

TAF OPE
UE PCPO

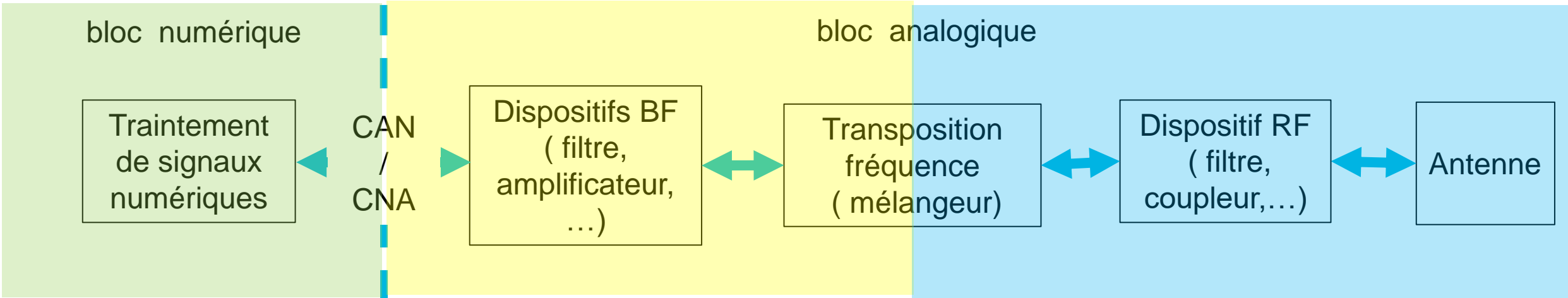
Propagation RF guidée & rayonnement

François GALLEE
Département Micro-ondes

□ PROPAGATION RF GUIDÉE

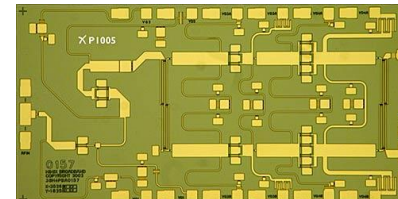


IMT Atlantique
Bretagne-Pays de la Loire
École Mines-Télécom



➤ Principaux supports de propagation guidée:

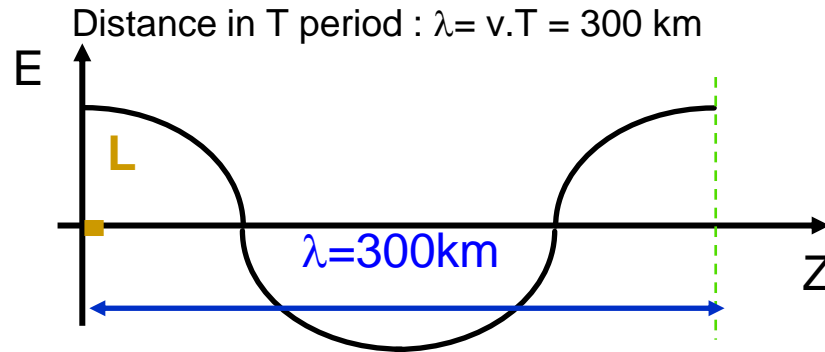
- Câble coaxial
- Guide d'onde
- Ligne micro-ruban



