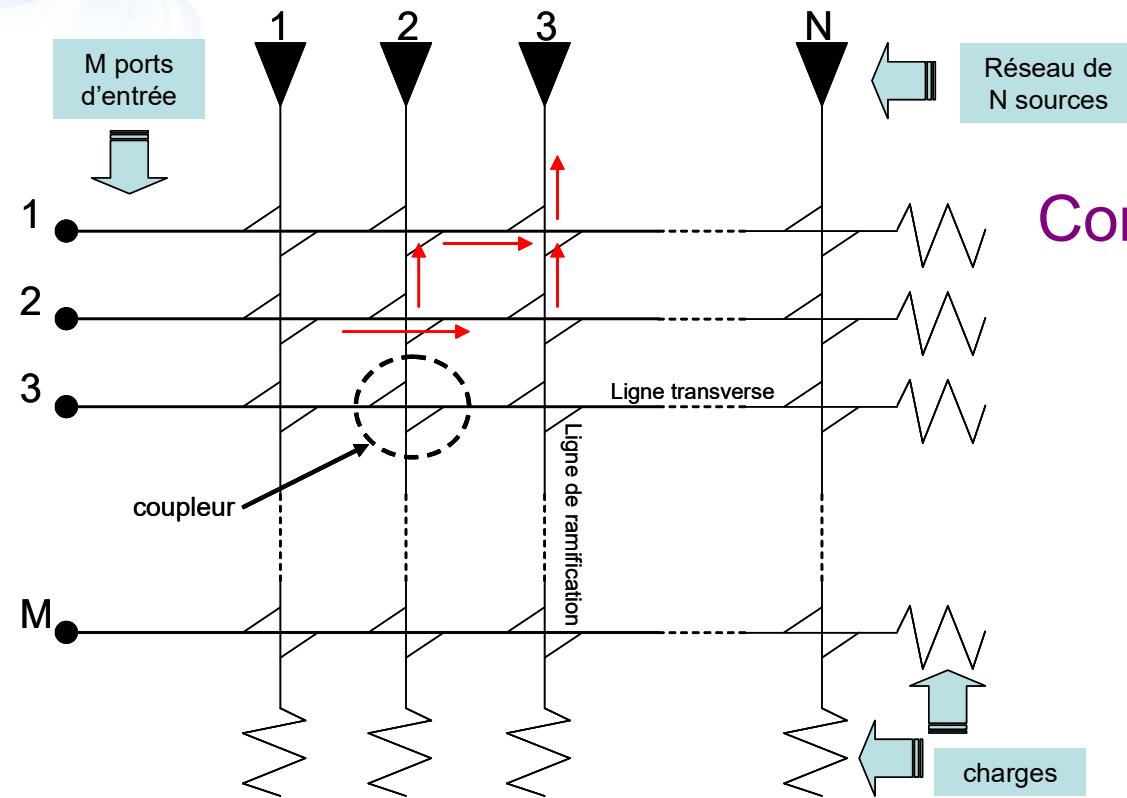
Répartition en lignes et colonnes :
9 entrées, 25 sorties
dépointage en 2D



