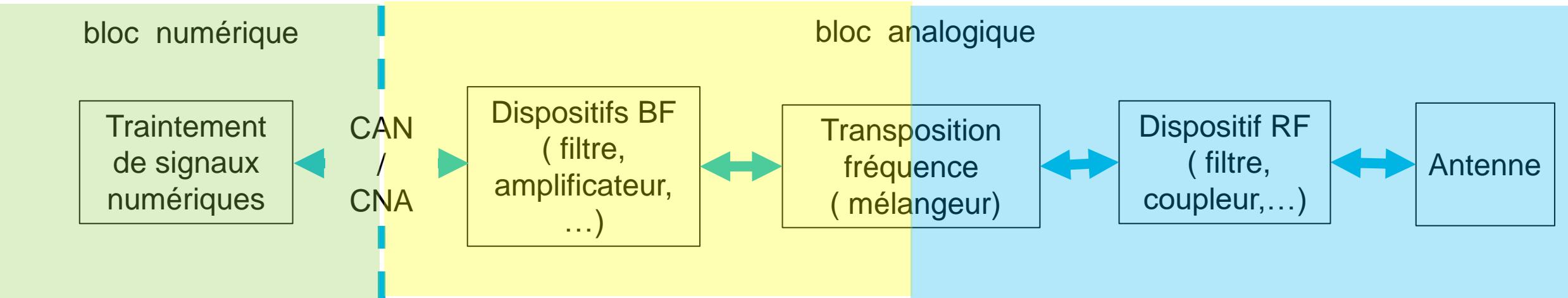


TAF OPE  
UE PCPO

*Propagation RF guidée &  
rayonnement*

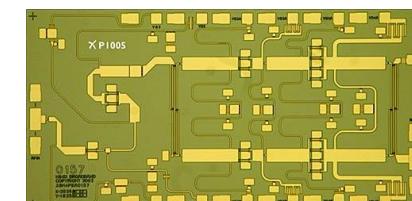
François GALLEE  
Département Micro-ondes

# □ PROPAGATION RF GUIDÉE



➤ Principaux supports de propagation guidée:

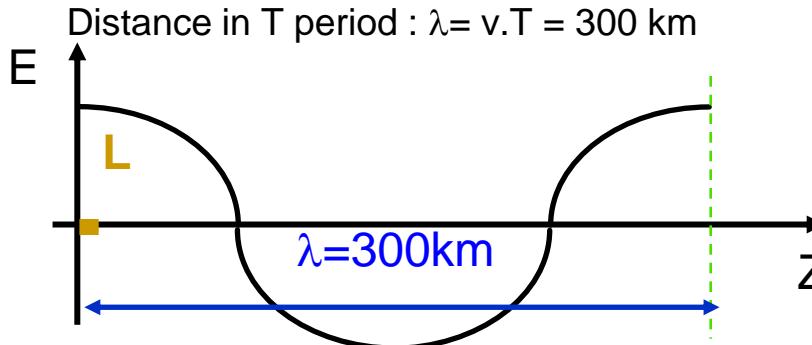
- Câble coaxial
- Guide d'onde
- Ligne micro-ruban



Soit un support de propagation  $L = 30\text{cm}$  et  $v = c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$

$F = 1\text{KHz}$

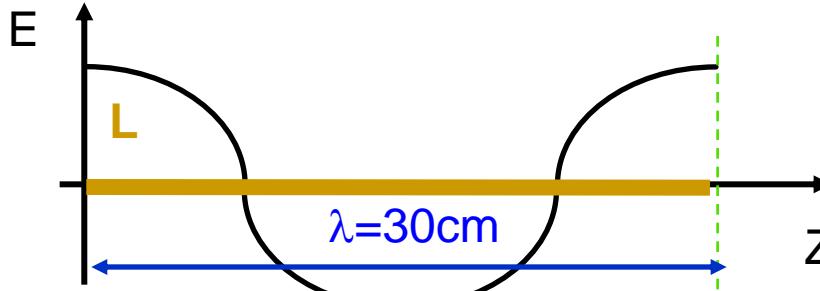
Period  $T = 1/F = 1\text{ms}$



$F = 1\text{GHz}$

Period  $T = 1/F = 1\text{ns}$

Distance in T period :  $\lambda = v \cdot T = 30 \text{ cm}$



Seulement une dépendance en  $e^{j\omega t}$



Electronique BF

dépendance en

$e^{j\omega t}$



Electronique RF

et

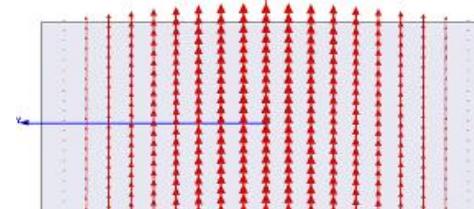
$e^{-\gamma z}$

**Un mode est une solution d'une équation de propagation, équation différentielle ou à dérivées partielles. (source wikipédia)**

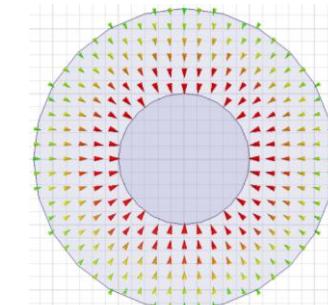
- Comment se représenter physiquement un mode ?
- Par quoi est représenté un mode?

A chaque mode est associé :

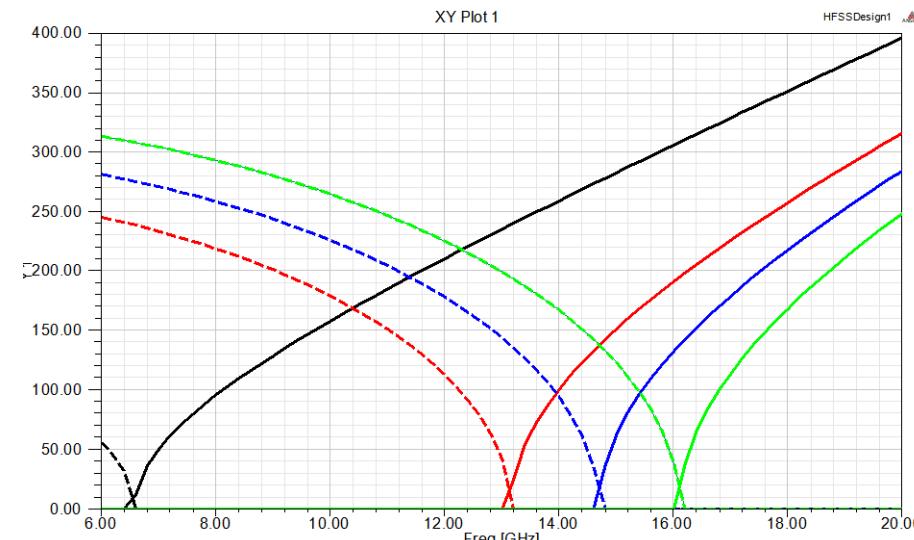
- Une distribution du champ électromagnétique
- Un diagramme de dispersion (constante de propagation en fonction de la fréquence)



Guide rectangulaire



Câble coaxial



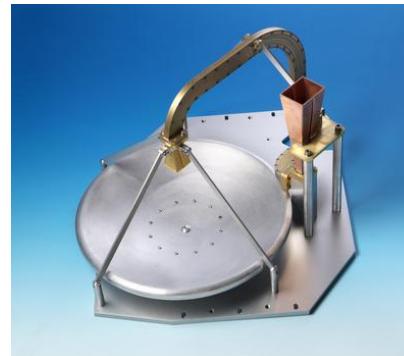
# guide rectangulaire

6

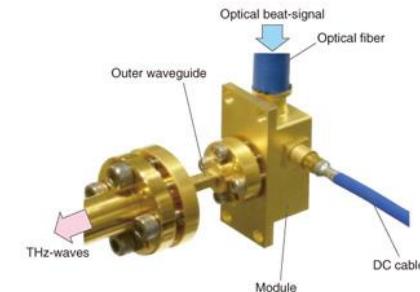
Interconnexions à très hautes fréquences (faible pertes)



Guides rectangulaires



Antenne en bande millimétrique



Mélangeur optique/RF(TeraHertz)

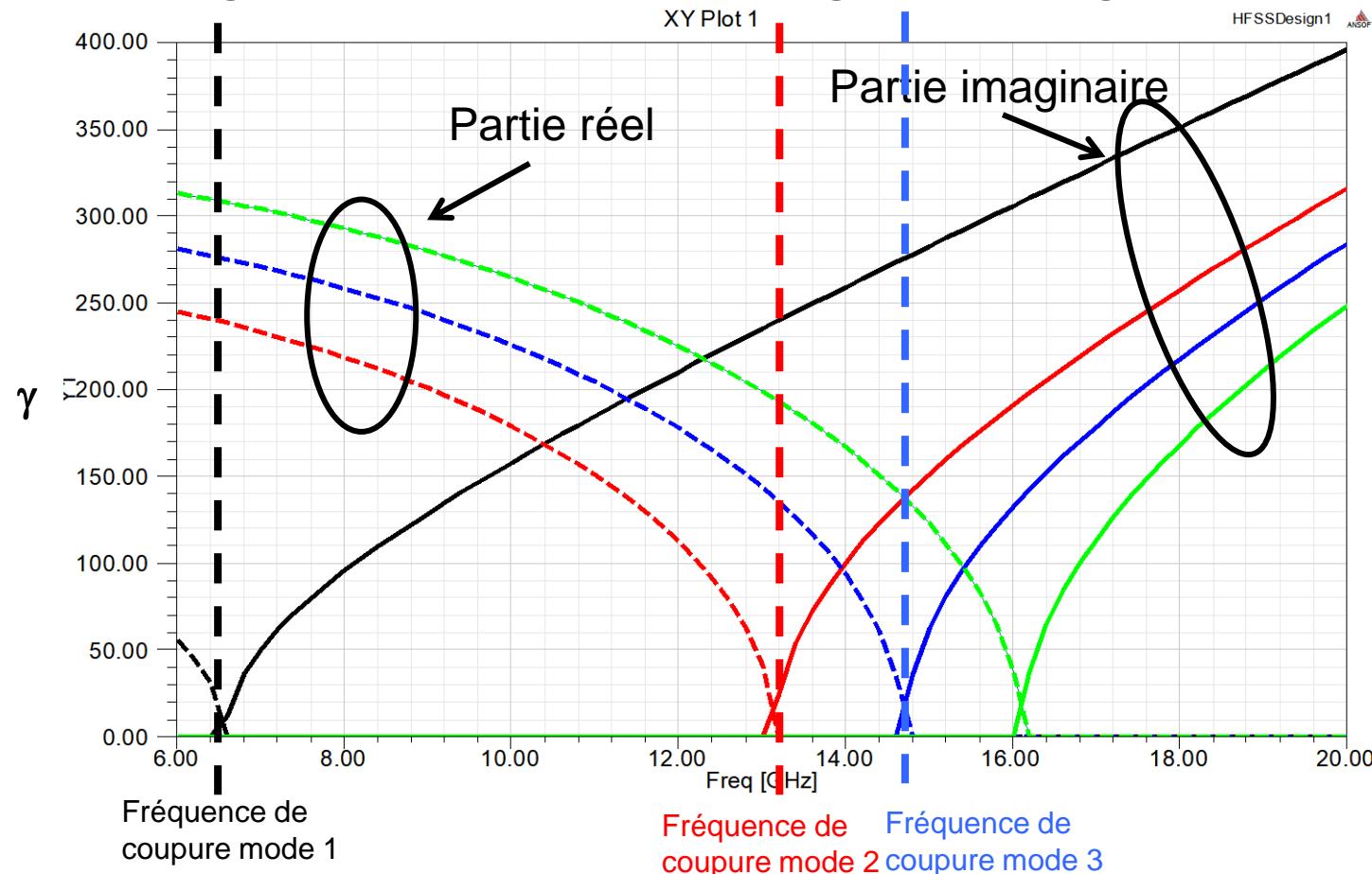
interconnexions pour des applications « forte puissance »



Radar de contrôle aérien

# guide rectangulaire

## ■ Diagramme de dispersion d'un guide rectangulaire



$$E = E_0 \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-\gamma z}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

$\gamma$  réel

$$\downarrow \quad \gamma = \alpha$$

Onde  
évanescante

$\gamma$  imaginaire

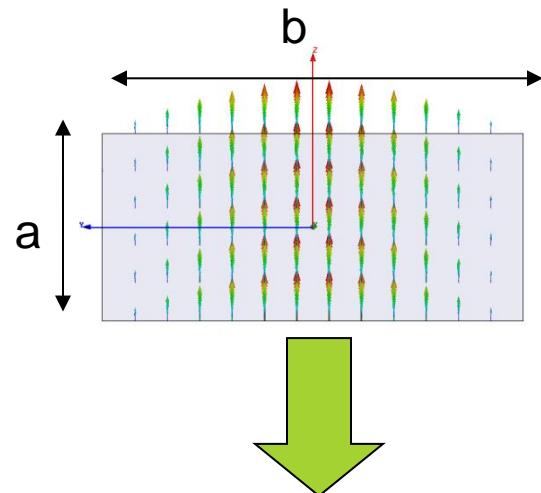
$$\downarrow \quad \gamma = j\beta$$

Onde  
progressive

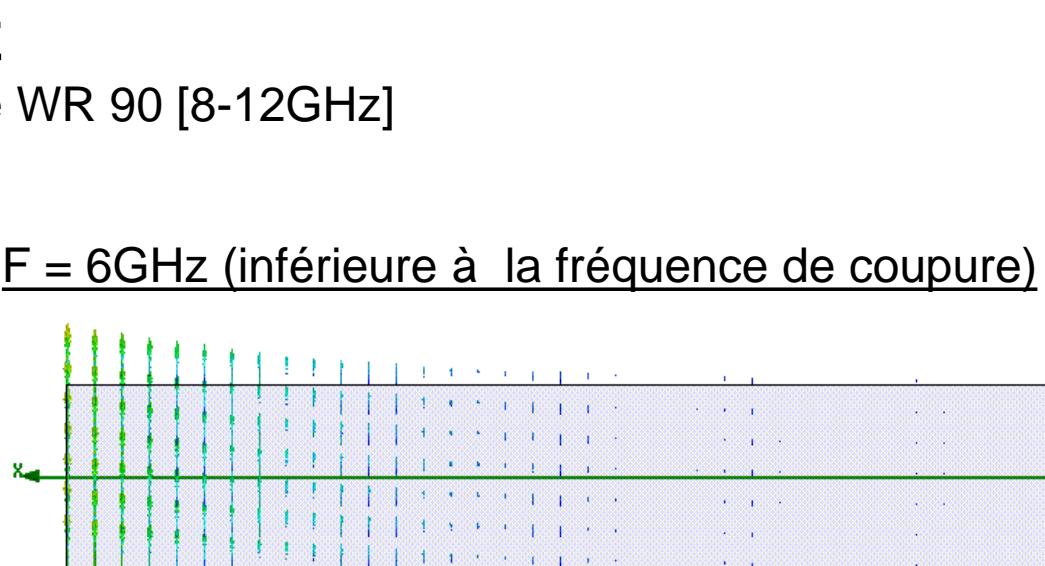
# guide rectangulaire

## ■ Propagation du mode TE

Guide d'onde WR 90 [8-12GHz]



F = 6GHz (inférieure à la fréquence de coupure)



**Fréquence de coupure**

For a  $\text{Te}_{mn}$  mode

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}$$

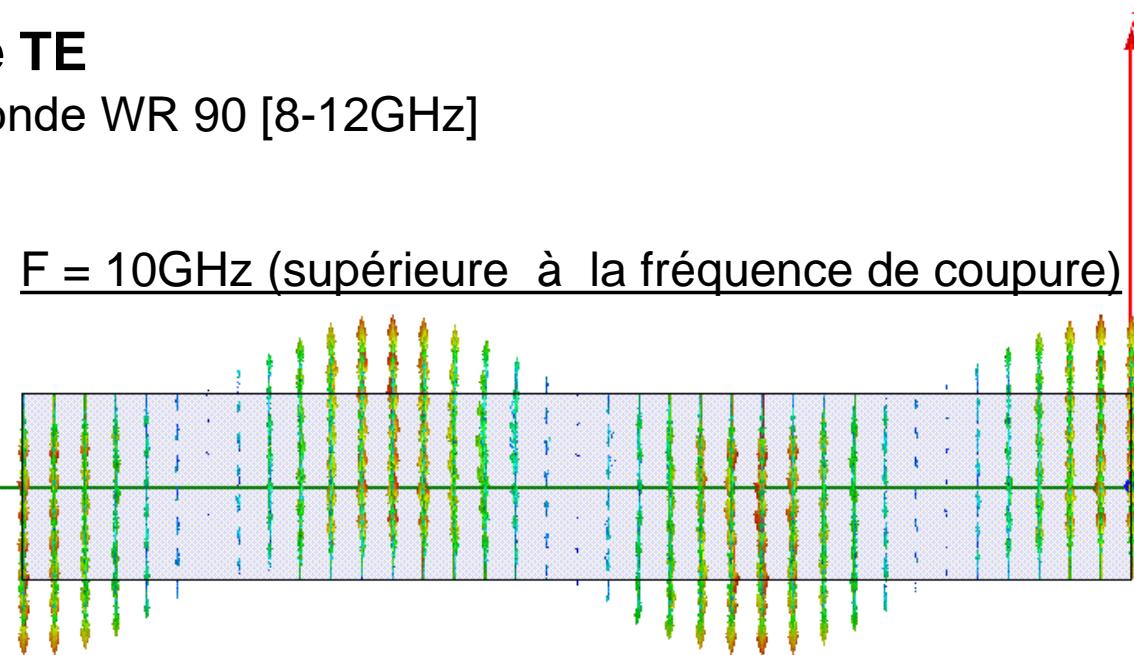
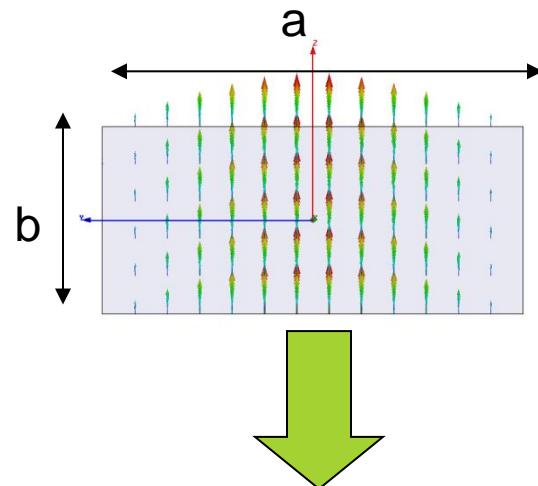
$F_c = 6,6\text{GHz}$

 **Onde evanescante**

# guide rectangulaire

## ■ Propagation du mode TE

Guide d'onde WR 90 [8-12GHz]



**Fréquence de coupure**

$$f_{c_{mn}} = \frac{c}{2\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}$$

$$F_c = 6,6\text{GHz}$$



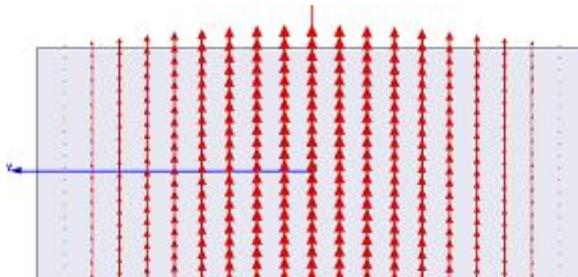
**Onde progressive**

## ■ Structure multi-modes

Premier mode

TE01

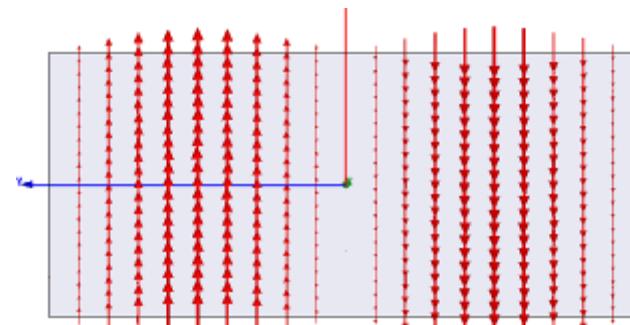
WR90 : fréquence de coupure = 6.6GHz.