Soit un support de propagation $L = 30\text{cm}$ et $v = c = 3.10^8 \text{ m/s}$

F = 1KHz

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



Seulement une
dépendance en

$$e^{j\omega t}$$

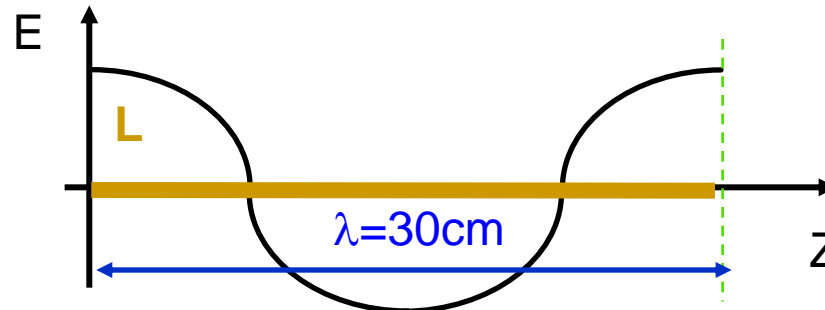


Electronique
BF

F = 1GHz

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

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



dépendance en

$$e^{j\omega t}$$

et

$$e^{-\gamma z}$$



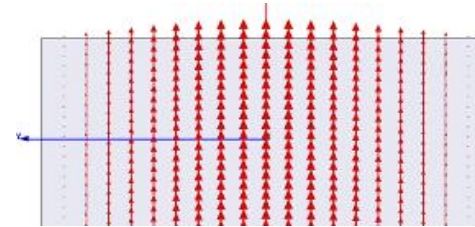
Electronique
RF

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

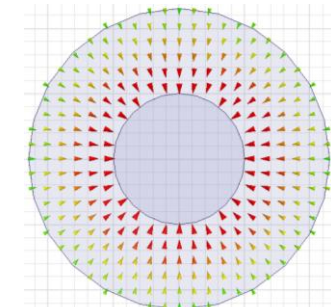
- Comment se représenter physiquement un mode ?
- Par quoi est représenté un mode?

A chaque mode est associé :

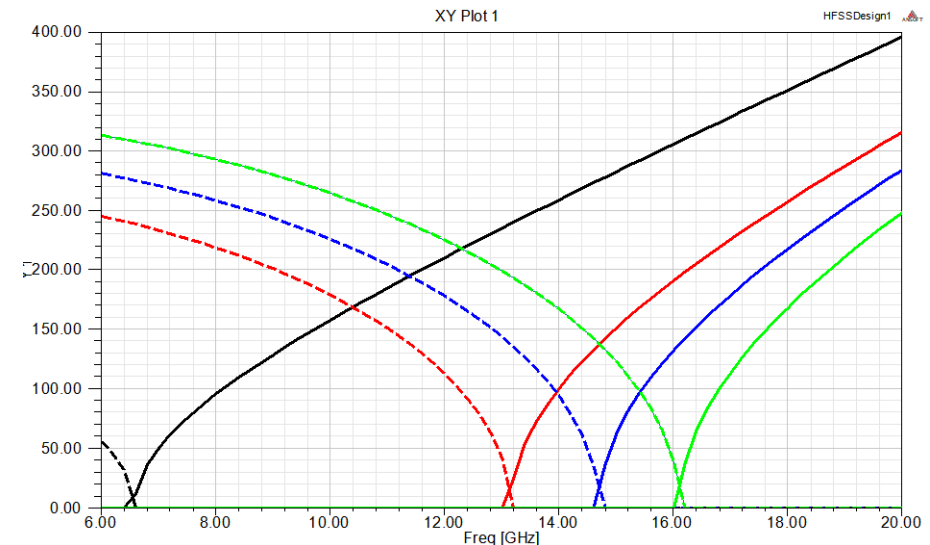
- Une distribution du champ électromagnétique
- Un diagramme de dispersion (constante de propagation en fonction de la fréquence)



Guide rectangulaire



Câble coaxial



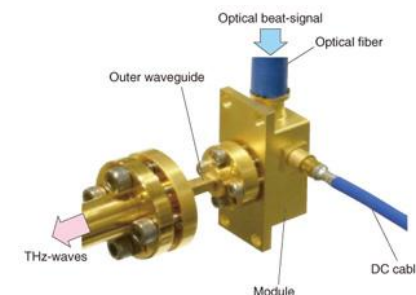
Interconnexions à très hautes fréquences (faible pertes)



Guides rectangulaires



Antenne en bande millimétrique



Mélangeur optique/RF(TeraHertz)