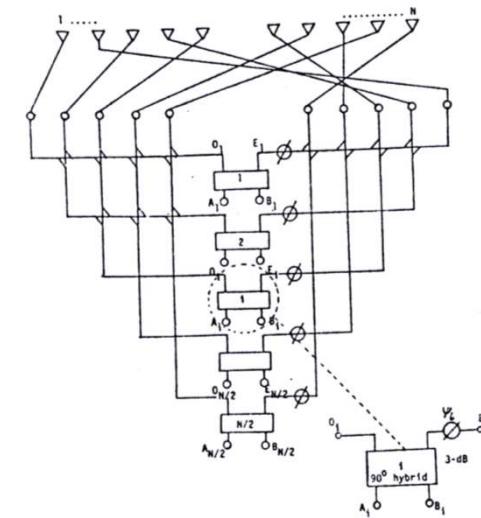


LA MATRICE DE BLASS

Type circuit



Conception très complexe



LA MATRICE DE BLASS

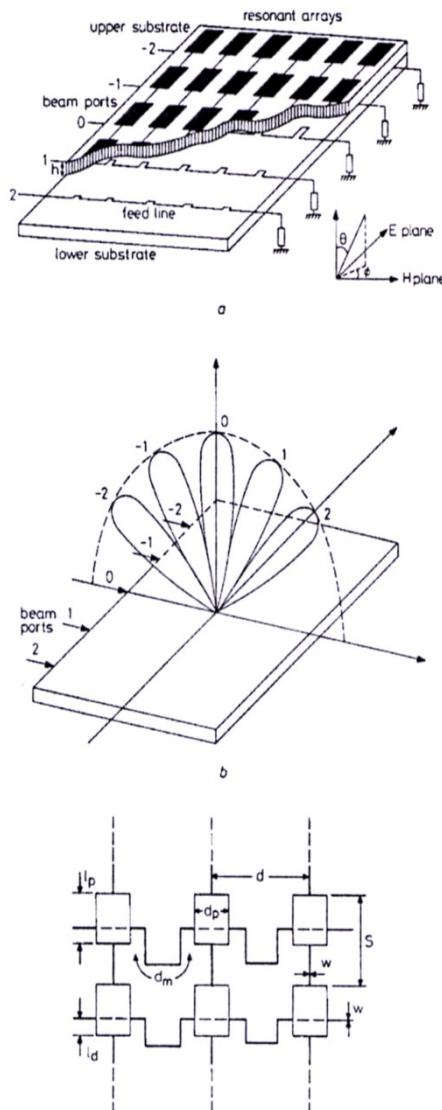
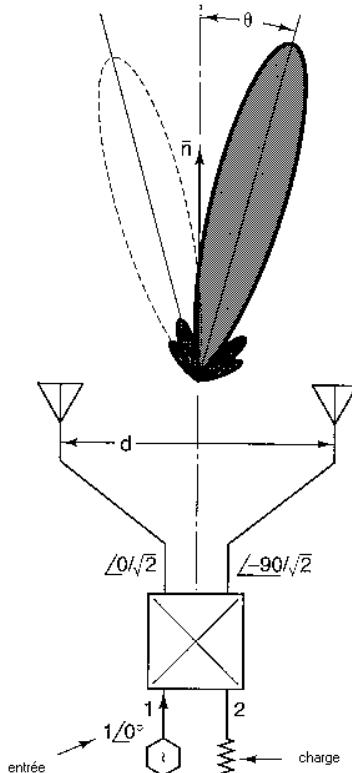


Table 1: Gain budget for 6×7 element array

Beam number	+2	+1	0	-1
Beam angle (degrees)				
measured	56	29	1	-23
predicted (eqn. 1)	50	25	2	-23
Calculated directivity (dBi)	19.6	21.9	22.3	21.1
Losses (dB)				
load loss	0.6	1.0	1.0	0.9
loss to other beam ports	0.3	0.7	0.1	0.0
resistive loss	1.7	1.4	1.7	1.1
input VSWR loss	0.8	0.2	0.3	0.1
Total loss (dB)	3.4	3.3	3.1	3.1

LA MATRICE DE BUTTLER

Type circuit (parallèle)



(a)

gradients (ϕ_m) :

matrice binaire :