Second mode

TE02

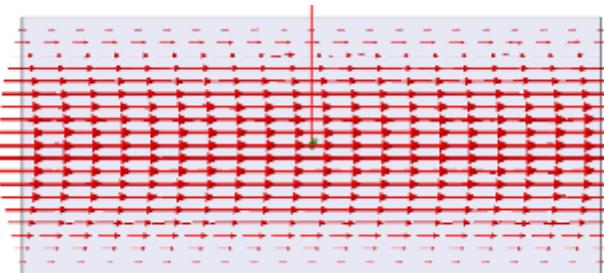
WR90 : fréquence de coupure = 13.1 GHz.



Troisième mode

TE10

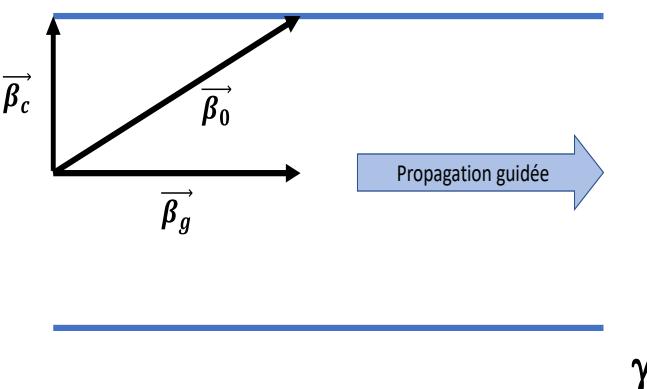
WR90 : fréquence de coupure = 14.8GHz.



# guide rectangulaire

11

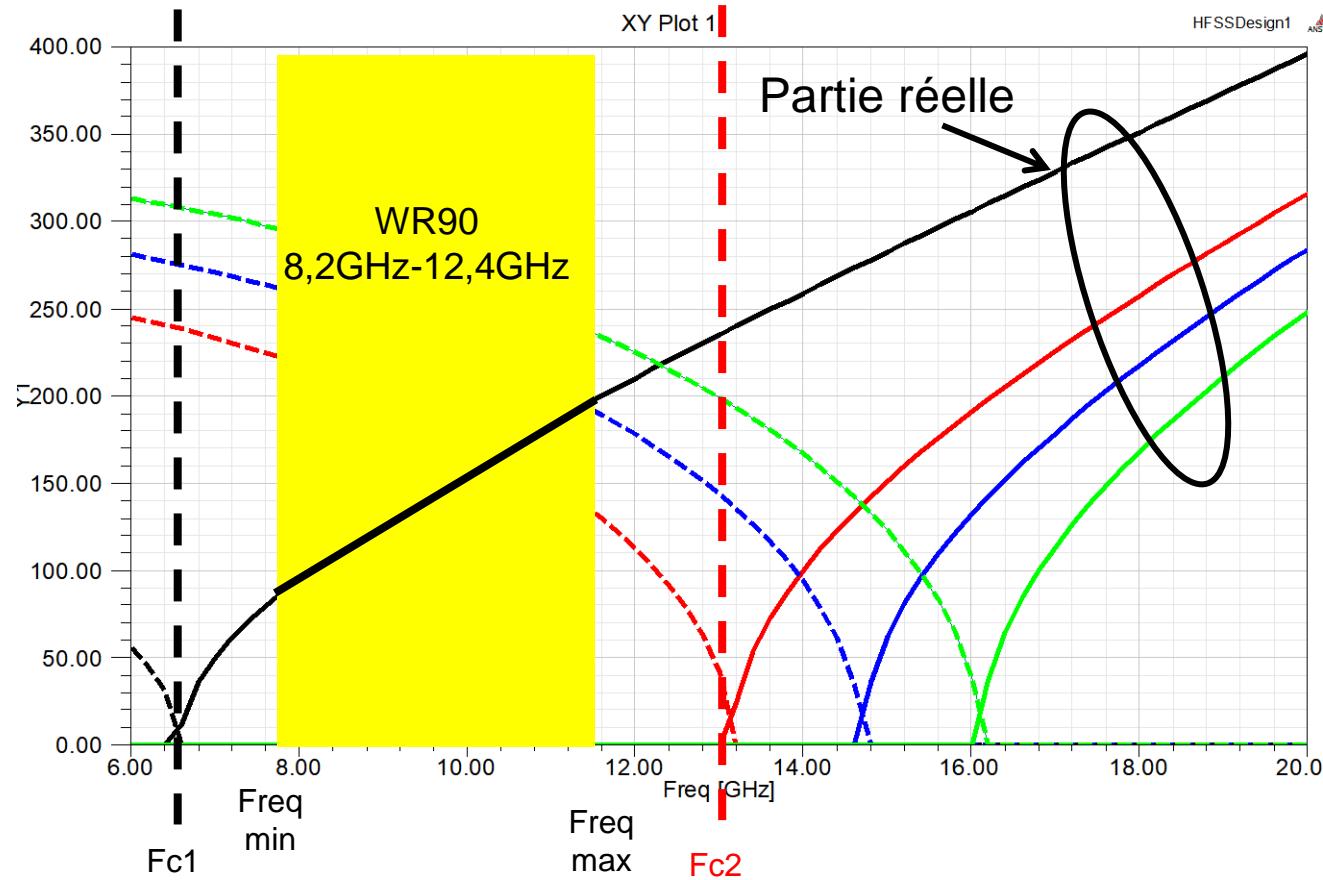
## Conditions de propagation sans dispersion



$$\beta_g = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2}$$

Si freq  $\rightarrow \infty$   
 $\beta_g \rightarrow \beta_o$

Propagation en  
espace libre



Freq min > Fc1  
Faibles pertes

Freq max < Fc2  
Pas de risque de propagation de modes supérieurs

variation linéaire  
de la constante de propagation  
Vitesse de groupe constante

## ■ Guide monomode

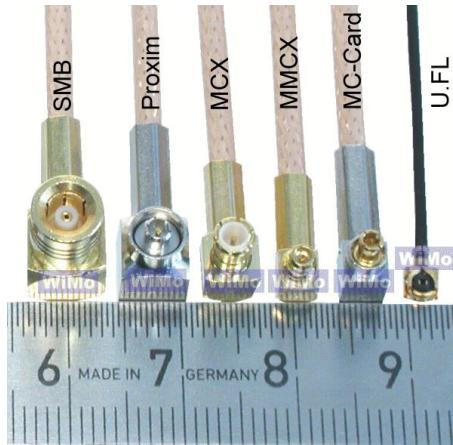
Pour éviter les phénomènes de dispersion, les guides standards sont définis pour une certaine bande de fréquence (seulement le premier mode : TE01)

Frequency band	Standard waveguide	Frequency limits (GHz)	Inside dimension (inches)
X band	WR-90	8.2 to 12.4	0.900 x 0.400
Ku band	WR-62	12.4 to 18.0	0.622 x 0.311
K band	WR-42	18.0 to 26.5	0.420 x 0.170
Ka band	WR-28	26.5 to 40.0	0.280 x 0.140
U band	WR-19	40.0 to 60.0	0.188 x 0.094
E band	WR-12	60 to 90	0.122 x 0.061



# câble coaxial

13



Câbles coaxiaux pour systèmes embarqués

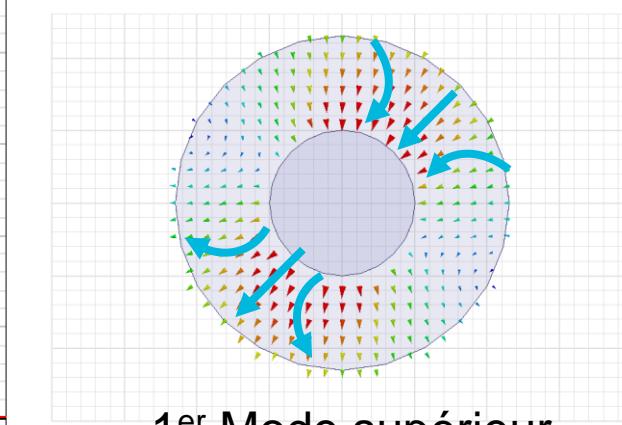
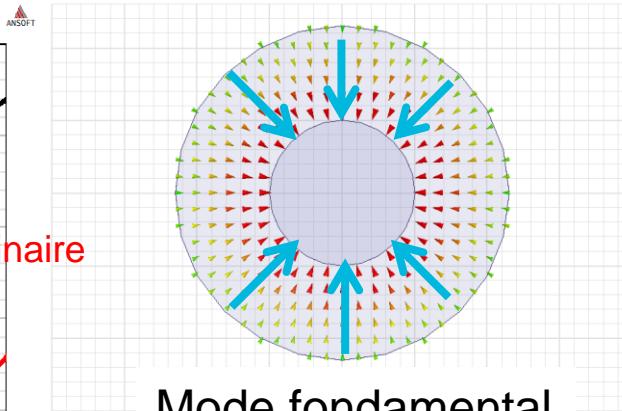
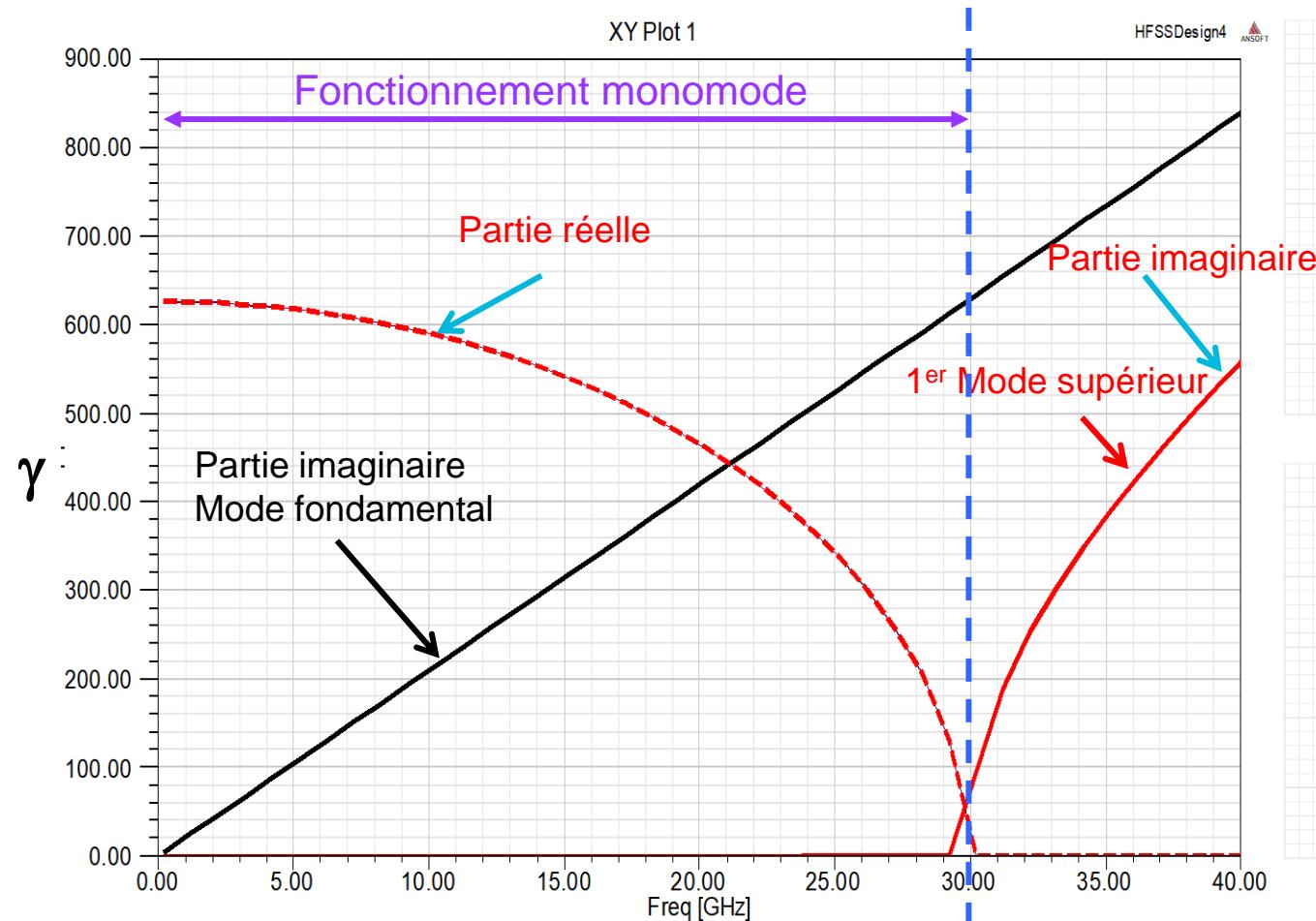


Connection d'une antenne à un module RF

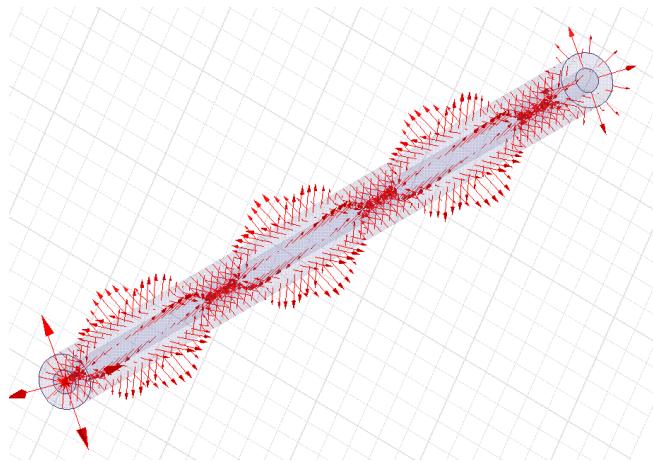


Câbles coaxiaux adaptés à des systèmes d'émission avec de la puissance ou à des systèmes de réception (faible perte)

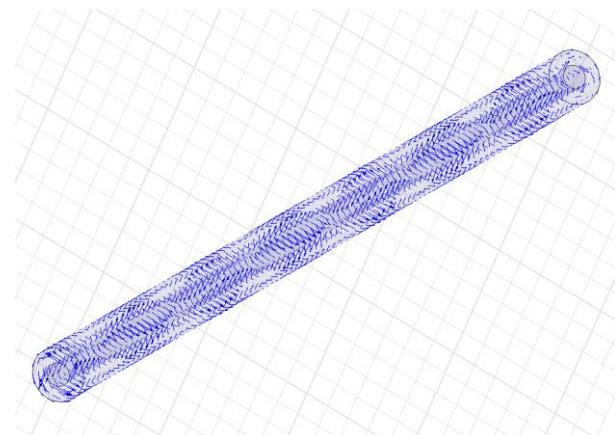
## ■ Diagramme de dispersion d'un câble coaxial



Champ électrique du mode fondamental



Champ magnétique du mode fondamental



Champ électrique et champ magnétique transverse



Propagation d'un mode fondamental TEM

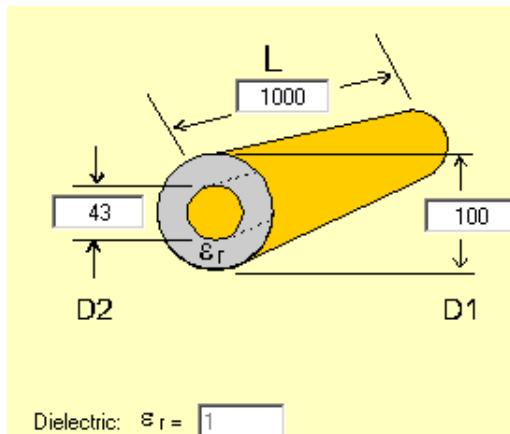
Rappel : Condition de propagation d'un mode TEM:

- au moins deux conducteurs
- un milieu diélectrique homogène



Modélisation par ligne de transmission

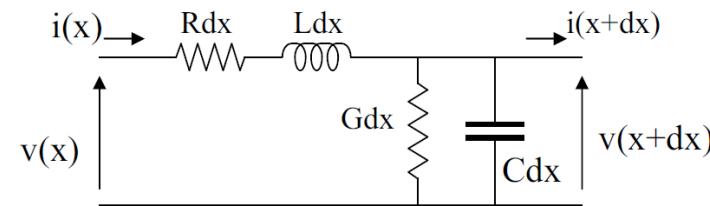
# câble coaxial



L : Longueur du câble coaxial  
 D2 : Diamètre du conducteur interne  
 D1 : Diamètre externe  
 ε<sub>r</sub> : Permittivité diélectrique