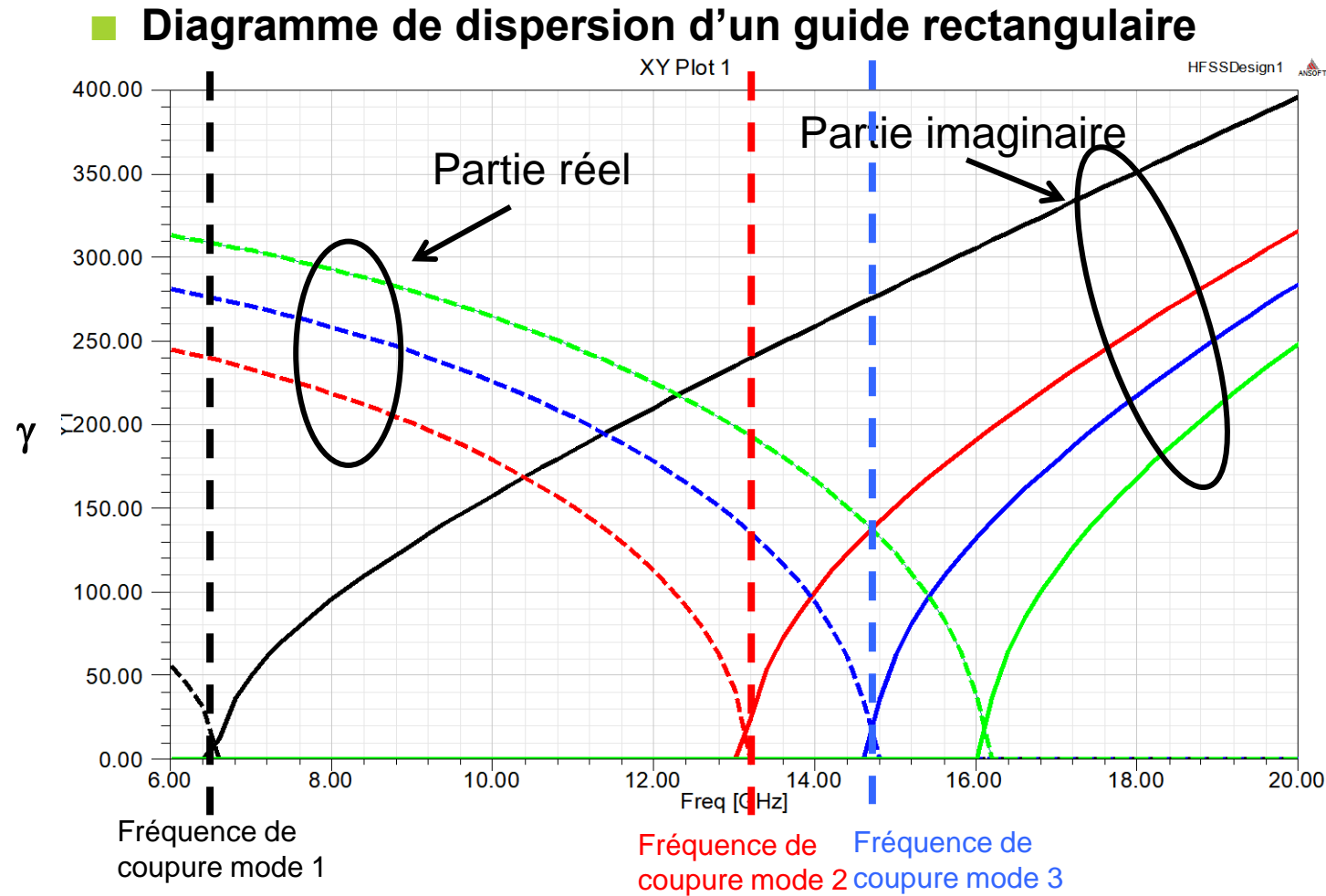
interconnexions pour des applications « forte puissance »