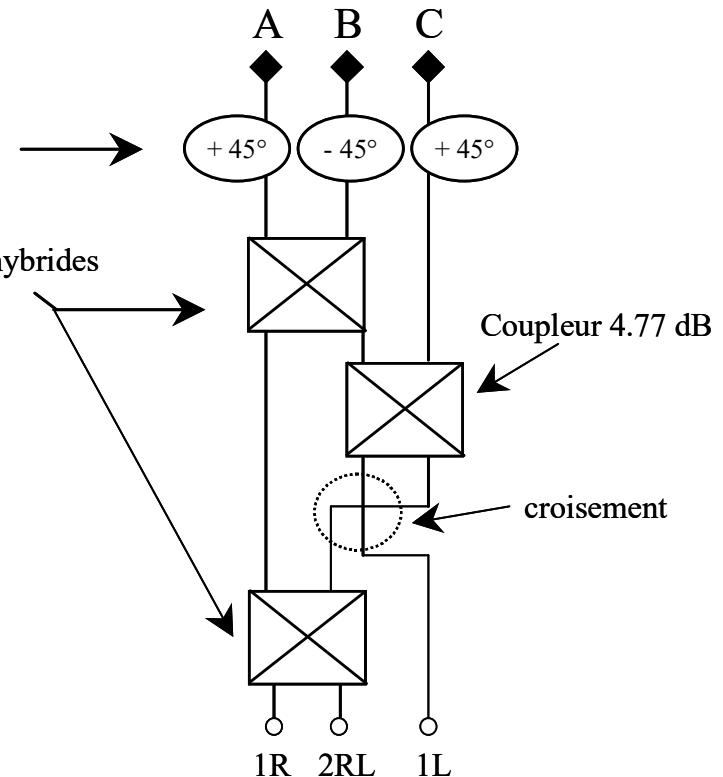
- 1R : $+90^\circ$
- 1L : -90°

matrice non-binaire :

- 1R : $+60^\circ$
- 2R-L : -180°
- 1L : -60°

Phases fixes

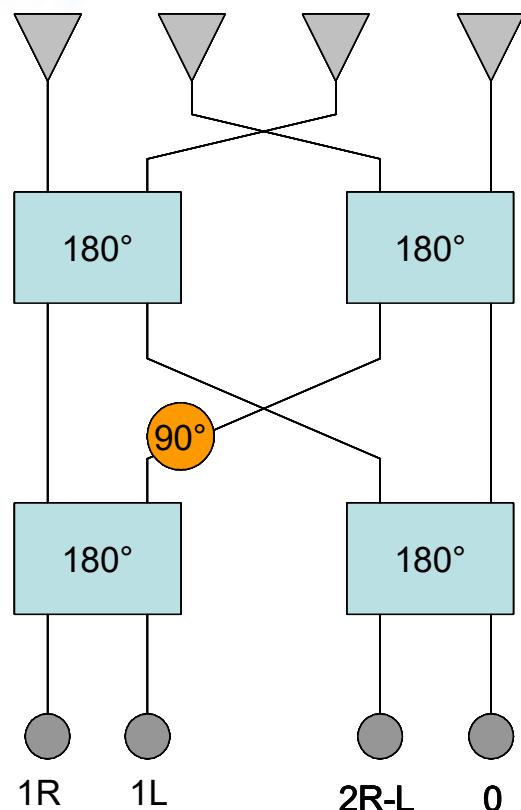
3 dB 90° hybrides



(b)



LA MATRICE DE BUTTLER



(a)