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{D1}{D2}\right)$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon_r}{\ln\left(\frac{D1}{D2}\right)} \quad R = \frac{1}{2\pi\sigma_{cond}\delta} \left( \frac{2}{D2} + \frac{2}{D1} \right) G = \frac{2\pi\sigma_{diel}}{\ln\left(\frac{D1}{D2}\right)}$$



$\sigma_{cond}$  Conductivité du conducteur

$\sigma_{diel}$  Conductivité du diélectrique

$\mu$  Permeability of dielectric

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi F \mu \sigma_{cond}}} \quad \text{Skin depth}$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j2\pi FL}{G + j2\pi FC}}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j2\pi FL)(G + j2\pi FC)}$$

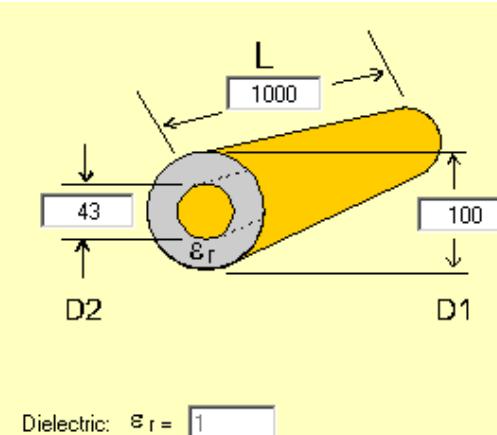
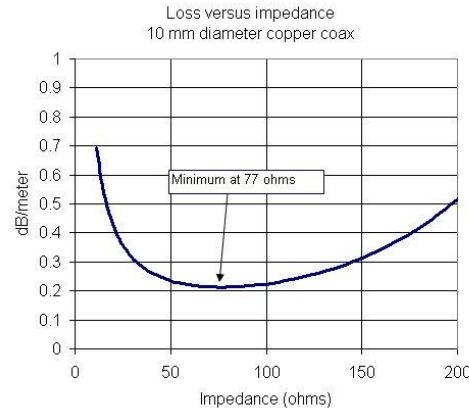
Sans perte :  $\sigma_{cond} = \infty$   $\sigma_{diel} = 0$

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad \text{avec} \quad \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

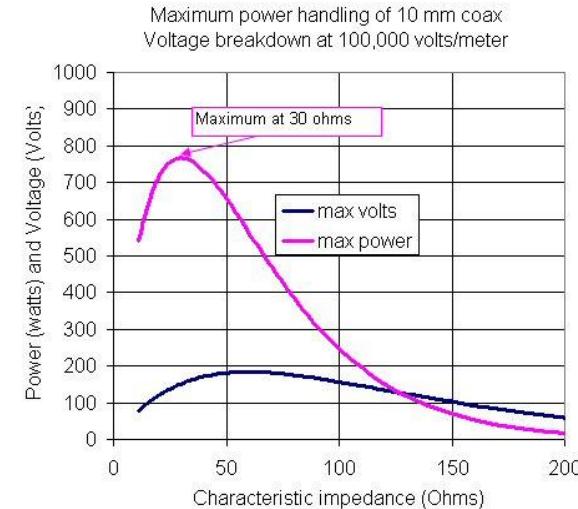
# câble coaxial : impédance caractéristique

18

## Minimum de pertes



## Tenue en puissance



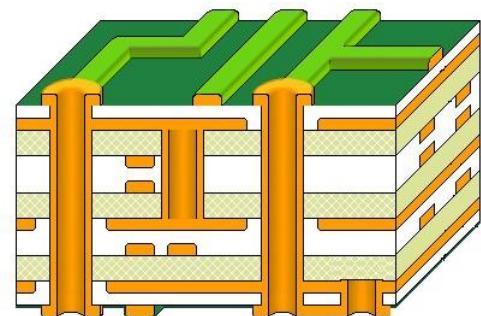
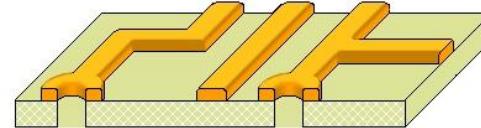
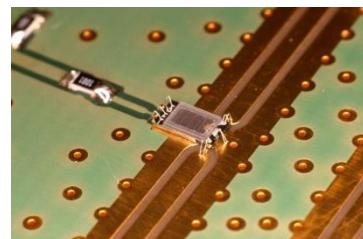
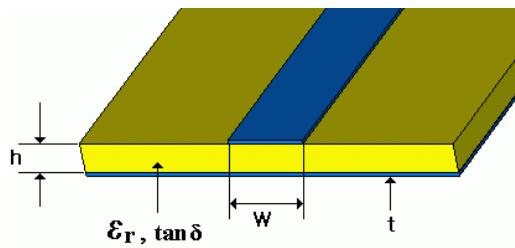
Réception de faibles signaux  
(TV terrestre, radio FM)



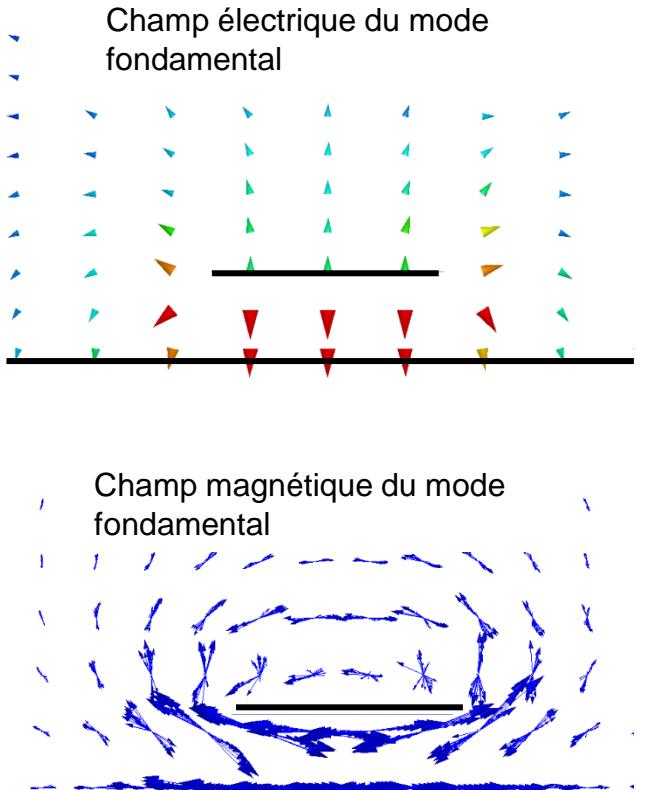
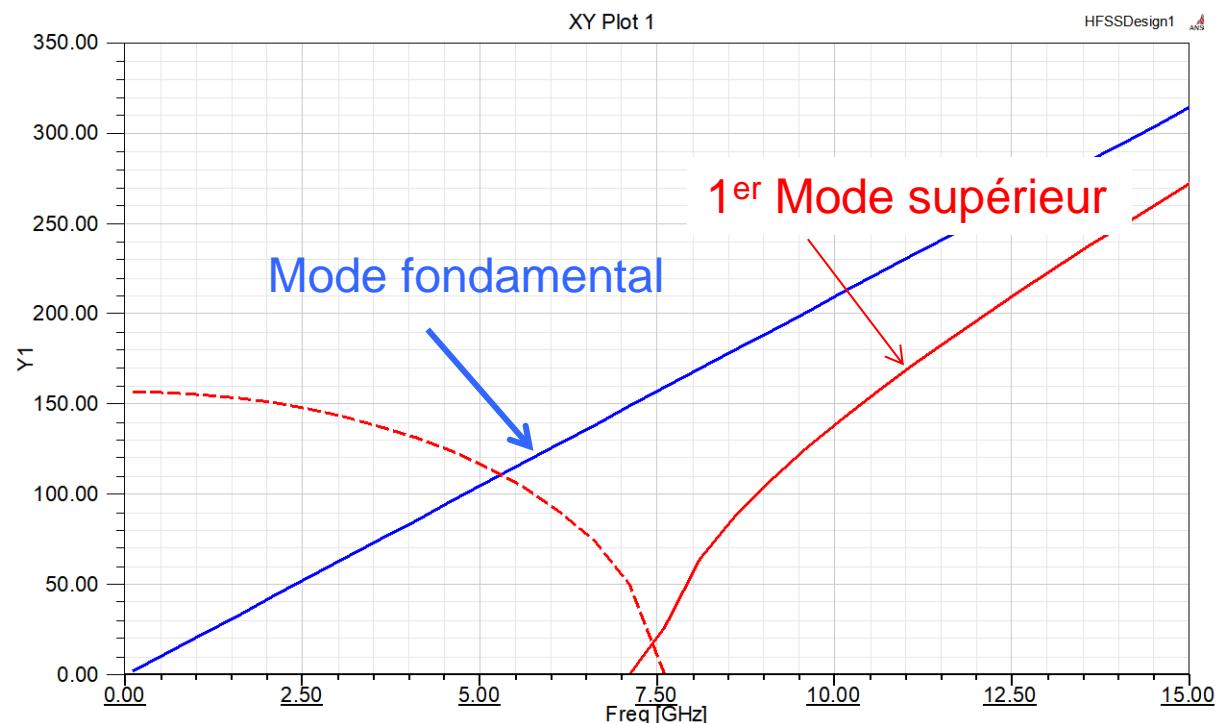
Système avec émission/réception  
Compromis entre les deux

$Z_c = 50 \Omega$

- **Support de propagation le plus couramment utilisé pour l'interconnexion de fonctions (filtre, amplificateur, antenne) dans des systèmes intégrés.**
  - Réalisation avec les processus technologiques classiques de circuits imprimés
  - Insertion de composant CMS (résistance, capacité, inductance, filtre, amplificateur, circuits intégrés,...)
  - Réalisation de circuits multicouches
  - Sur un même circuit cohabitation RF et BF



## Diagramme de dispersion d'une ligne microruban



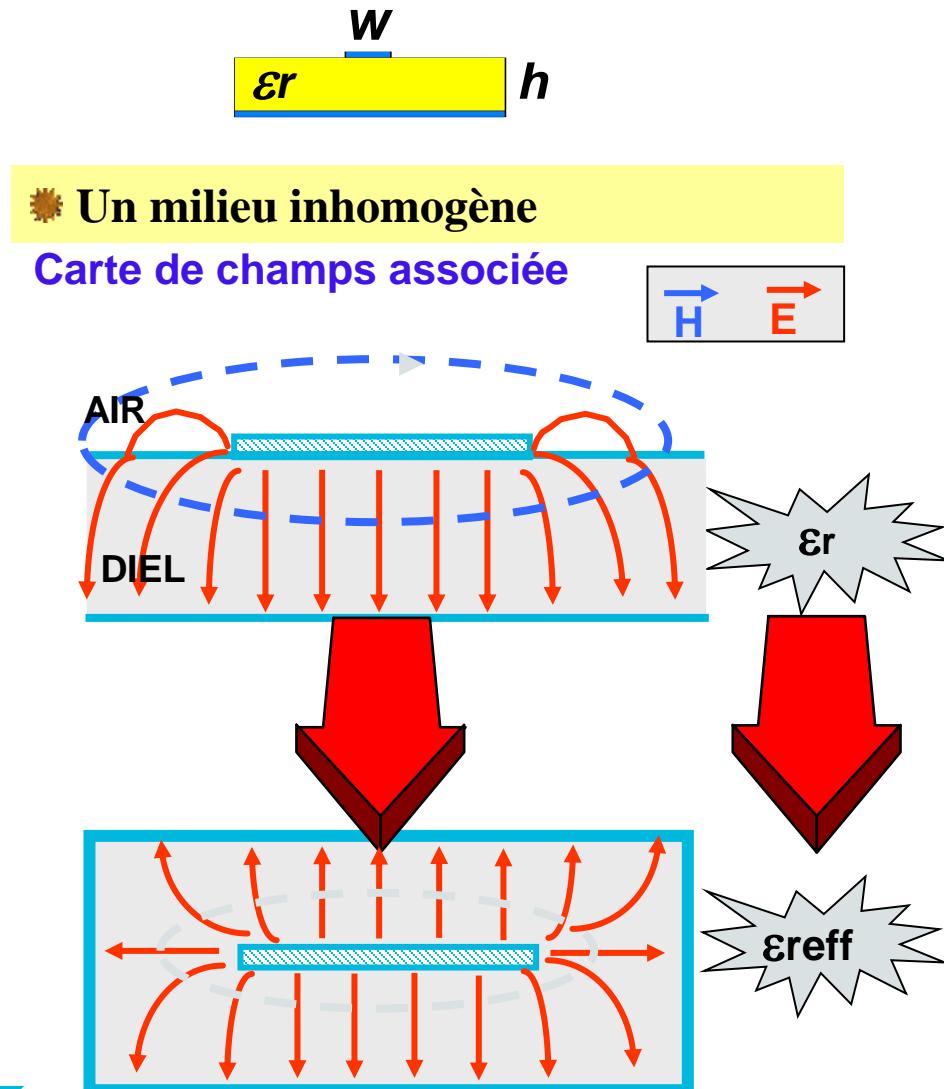
Champ électrique et champ magnétique transverse



Propagation d'un mode fondamental quasi-TEM

# Ligne microruban

21



## ★ Un mode fondamental Quasi-TEM

### $\epsilon_{\text{eff}}$ : Permittivité relative effective

$$\frac{w}{h} > 1$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}}$$

$$\frac{w}{h} < 1$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[ \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right]$$

### $Z_c$ : Impédance caractéristique

$$\frac{w}{h} > 1$$

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \left[ \frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{w}{h} + 1,444 \right) \right]^{-1}$$

$$\frac{w}{h} < 1$$

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln \left[ \frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right]$$

### $\beta$ : Relation de dispersion

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \lambda_0$$

avec  $\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}$$

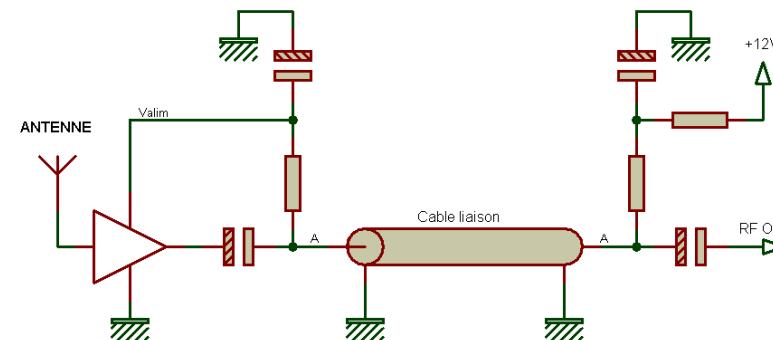
# câble coaxial

22

	Guide rectangulaire	Câble coaxial	Ligne micro-ruban
Fréquences < 10GHz	-	+	+
Fréquences > 30GHz	+	-	+
Interconnexion de composants CMS	-	-	+
Télé-alimentation	-	+	+
Puissance	+	=	-



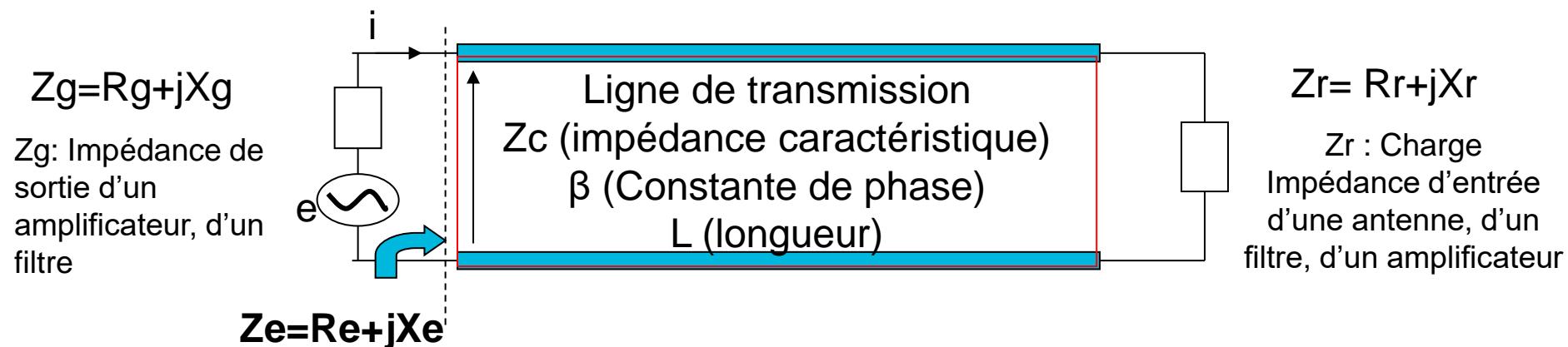
CMS: Component mounting surface



Tele-alimentation

# Ligne de transmission et impédance ramenée

23



Expression générale de l'impédance ramenée

$$Ze = Z_c \cdot \frac{Z_r + jZ_c \cdot \operatorname{tg}(\beta \cdot L)}{Z_c + j \cdot Z_r \cdot \operatorname{tg}(\beta \cdot L)}$$

Cas particuliers:

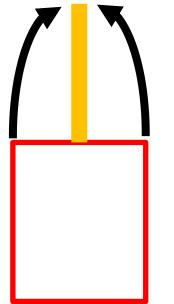
$$\text{Si } Z_r = Z_c \rightarrow Ze = Z_r \quad \xrightarrow{\text{Invariance de l'impédance en fonction de la longueur } L}$$

$$\text{Si } L = \lambda/4 \rightarrow \beta L = \pi/2 \rightarrow Ze = \frac{Z_c^2}{Z_L} \quad \text{Transformateur d'impédance quart d'onde}$$

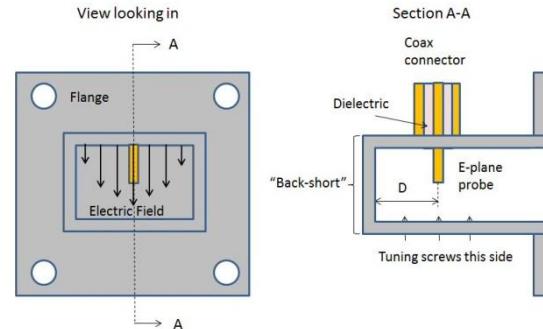
# Transition entre différents supports de propagation