Radar de contrôle aérien

guide rectangulaire

7



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

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

γ réel

$$\gamma = \alpha$$

Onde
évanescente

γ imaginaire

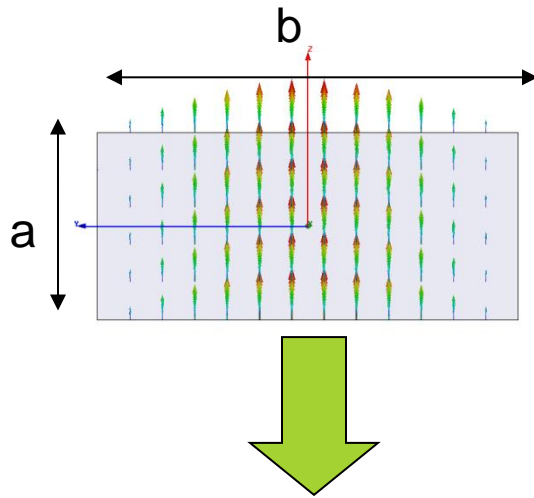
$$\gamma = j\beta$$

Onde
progressive

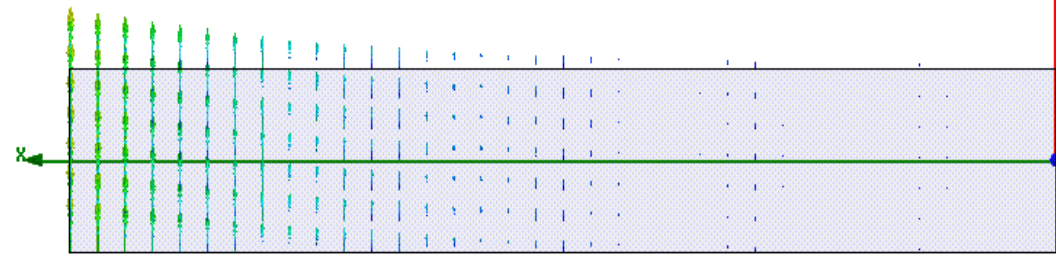
<http://pa3fwm.nl/tools/waveguide.html>

■ Propagation du mode TE

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



$F = 6\text{GHz}$ (inférieure à la fréquence de coupure)



Fréquence de coupure

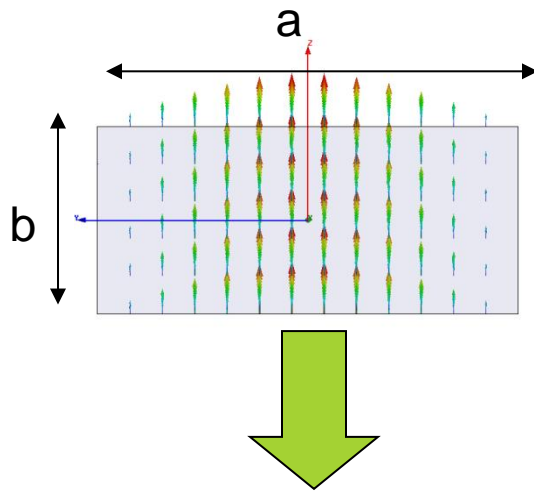
For a Te_{mn} mode
$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}$$