Gradients de phase des matrices 4x4

Standard

1R : $+45^\circ$ / 1L : -45°
 2R : $+135^\circ$ / 2L : -135°

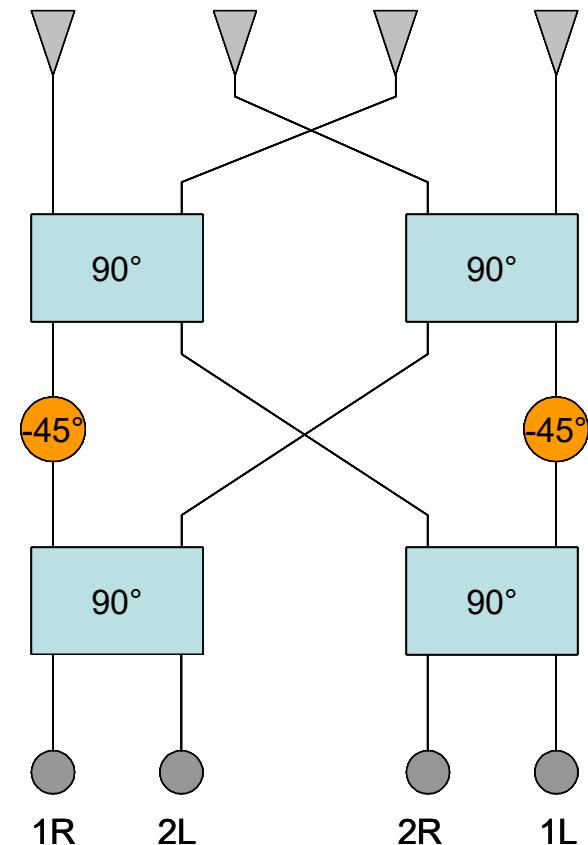
Non standard

1R : $+90^\circ$ / 1L : -90°
 2R-L : 180° / 0 : 0°

← déphasateurs →

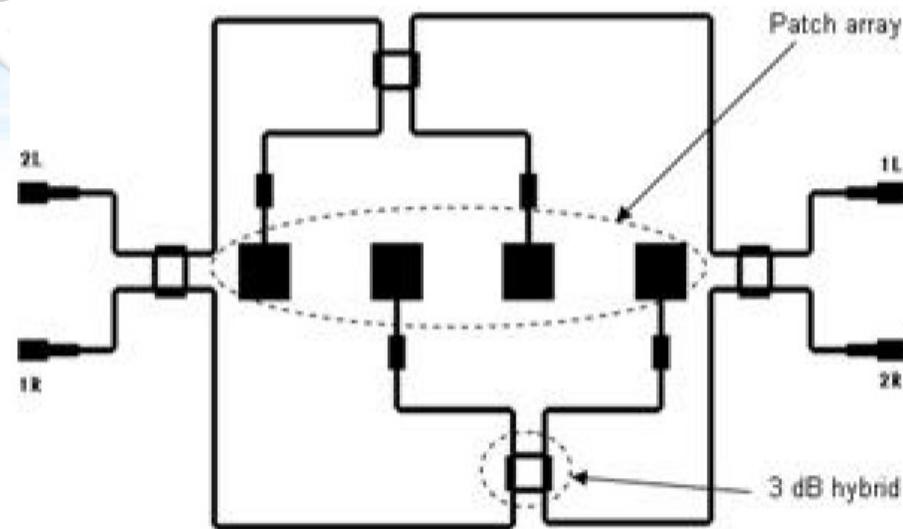
← coupleurs 3-dB →

← entrées RF →

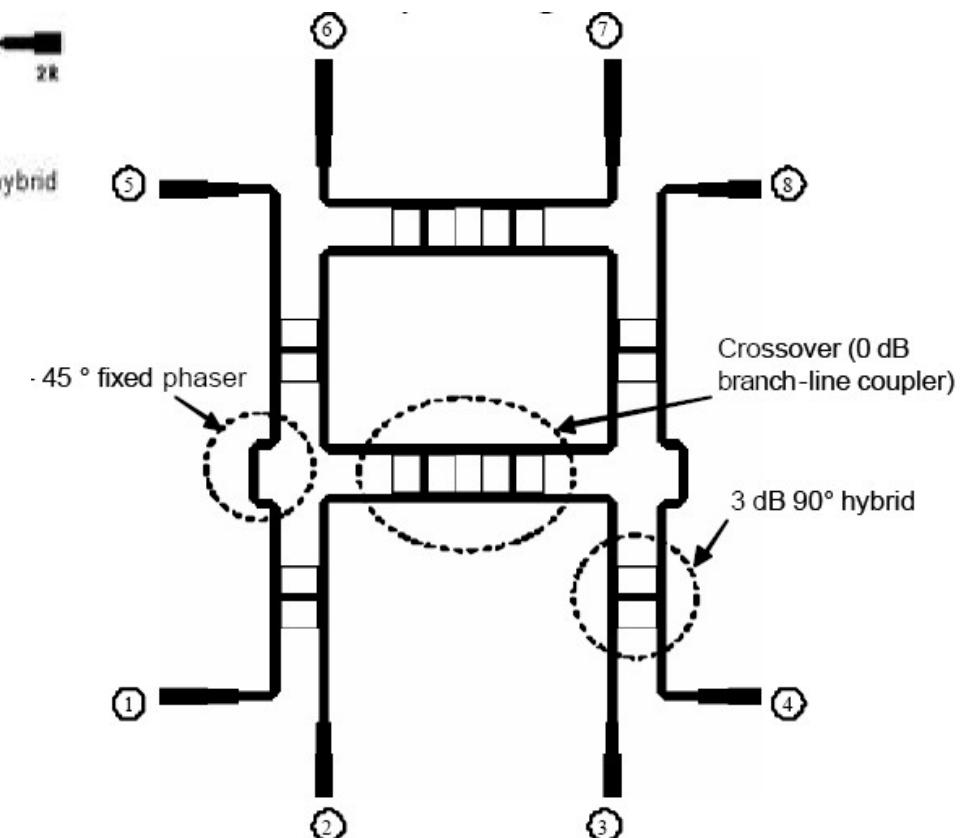


(b)