24

## ➤ Transition câble coaxial – guide d'onde



E



$$D = \frac{\lambda_g}{4}$$



## ➤ Transition câble coaxial – technologie planaire ( PCB : Printed circuit board)

### Ligne microruban

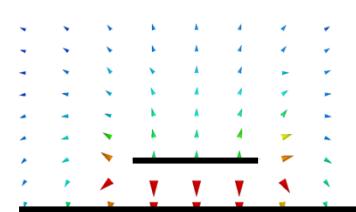
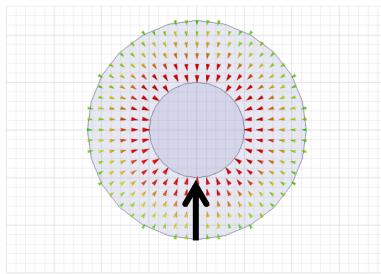
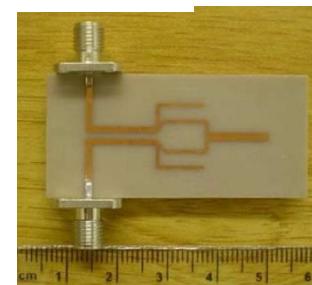
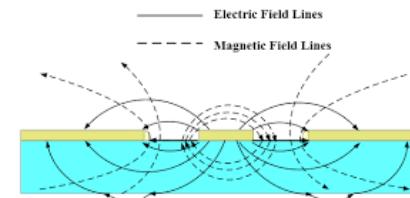
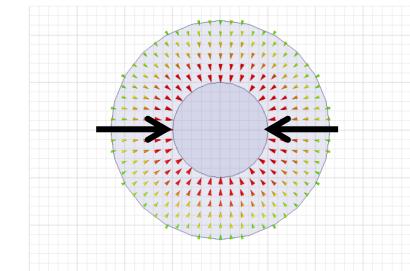
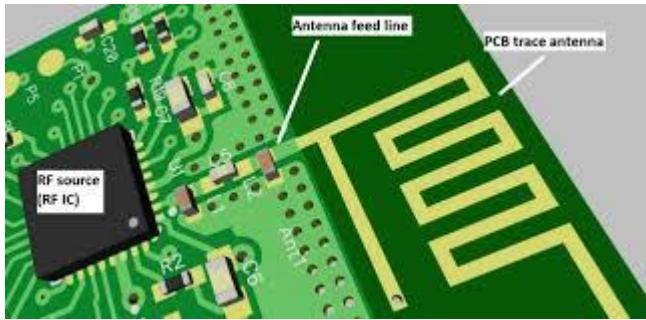


Fig. 1: Configurations of Coax-to-microstrip line transition (a) Edge mount  
(b) Vertical mount.

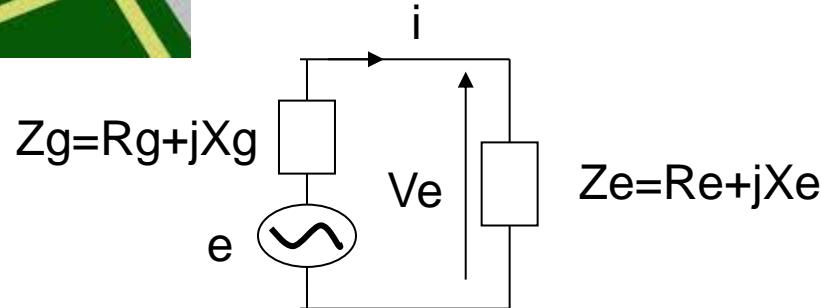


### Ligne coplanaire





## Transfert maximum de puissance



$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \operatorname{al}(V_e \cdot i^*) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \operatorname{al}(Z_e \cdot i \cdot i^*)$$

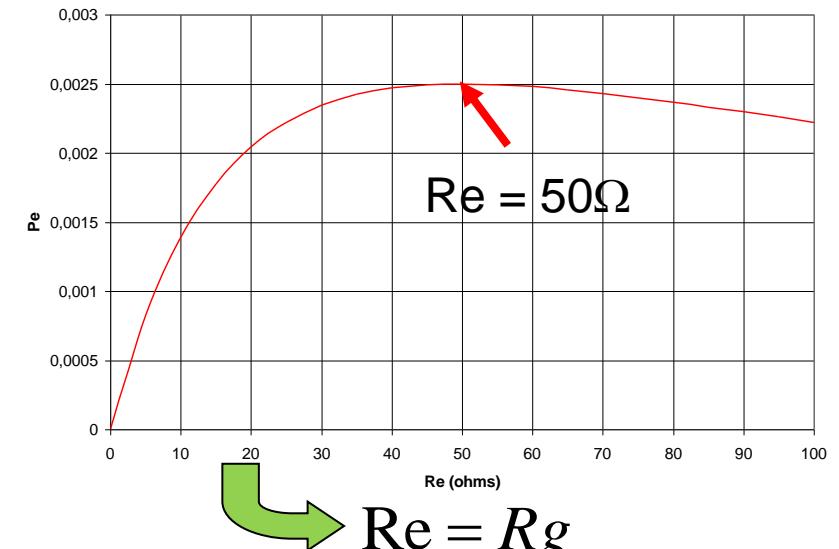
$$i = \frac{e}{Z_g + Z_e} = \frac{e}{(R_g + R_e) + j(X_g + X_e)}$$

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \frac{e^2}{(R_g + R_e)^2 + (X_g + X_e)^2}$$

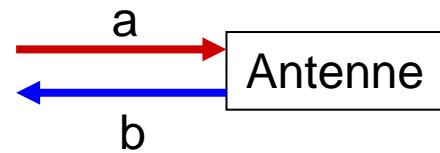
Pour obtenir le maximum de puissance

$$X_g + X_e = 0 \rightarrow X_e = -X_g$$

Pour  $R_g = 50\Omega$

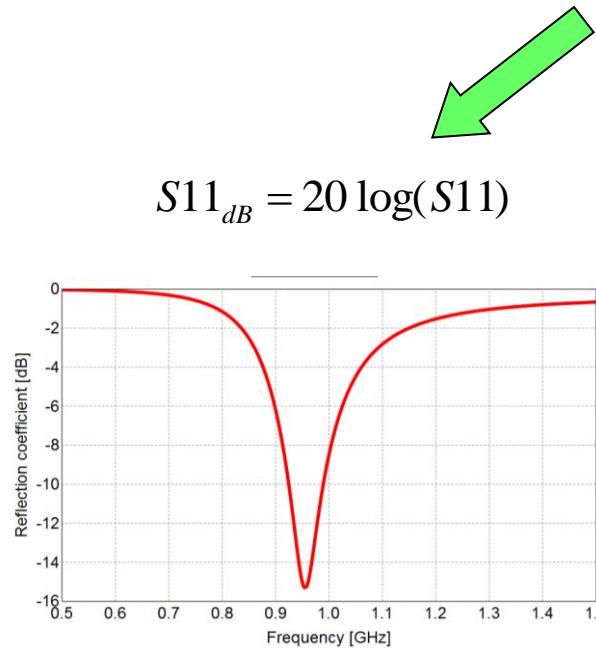


$Z_e = Z_g^*$

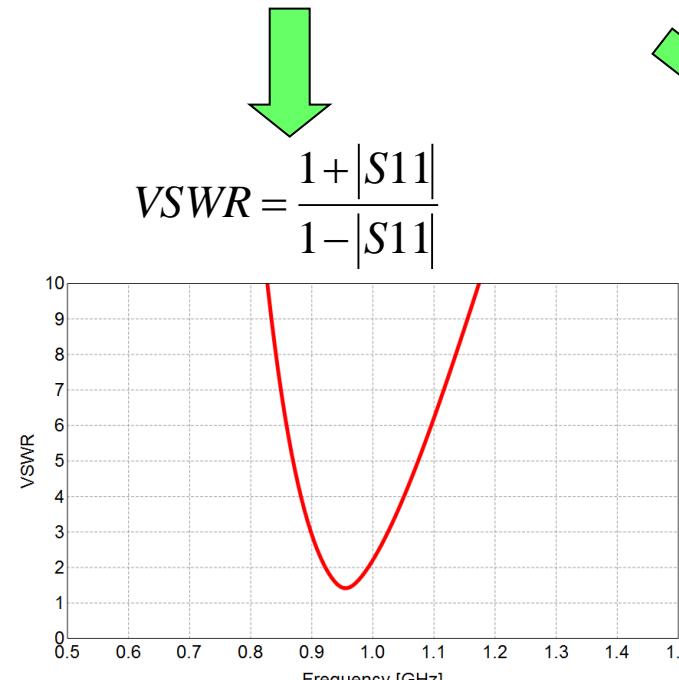


Coefficient de réflexion  $\rho = S_{11} = \frac{Z_e - Z_0}{Z_e + Z_0}$

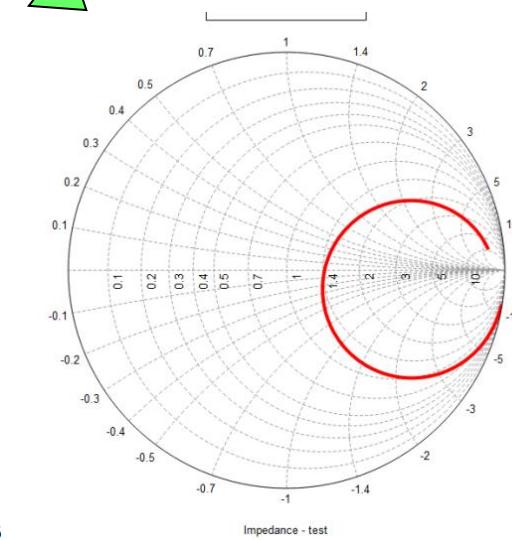
□ L'adaptation vis à vis d'une impédance de référence ( $Z_0$ )



Coefficient de réflexion en dB



VSWR : Voltage Standing Wave Ratio



Abaque de Smith

Table de conversion:[http://www.flann.com/Products\\_Home/Components/FmiCat07120121.pdf](http://www.flann.com/Products_Home/Components/FmiCat07120121.pdf)

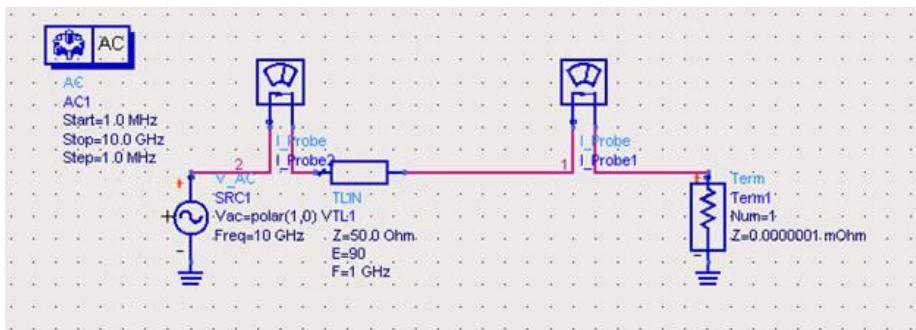
# Conception assisté par ordinateur (CAO)

Différentes étapes de conception de fonction RF

- 1- pré-dimensionnement théorique et choix d'un support de propagation
- 2- Simulation « circuits » si le support de propagation choisi est TEM ou quasi-TEM
- 3- Simulation électromagnétique pour validation, ajustement (prise en compte des phénomènes de couplage, de discontinuité)

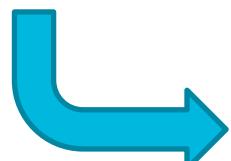
## Simulation circuit

- Application du modèle de ligne de transmission
- Simulation des paramètres [S]
- Temps de simulation : qq secondes



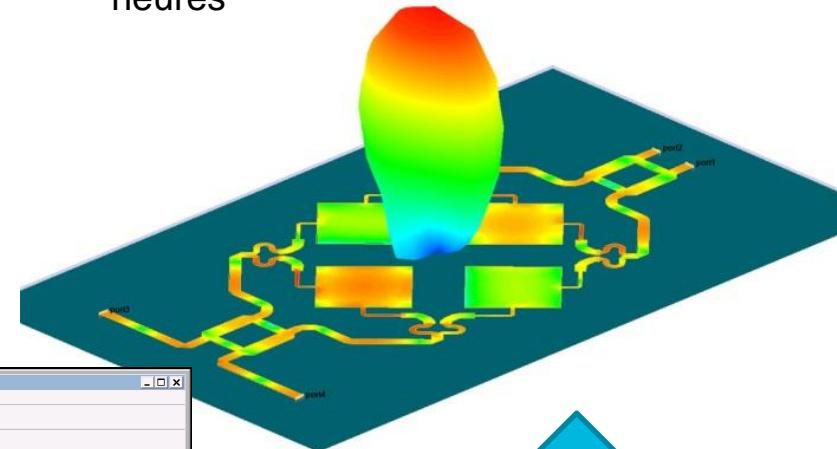
$Z_c$  : impédance caractéristique

$E = \beta L$  : déphasage

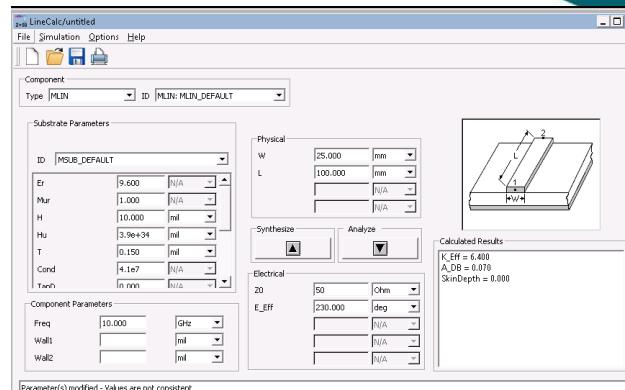


## Simulation électromagnétique

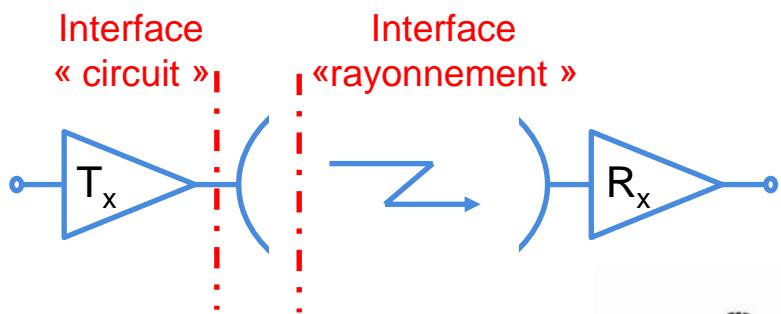
- Calcul des courants, des champs électromagnétiques
- Temps de simulation : de qq minutes à qq heures



Dimension



# ANTENNES ET RAYONNEMENT



## Paramètres internes (point de vue « circuit »)

- Fréquence(s) de fonctionnement
- Bande(s) de fréquence
- Impédance d'entrée
- Puissance maximale admissible



## Paramètres externes (point de vue « rayonnement »)

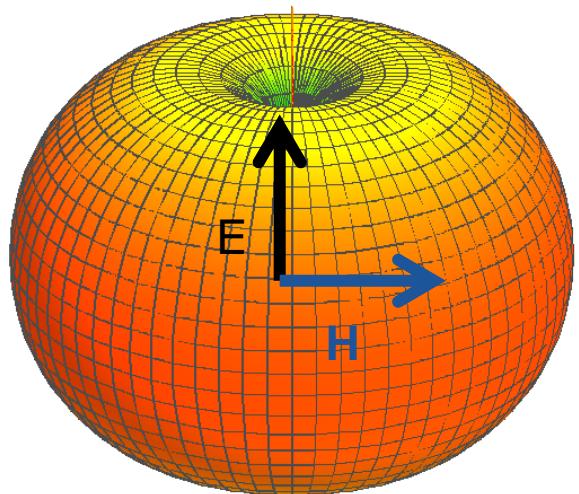
- Diagramme de rayonnement
  - Angle de dépointage
  - Angle d'ouverture à -3dB
  - Niveau des lobes secondaires
- Polarisation (linéaire , circulaire)
- Directivité
- Rendement/efficacité
- Gain

# Les paramètres d'une antenne

- Le diagramme de rayonnement d'une antenne dipôle en champ lointain

$$A_{dB} = 20 \log_{10}(A)$$

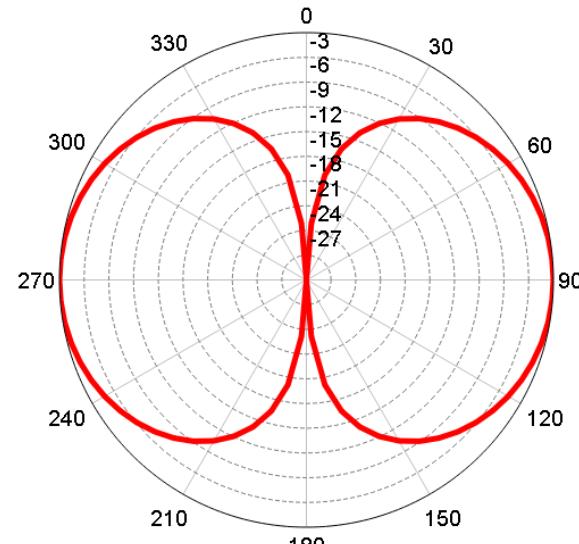
Visualisation 3D



Visualisation 2D : diagrammes polaires

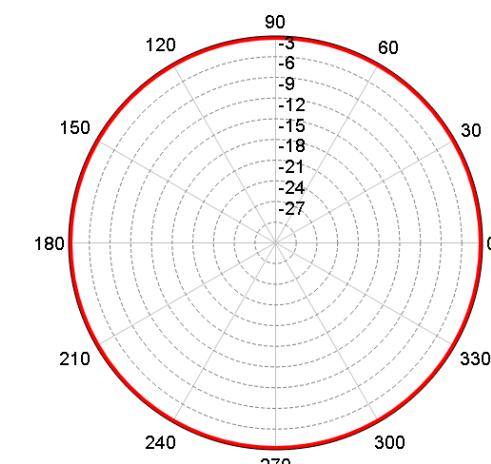
Plan E :

Plan contenant le  
champ électrique



Plan H :

Plan contenant le  
champ magnétique

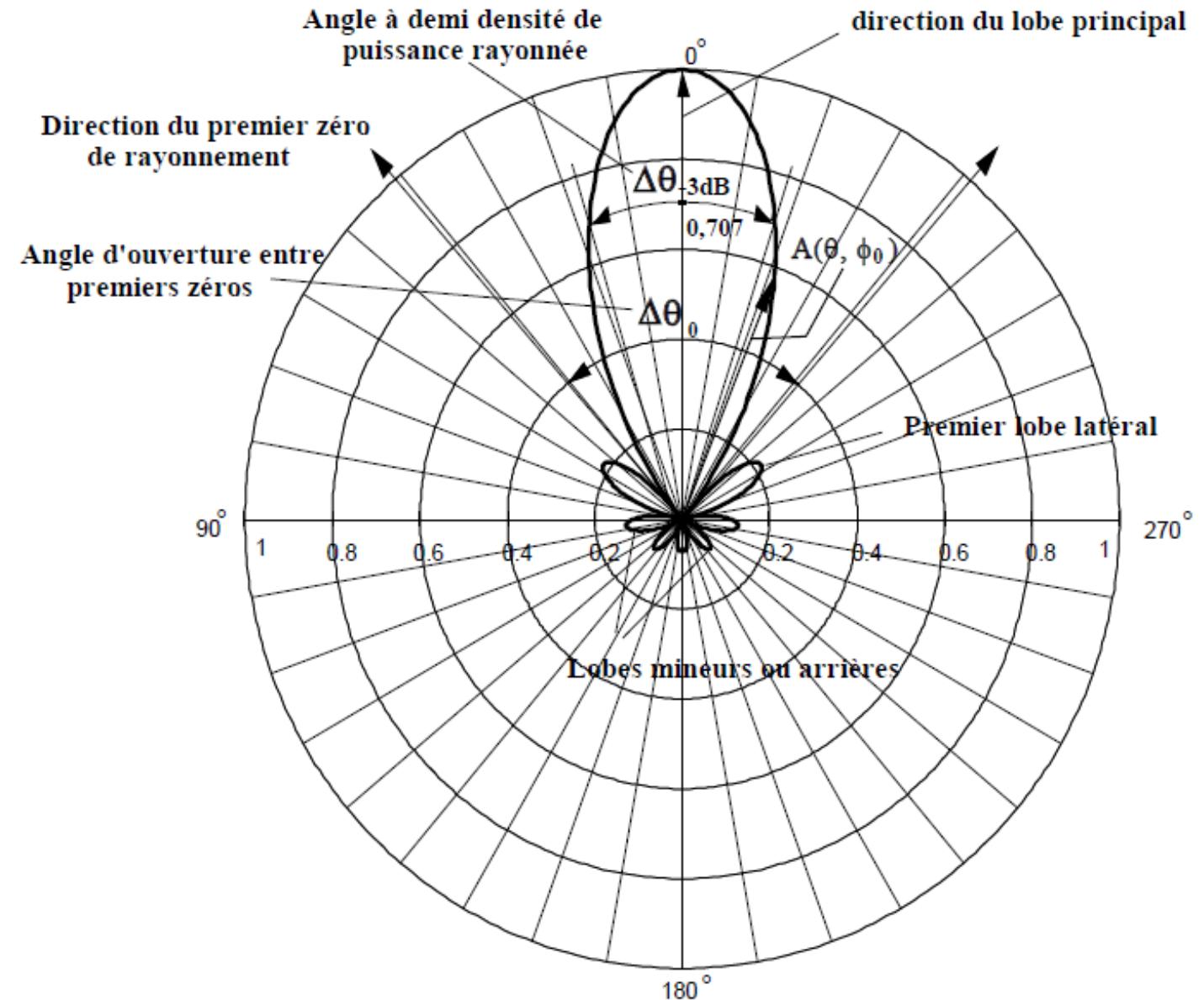


# Les paramètres d'une antenne

## Le diagramme de rayonnement d'une antenne

31

Diagramme de rayonnement 2D

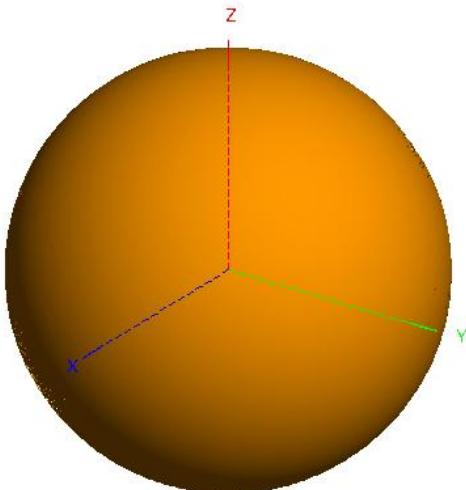


# Les paramètres d'une antenne

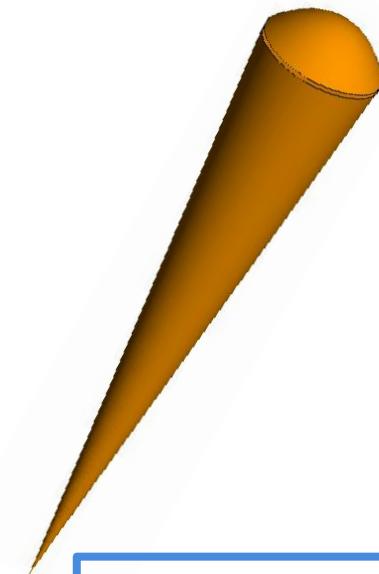
## La directivité d'une antenne

32

- La **directivité** exprime la capacité d'une antenne à rayonner la puissance dans certaines directions privilégiées de l'espace.
- Elle est référencée par rapport à une antenne isotrope (i.e. rayonnement uniforme dans tout l'espace)
- Son unité est le dBi (i pour isotrope)



Antenne isotrope  
 $D = 1$  (linéaire)  
 $D_{\text{dBi}} = 0 \text{ dBi}$



Antenne directive  
 $D > 1$  (linéaire)  
 $D_{\text{dBi}} > 0 \text{ dBi}$

## La directivité d'une antenne

### Intensité de rayonnement $U(\theta, \varphi)$

$$U(\theta, \varphi) = S(r, \theta, \varphi) \cdot r^2$$

avec  $S(r, \theta, \varphi)$  : densité de puissance dans la direction  $(\theta, \varphi)$  à une distance  $r$

- Dans une direction  $(\theta, \varphi)$  fixée, l'intensité de rayonnement est une constante (grandeur par unité de surface : indépendante de  $r$ )
- Unité : W/stéradian

$$U(\theta, \varphi) = U_{\max} A^2(\theta, \varphi) = U_{\max} S_N(\theta, \varphi)$$

avec  $U_{\max}$  : l'intensité de rayonnement maximale

### Puissance rayonnée dans un angle solide $\Omega$

- Intégration de l'intensité de rayonnement sur un angle solide  $\Omega$

$$P_{rayonnée dans \Omega} = \iint_{\Omega} U(\theta, \varphi) \sin \theta \, d\theta \, d\varphi = U_{\max} \iint_{\Omega} A^2(\theta, \varphi) \sin \theta \, d\theta \, d\varphi$$

# Les paramètres d'une antenne

34

## La directivité d'une antenne

### La directivité de l'antenne dans une direction donnée

□ Par définition :  $D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{moy}}$  avec  $U_{moy} = \frac{P_{rayonnée dans sphère}}{4\pi}$

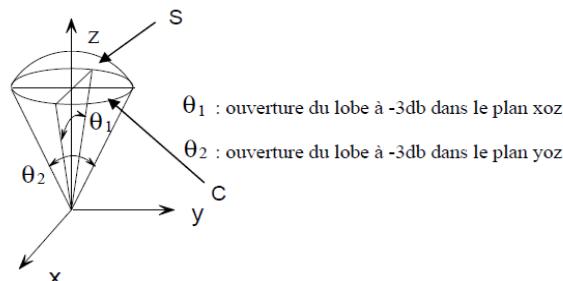
d'où  $D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{rayonnée sphère}}$  

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi A^2(\theta, \varphi)}{\iint_{\Omega \text{ sphère}} A^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}$$

□ Dans l'usage courant, le terme « directivité d'une antenne » est défini par :

$$D = \max [D(\theta, \varphi)] \quad \rightarrow \quad D_{dBi} = 10 \log_{10} D$$

□ Dans le cas d'une antenne directive



$$D \cong \frac{4\pi}{\Omega_A}$$

$\Omega_A$ : Angle solide

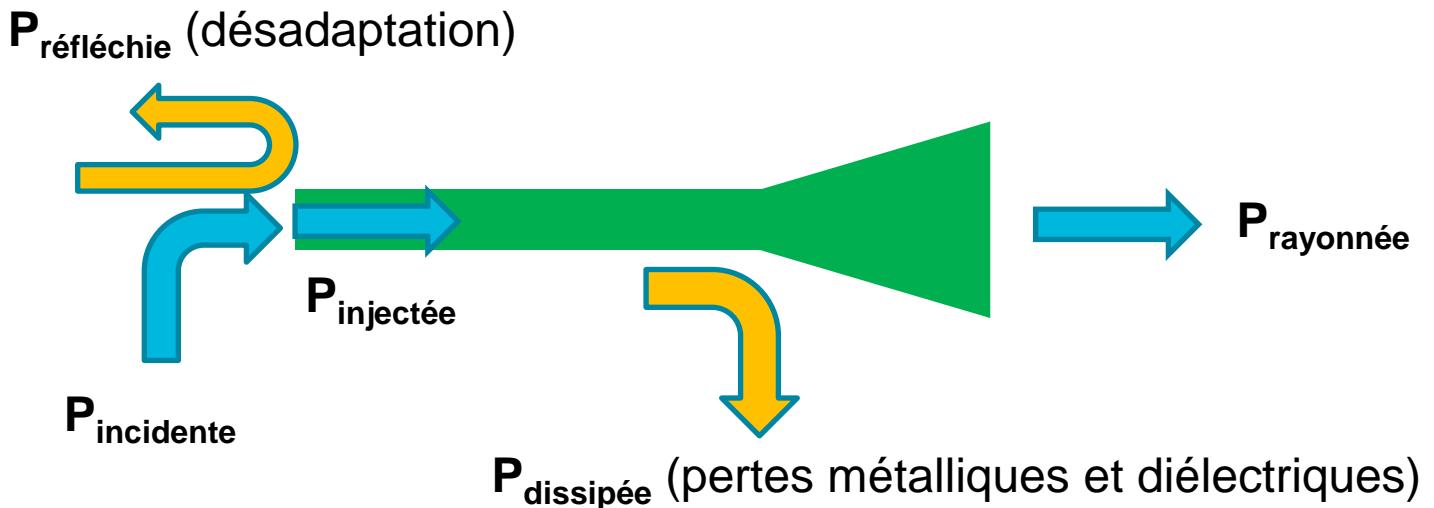
Pour des angles  
 $\theta_1$  et  $\theta_2$  faibles

$$\Omega_A = \theta_1 \theta_2$$

$$D = \frac{41253}{\theta_{1\_deg} \theta_{2\_deg}}$$

# Les paramètres d'une antenne

## Le gain d'une antenne



Rendement  
ou efficacité  
de l'antenne

$$e = \frac{P_{rayonnée}}{P_{injectée}} = P_{ray.} + P_{dissi.} \quad \text{avec } 0 \leq e \leq 1$$

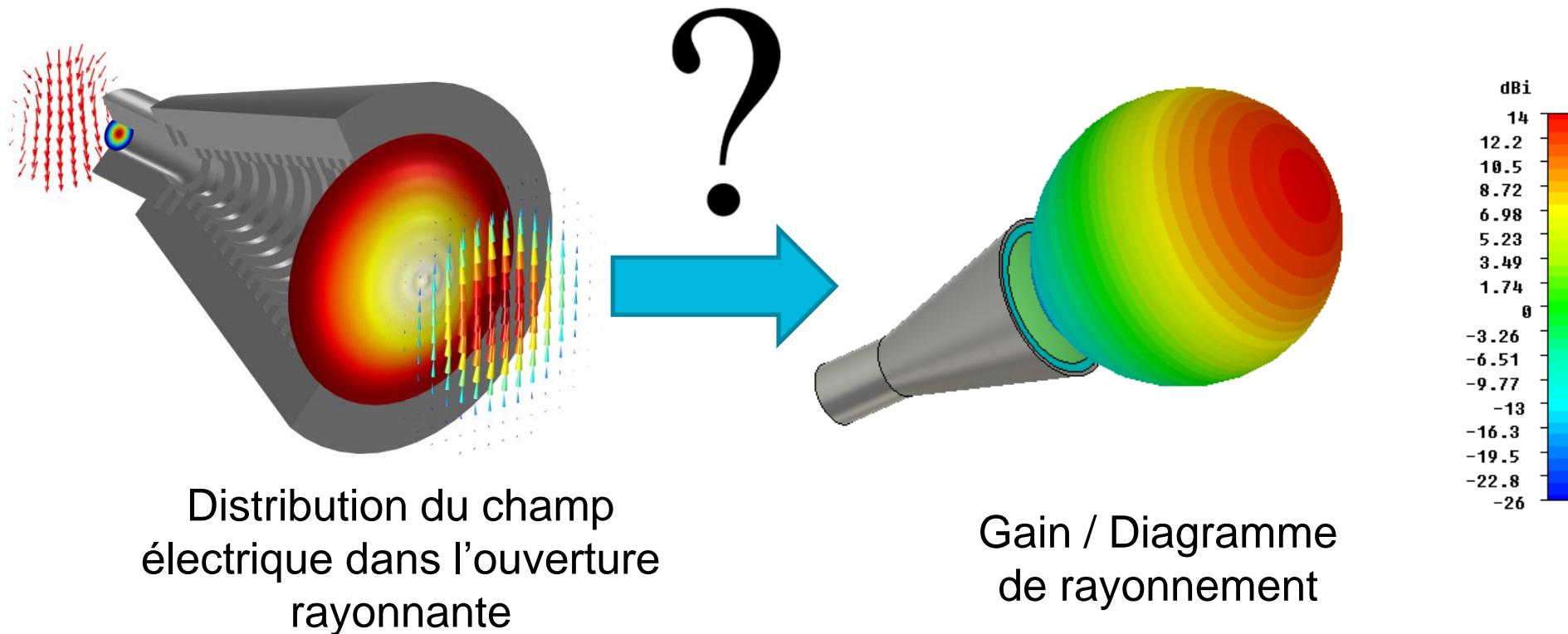
Gain

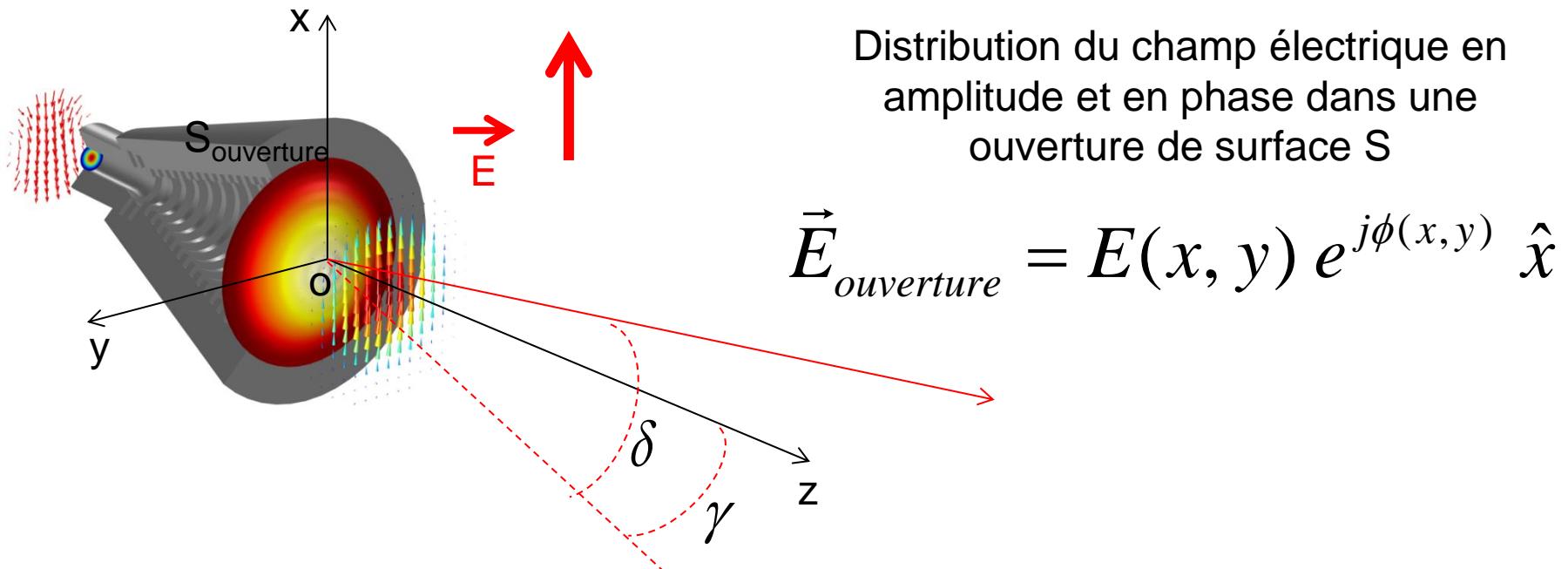
$$G(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{injectée} / 4\pi}$$

$$G = e D$$

$$G_{dBi} = 10 \log_{10} G$$

- Estimation du gain et du diagramme de rayonnement de l'antenne à partir de la distribution du champ électromagnétique dans une ouverture





Distribution du champ électrique en amplitude et en phase dans une ouverture de surface  $S$

$$\vec{E}_{ouverture} = E(x, y) e^{j\phi(x, y)} \hat{x}$$

- **Formule de Goudet :** Expression du champ électrique **en champ lointain** à partir de la distribution du champ électrique dans l'ouverture (**Composante  $E_\delta$** )

$$E_{rayonné}(r, \delta, \gamma) = j \frac{e^{-j\beta r}}{\lambda r} \left[ \frac{\cos \delta + \cos \gamma}{2} \right] \iint_{S_{ouverture}} E(x, y) e^{j\phi(x, y)} e^{j\beta(\sin \delta x + \cos \delta \cdot \sin \gamma y)} dx dy$$