LA MATRICE DE BUTTLER



Matrices 4x4 sans croisements



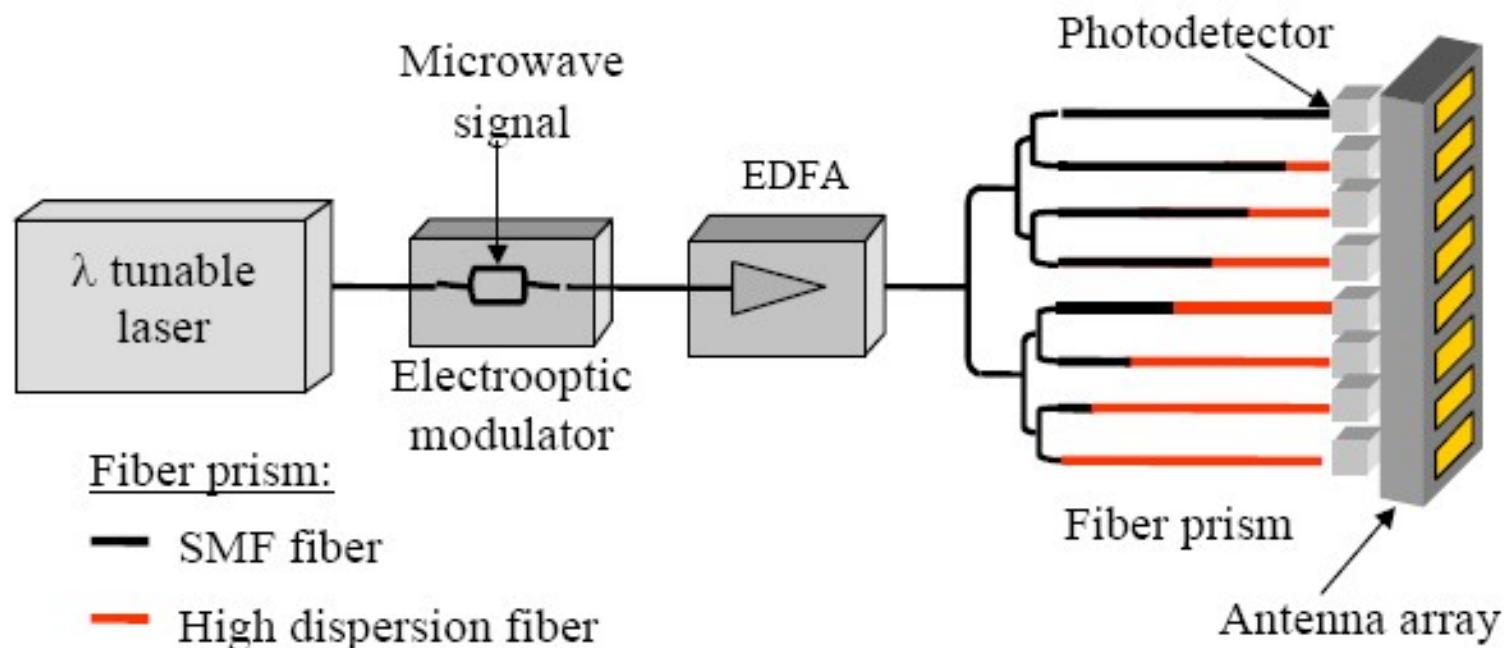
COMPARATIF

Type de répartiteur de faisceaux	Gamme de couverture typique	Taille d'ouverture typique	Niveau des lobes secondaires typique	Capacité de la bande passante	Efficacité typique
Lentille de Rotman	$\pm 45^\circ$	10λ	-20 dB	4:1	> 63%
Matrice de Blass	$\pm 60^\circ$	15λ	-13 dB	< 1%	75%
Matrice de Butler	$\pm 60^\circ$	16λ	-13 dB	> 2:1	40% pour une matrice 32x32

Large bande : Rotman
 Peu de faisceaux (2 ou 3) : Blass
 Tout autre cas : Buttler

SYSTEME OPTIQUE

Tout le système de distribution est réalisé par des fibres optiques réalisant les retards, reliés à des photodiodes fournissant la puissance voulue.





Conclusions