□ Hypothèse d'une ouverture équiphase

$$\phi(x, y) = 0 \quad \rightarrow \quad E_{ouverture} = E(x, y)$$

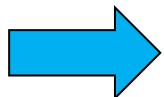
$$E_{rayonné}(r, \delta, \gamma) = j \frac{e^{-j\beta r}}{\lambda r} \left[ \frac{\cos \delta + \cos \gamma}{2} \right] \iint_{S_{ouverture}} E(x, y) e^{j\beta(\sin \delta x + \cos \delta \cdot \sin \gamma y)} dx dy$$

□ Maximum de rayonnement dans la direction  $(\delta, \gamma)$  si :

$$\beta(\sin \delta x + \cos \delta \cdot \sin \gamma y) = cte$$

et  $\left[ \frac{\cos \delta + \cos \gamma}{2} \right] = 1 \quad \rightarrow \quad \delta = 0 \text{ et } \gamma = 0$

Ouverture  
équiphase



Maximum de rayonnement dans la  
direction normale à l'ouverture

$$E_{rayonné}(r, 0, 0) = j \frac{e^{-j\beta r}}{\lambda r} \iint_{S_{ouverture}} E(x, y) dx dy$$

## □ Hypothèses sur la distribution du champ électromagnétique dans l'ouverture

- Les vecteurs champ électrique et magnétique sont orthogonaux et en phase

$$E_{ouverture} = \eta_0 H_{ouverture}$$

- La distribution de champ électrique est équiphase et uniforme

$$E_{ouverture} = E(x, y) e^{j\phi(x, y)} = E_0$$

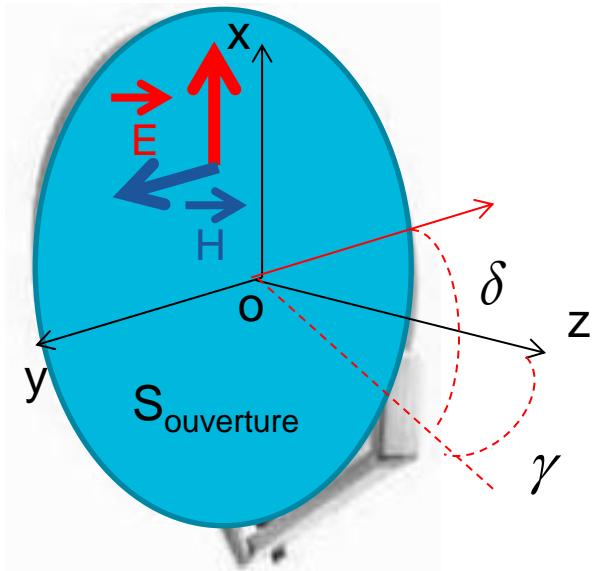
## □ Directivité (Dans la direction de rayonnement max)

:

$$D = \frac{U_{max}}{U_{moyen}} = \frac{U(0,0)}{\frac{1}{4\pi} P_{ouverture}}$$

## □ Intensité de rayonnement

$$U(0,0) = S(r, 0, 0) r^2 = \frac{1}{2\eta_0} \left\| \vec{E}_{rayonné}(r, 0, 0) \right\|^2 r^2 = \frac{1}{2\eta_0 \lambda^2} \left( \iint_{S_{ouverture}} E_0 dx dy \right)^2$$

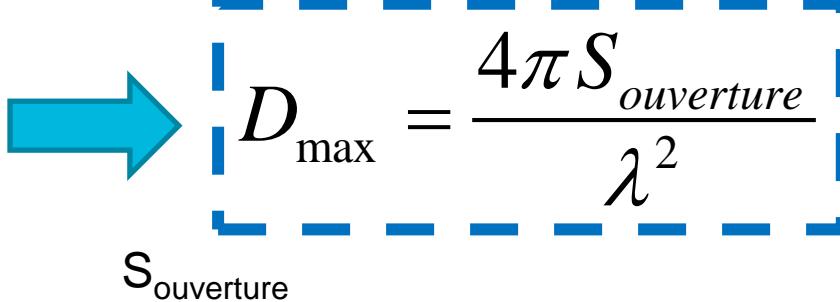


□ Puissance dans l'ouverture

$$P_{ouverture} = \iint_{S_{ouverture}} \frac{1}{2} E_{ouverture} \cdot H_{ouverture} dx dy$$

$$P_{ouverture} = \iint_{S_{ouverture}} \frac{1}{2\eta_0} E_{ouverture}^2 dx dy = \iint_{S_{ouverture}} \frac{1}{2\eta_0} E_0^2 dx dy$$

$$D_{\max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{\left( \iint_{S_{ouverture}} dx dy \right)^2}{\iint_{S_{ouverture}} dx dy}$$



$$D_{\max} = \frac{4\pi S_{ouverture}}{\lambda^2}$$

- directivité proportionnelle à la surface de l'ouverture de l'antenne
- Si la distribution du champ électromagnétique est uniforme dans l'ouverture, la directivité est proportionnelle à la surface réelle de l'ouverture

- Aire effective d'une antenne

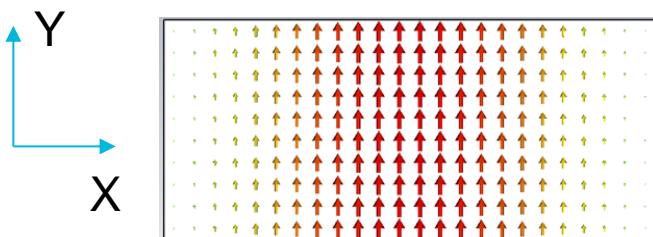
$$S_{eff} = \eta_{ouverture} S_{ouverture}$$

$$D_{max} = \frac{4\pi S_{eff}}{\lambda^2}$$

Avec  $\eta_{ouverture}$  le rendement d'ouverture lié à une distribution non uniforme en amplitude

Distribution	$\eta_{ouverture}$
uniforme	1
triangulaire	0,75
cosinus	0,81

## Application : Directivité maximale d'une antenne cornet



Distribution du champ dans l'ouverture du cornet

Distribution selon x: cosinus  $\eta_{ouverture}=0,81$

Distribution selon y: uniforme  $\eta_{ouverture}=1$

$$D_{cornet} = 0,81 D_{ouverture \text{ uniforme}}$$

Une différence en dB de  $\approx -1\text{dB}$

Le rendement global  $\eta_{total}$  d'une antenne à ouverture intègre :

- Le rendement d'ouverture  $\eta_{ouverture}$  lié à une distribution non uniforme en amplitude de la surface
- Le rendement en puissance  $\eta_{puissance}$  lié aux pertes ohmiques

$$G_{\max} = \frac{4\pi A_{eff}}{\lambda^2}$$

Aire effective d'une antenne :  $A_{eff} = \eta_{total} S_{ouverture}$

Application : Pré-dimensionnement d'une antenne parabolique à 12GHz



Rendement  
global typique

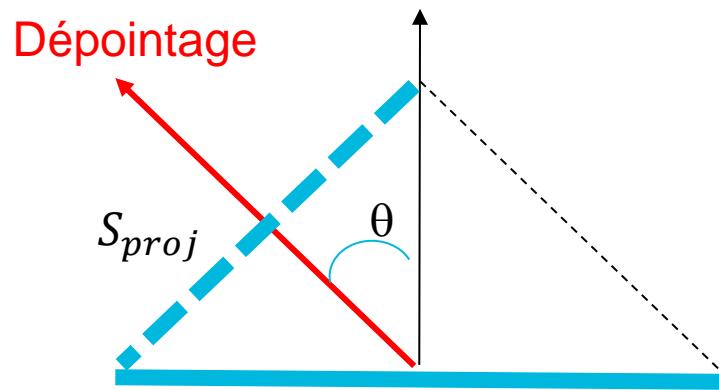
$$e = 60\%$$

Gain = 43,5 dB<sub>i</sub>



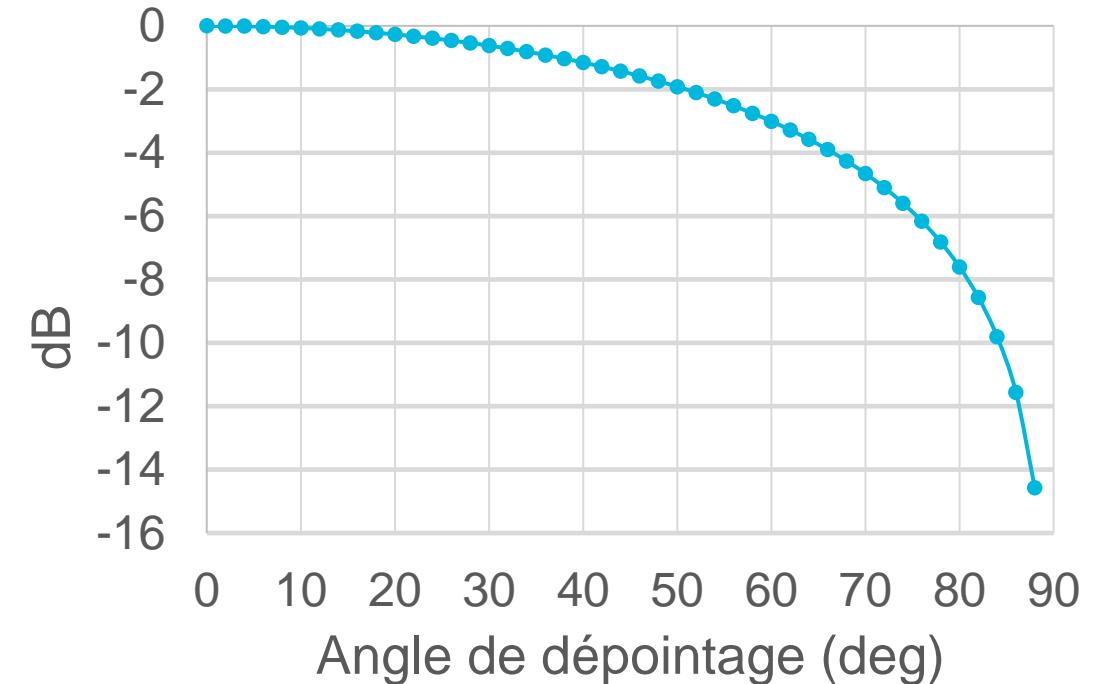
Diamètre  $\approx 1,5m$

- Aire projetée d'une antenne



$$D_{max} = \frac{4\pi S_{proj}}{\lambda^2}$$

$$S_{proj} = \cos(\theta) S_{ouverture}$$

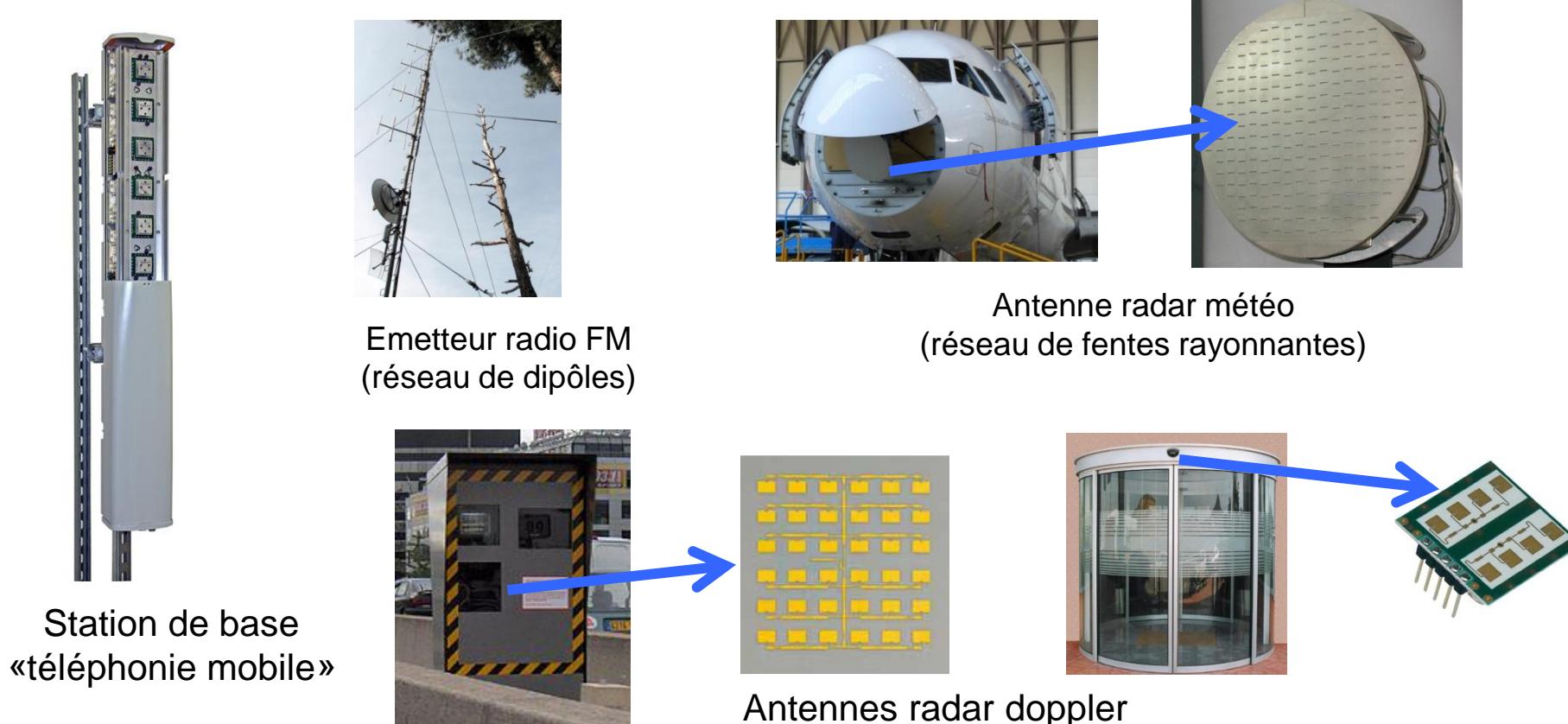


Application : antenne réseau avec un dépointage de 45°

$$D_{\theta=45^\circ} = \frac{D_{ouverture uniforme}}{\sqrt{2}}$$

Une différence en dB de ≈ -1.5 dB

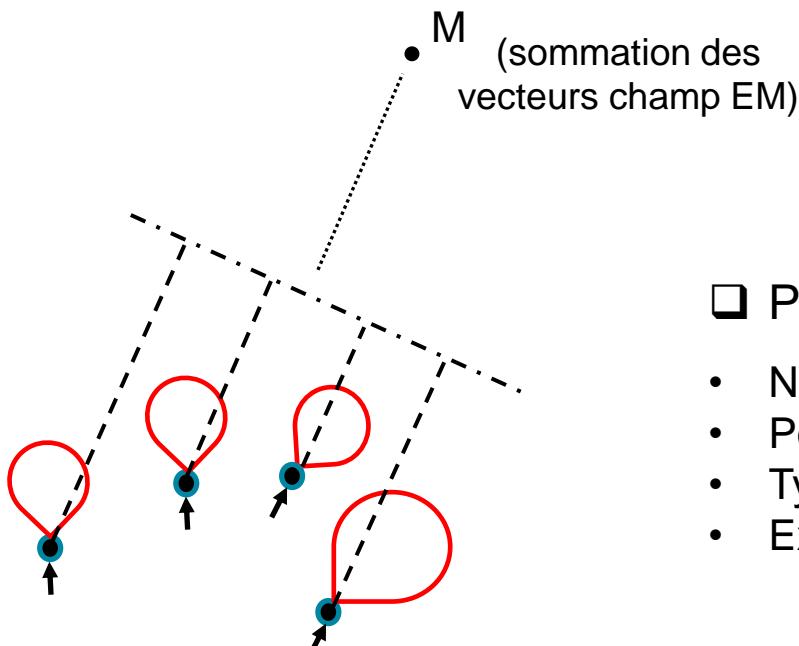
# **La mise en réseau d'antennes**



- Augmentation de la surface de l'antenne** → **Augmentation de la directivité**
- Pondération en amplitude et phase** → **Contrôle du diagramme de rayonnement (dépointage et forme)**

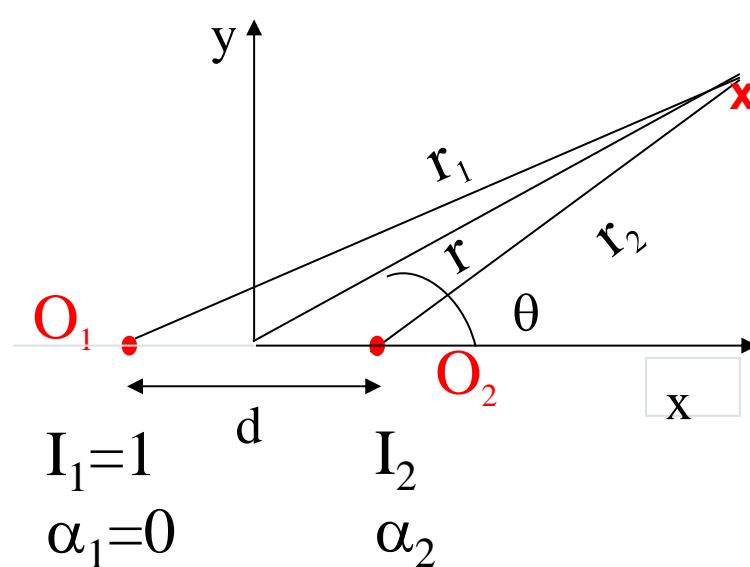
## Généralités

- Réseau = combinaison spatiale d'antennes élémentaires
- Rayonnement du réseau =  $\sum$  rayonnements élémentaires
  - (i.e. phénomène d'interférences entre de multiples sources rayonnantes discrètes)
- Configuration générale d'un réseau d'antennes



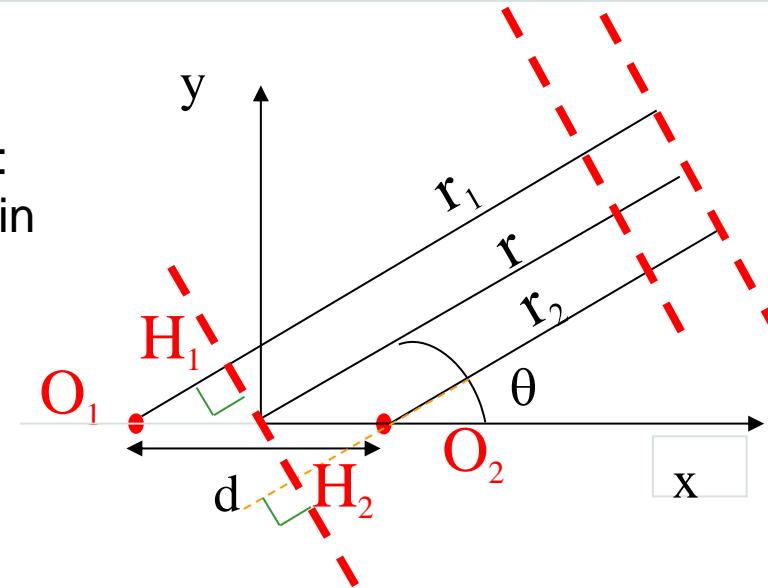
- Paramètres clés d'un réseau :
  - Nombre d'antennes élémentaires
  - Positions et orientations spatiales des antennes
  - Type(s) d'antennes (diagramme, polarisation)
  - Excitations des antennes (amplitude, phase)





**M**

Hypothèse :  
champ lointain



$$E_{array}(\theta, \varphi) \propto A_1(\theta, \varphi) I_1 \frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1} + A_2(\theta, \varphi) I_2 e^{j\alpha_2} \frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2}$$

Avec  $A_k(\theta, \varphi)$  le diagramme de rayonnement dans l'antenne k

### Approximations:

$$r_1 = R + O_1 H_1 = R + d/2 \cdot \cos \theta$$

$$r_2 = R + O_2 H_2 = R - d/2 \cdot \cos \theta$$

- Amplitude:  $R_1 \# R_2 \# R$
- Phase: non car la phase est modulo  $2\pi$

Le cas classique de mise en réseau d'antennes:

- Les antennes individuelles sont identiques :  $A_k(\theta, \varphi) = A_{ind}(\theta, \varphi)$
- La distance inter-élément est constante
- Le déphasage  $\alpha_k$  est progressif et linéaire :  $\alpha_k = k \alpha$

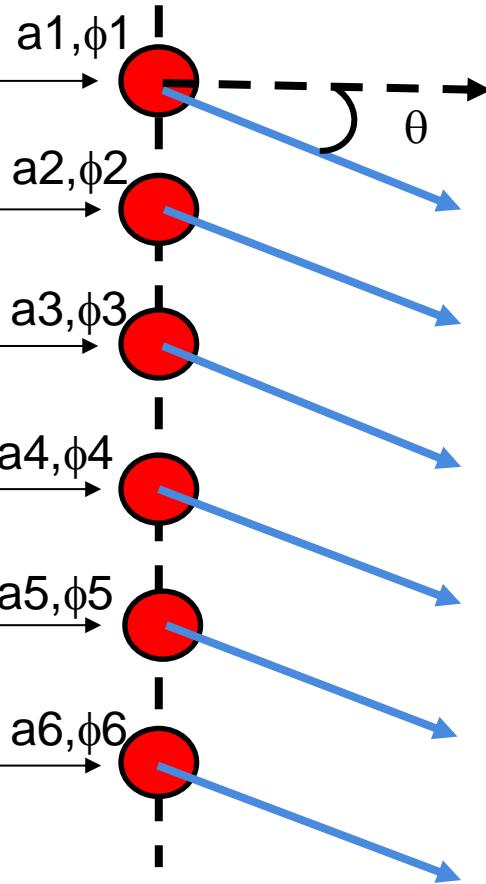
$$E_{array}(\theta, \varphi) \propto A_{ind}(\theta, \varphi) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \sum_{k=0}^{N-1} I_k e^{jk\alpha_k} e^{jk\beta d \sin \theta}$$

Le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes :

$$A(\theta, \varphi) = A_{ind}(\theta, \varphi) \frac{1}{B} \left\| \sum_{k=0}^{N-1} I_k e^{jk(\beta d \sin \theta + \alpha)} \right\|$$

Diagramme de rayonnement de l'antenne individuelle      FR  
**Facteur ou fonction de réseau**  
Valeur max normalisé à 1

$$A(\theta, \varphi) = A_{ind}(\theta, \varphi) * FR$$

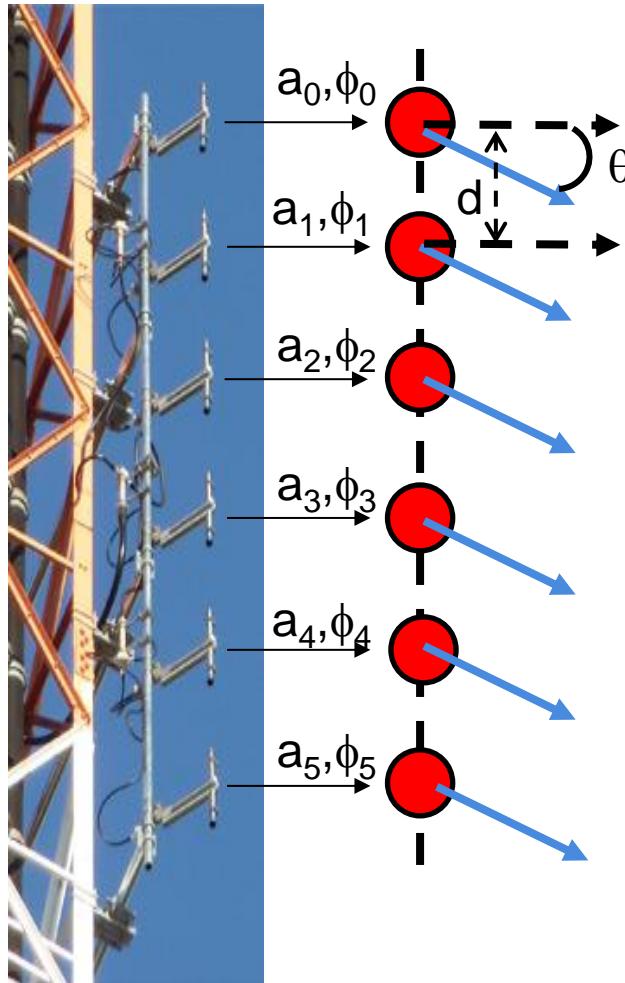


- Pondération uniforme en amplitude  $I_k = 1$

- Déphasage progressive  $\alpha_k = k \alpha$

$$FR \propto \left\| \sum_{k=0}^{N-1} e^{jk(\beta d \sin \theta + \alpha)} \right\|$$

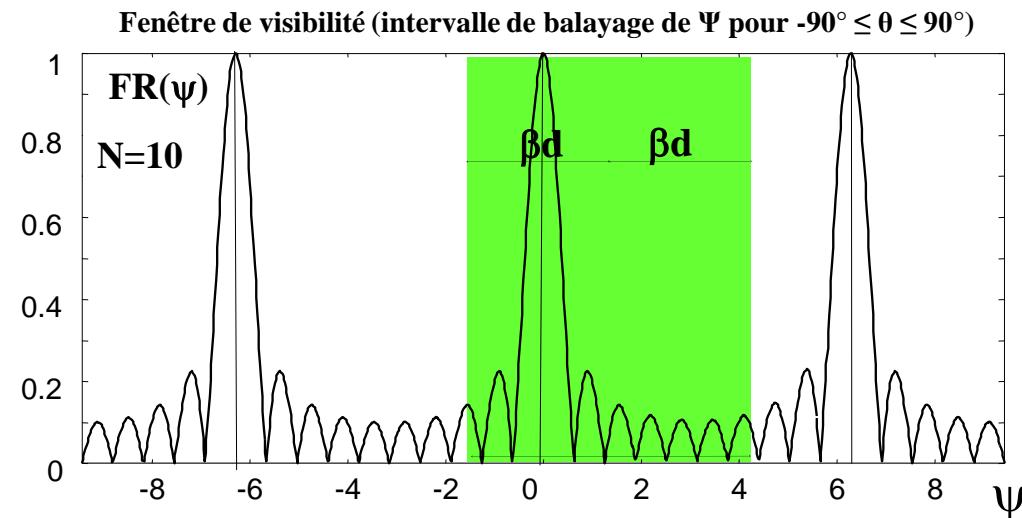
$$FR = \left| \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{N \sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right| \quad \text{Avec} \quad \psi = \beta d \sin \theta + \alpha$$



- L'angle  $\theta$  varie entre  $-180^\circ$  et  $180^\circ$  et  $\psi$  ne dépend que de  $\theta$  (réseau linéaire) :  

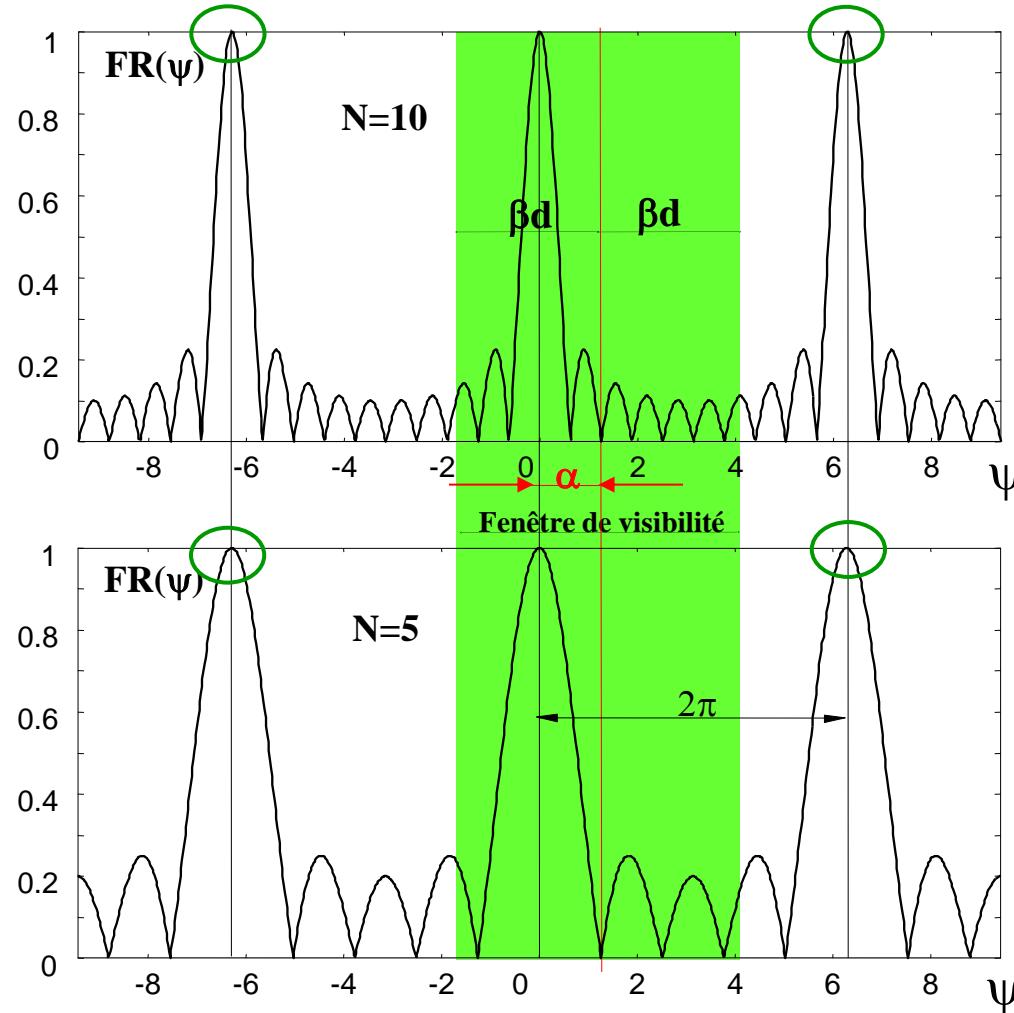
$$\psi = \beta \cdot d \cdot (\sin \theta) + \alpha$$
- La **fenêtre de visibilité** est donc définie par les valeurs de  $\psi$  comprises entre :  

$$\alpha - \beta \cdot d \leq \psi \leq \alpha + \beta \cdot d$$



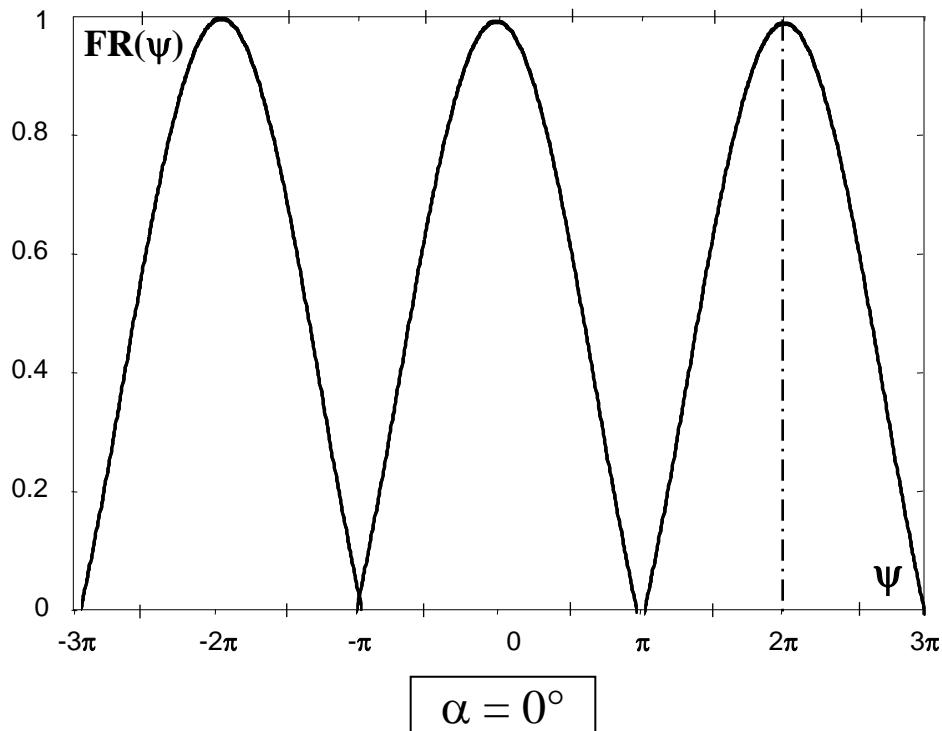
# Réseau uniforme de N antennes

51

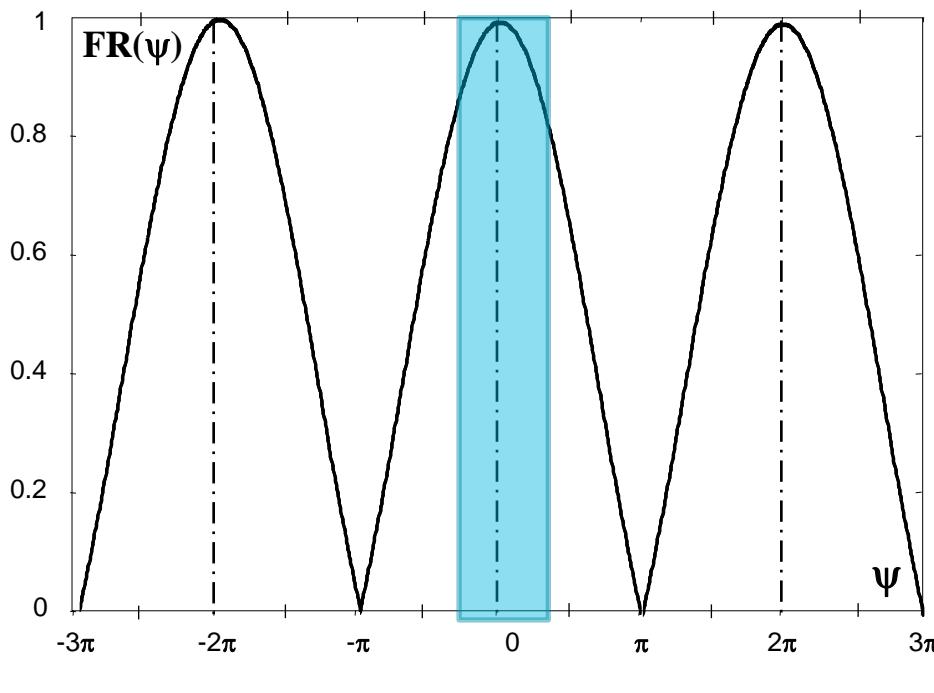


- Le déphasage  $\alpha$  positionne la fenêtre de visibilité :  
=> C'est le moyen d'ajuster la direction du lobe principal (maximum) !
- L'espacement  $d$  entre éléments permet d'ajuster la largeur de la fenêtre de visibilité :  
=> C'est le moyen d'ajuster le nombre de lobes ou zéros !  
=> C'est le moyen d'éviter l'apparition d'autres lobes principaux appelés **lobes de réseau**

- Facteur de réseau pour  $N=2$  et  $\alpha=0^\circ$

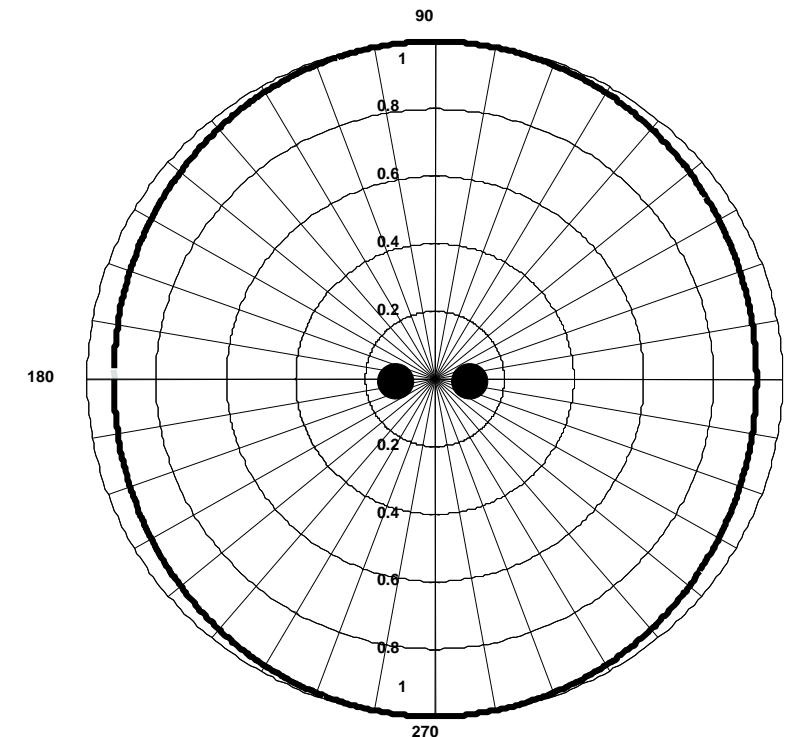


- Facteur de réseau pour  $N=2$  et  $\alpha=0^\circ$



$$d/\lambda = 1/8$$

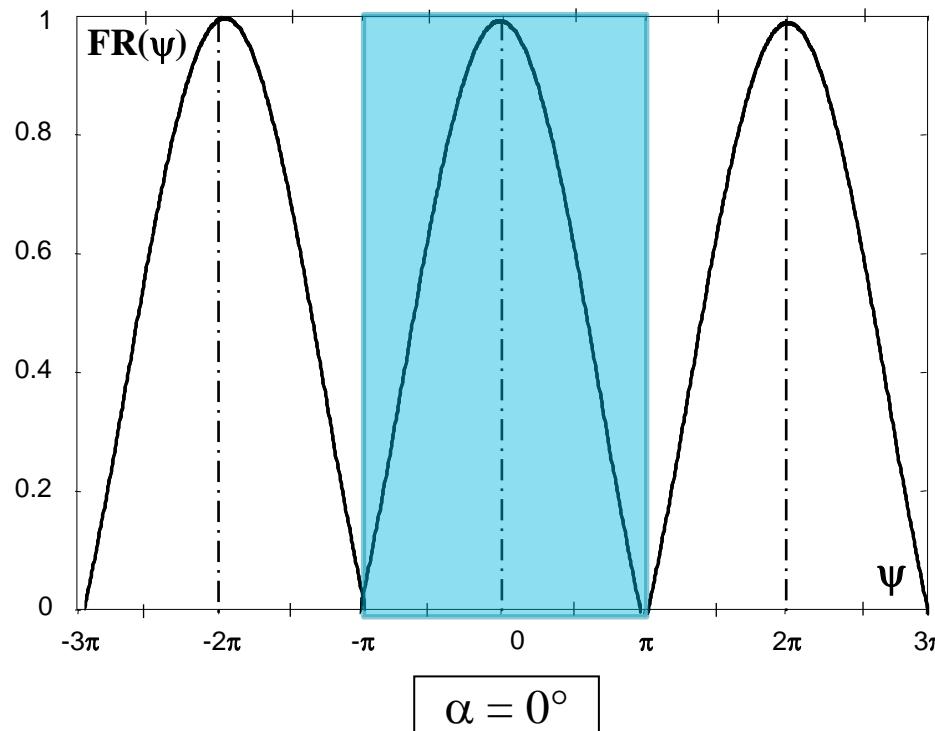
$$2\beta d = \pi/2$$



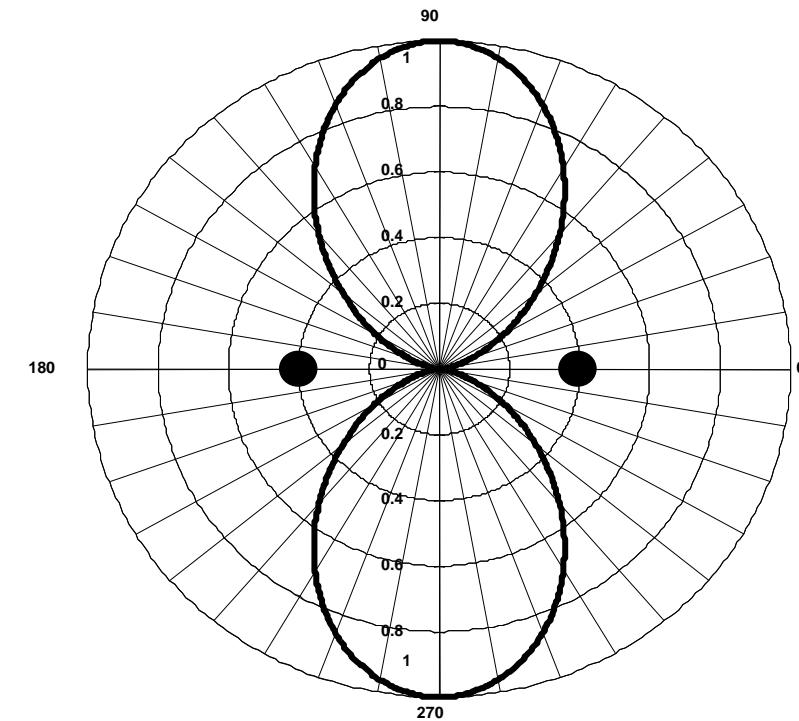
# Réseau uniforme de N antennes

54

- Facteur de réseau pour  $N=2$  et  $\alpha=0^\circ$



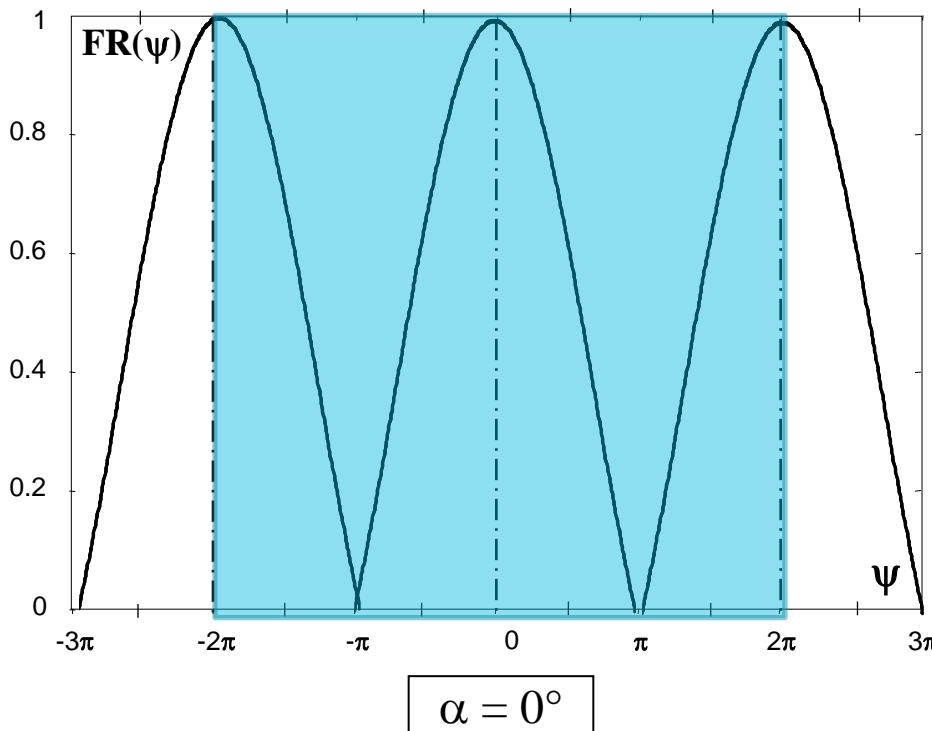
$$\begin{aligned} d/\lambda &= 1/2 \\ 2\beta d &= 2\pi \end{aligned}$$



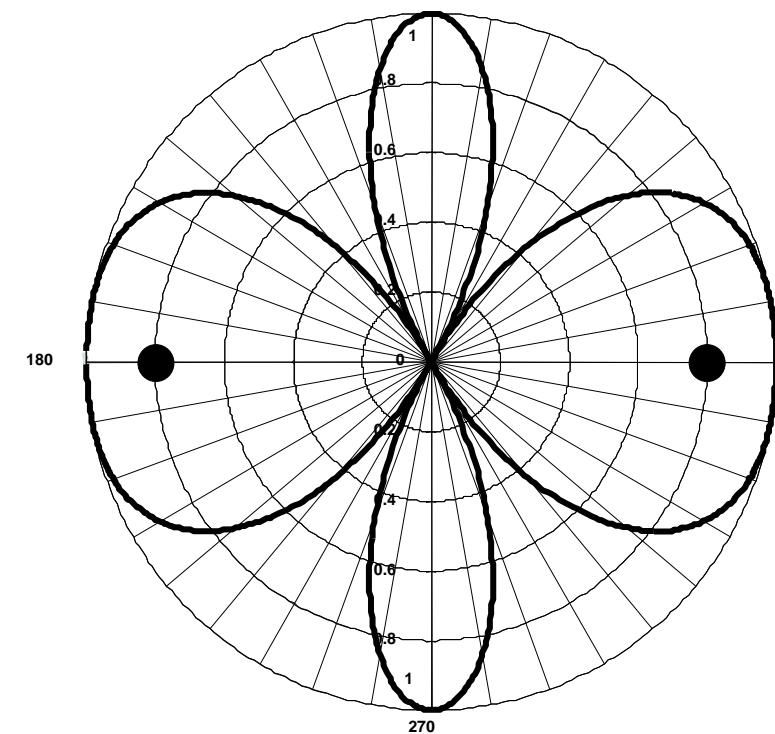
# Réseau uniforme de N antennes

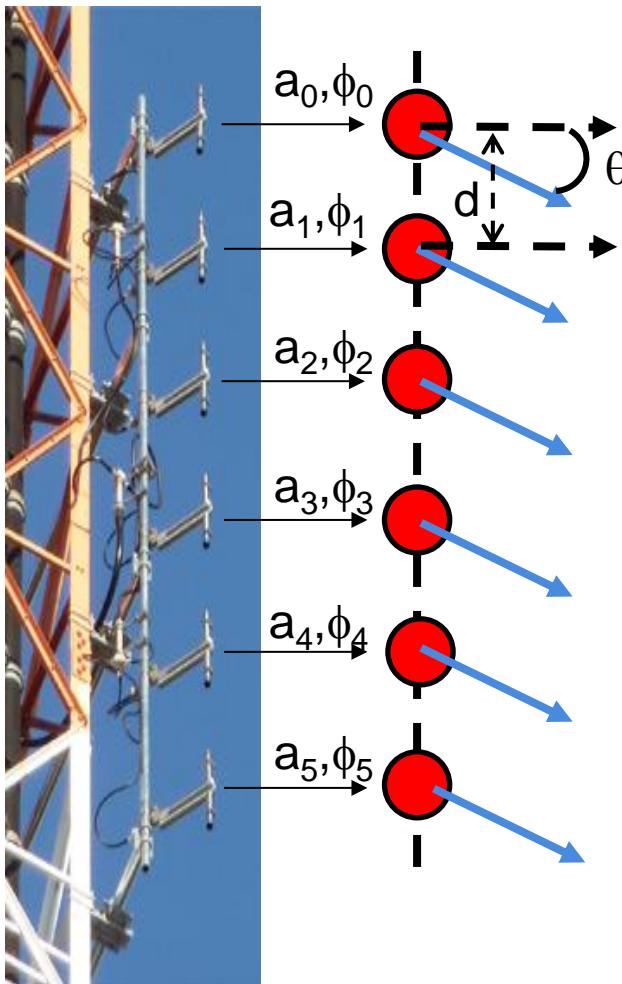
55

- Facteur de réseau pour  $N=2$  et  $\alpha=0^\circ$



$$\begin{aligned} d/\lambda &= 1 \\ 2\beta d &= 4\pi \end{aligned}$$



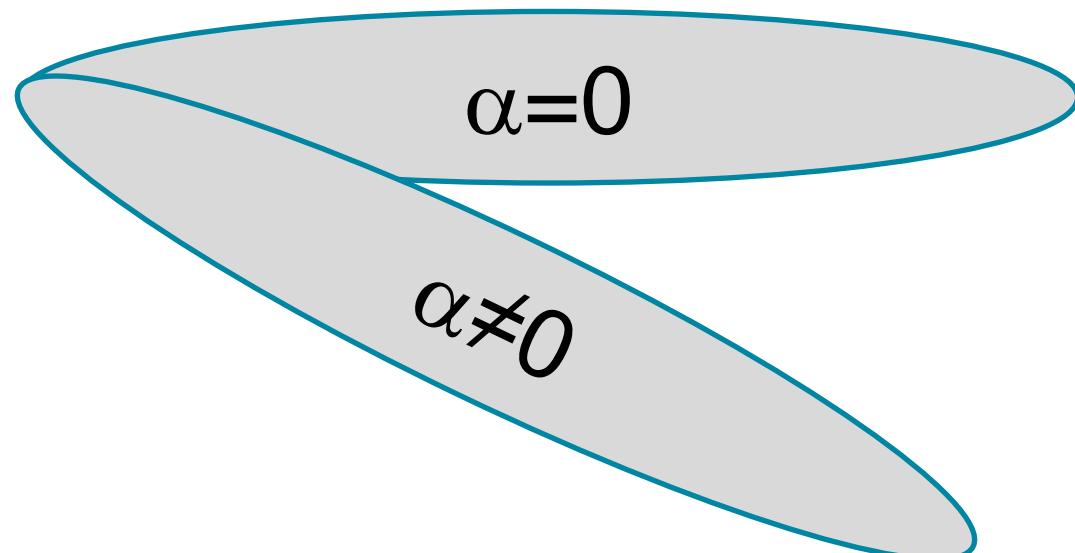


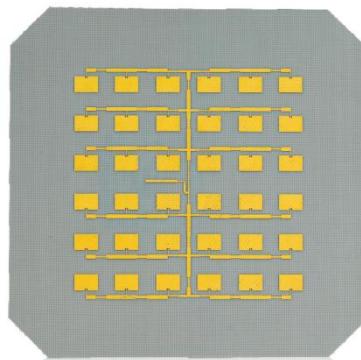
$$\psi = \beta \cdot d \cdot (\sin \theta) + \alpha$$

Maximum de  
rayonnement  
pour  $\psi=0$

$$\theta_{\text{dépointage}} = -\sin^{-1}\left(\frac{\alpha}{\beta \cdot d}\right)$$

(fonction du déphasage relatif entre  
éléments et de la distance inter-éléments)





Réseau d'antennes patch

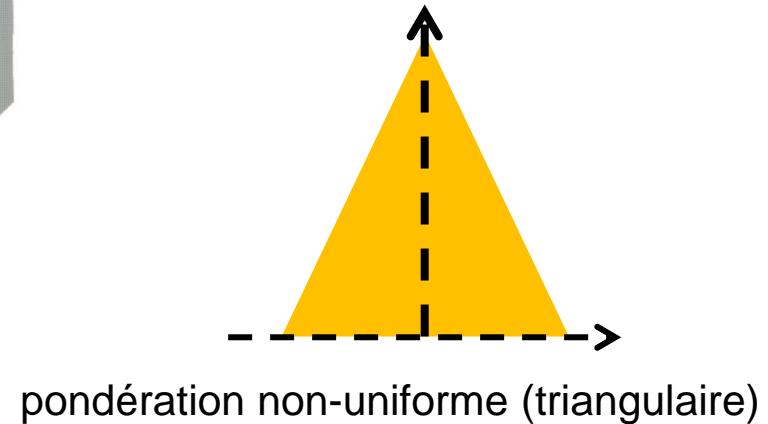
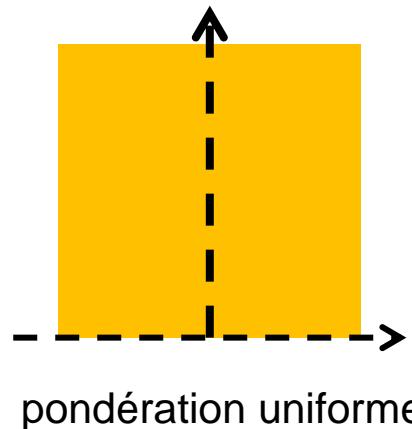
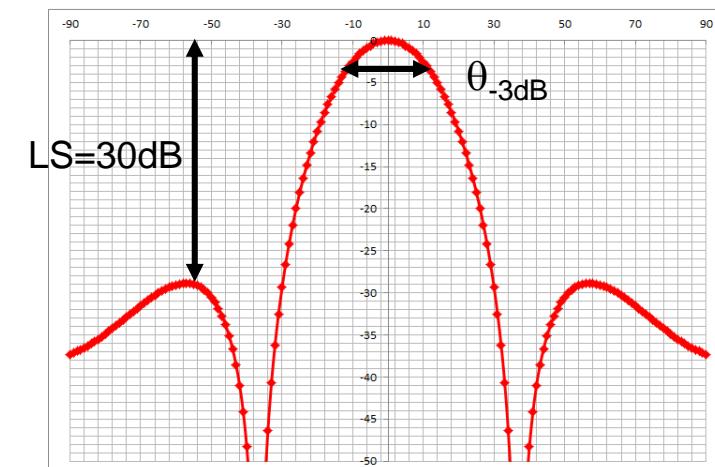
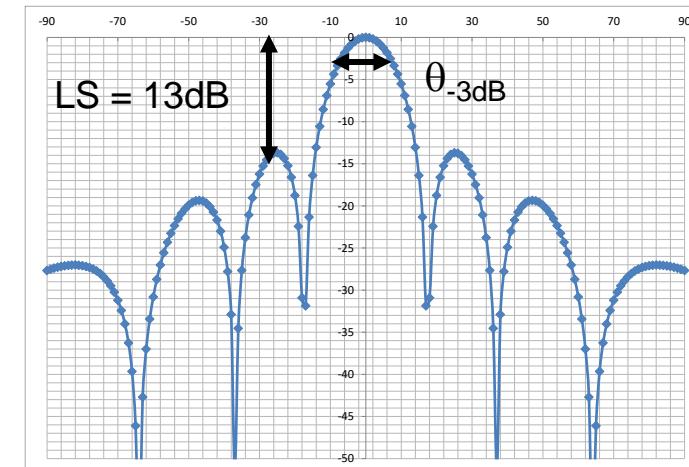


Diagramme de rayonnement de la fonction de réseau



$$\theta_{3\text{dB uniform}} \langle \theta_{3\text{dB non-uniform}} \rightarrow D_{\text{uniform}} \rangle D_{\text{non-uniform}}$$

$$LS_{\text{uniform}} \langle LS_{\text{non-uniform}}$$