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

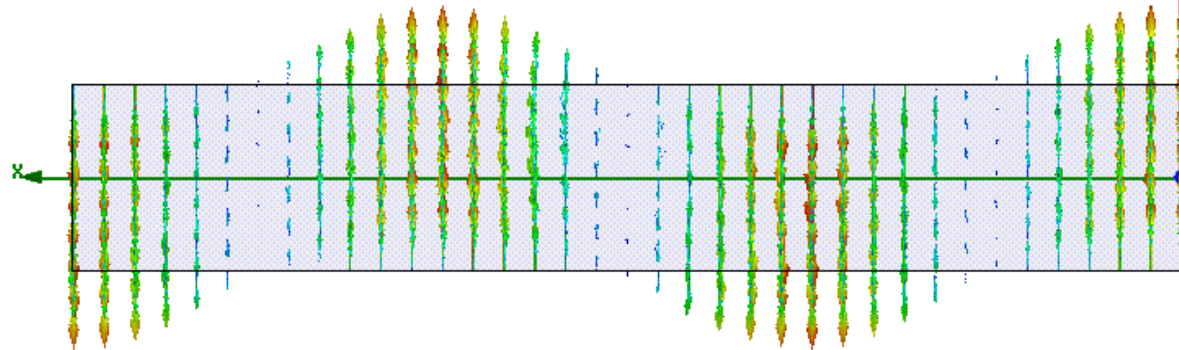
Onde evanescente

■ Propagation du mode TE

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



$F = 10\text{GHz}$ (supérieure à la fréquence de coupure)



Fréquence de coupure

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

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



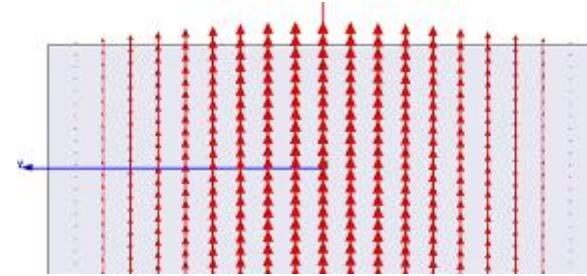
Onde progressive

■ Structure multi-modes

Premier mode

TE₀₁

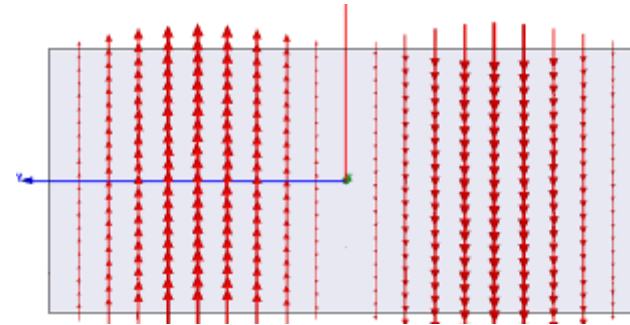
WR90 : fréquence de coupure = 6.6GHz.



Second mode

TE₀₂

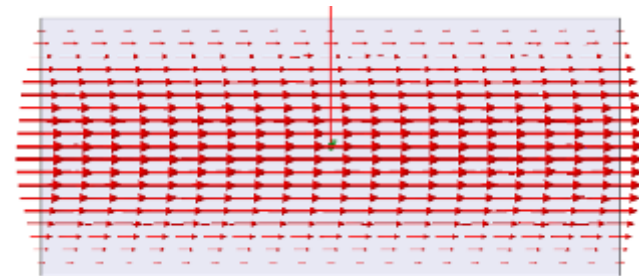
WR90 : fréquence de coupure = 13.1 GHz.



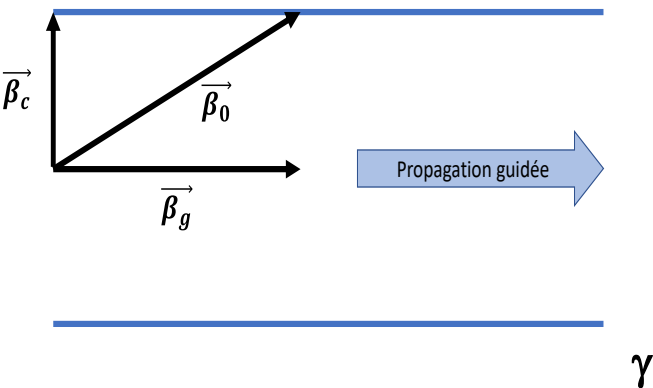
Troisième mode

TE₁₀

WR90 : fréquence de coupure = 14.8GHz.



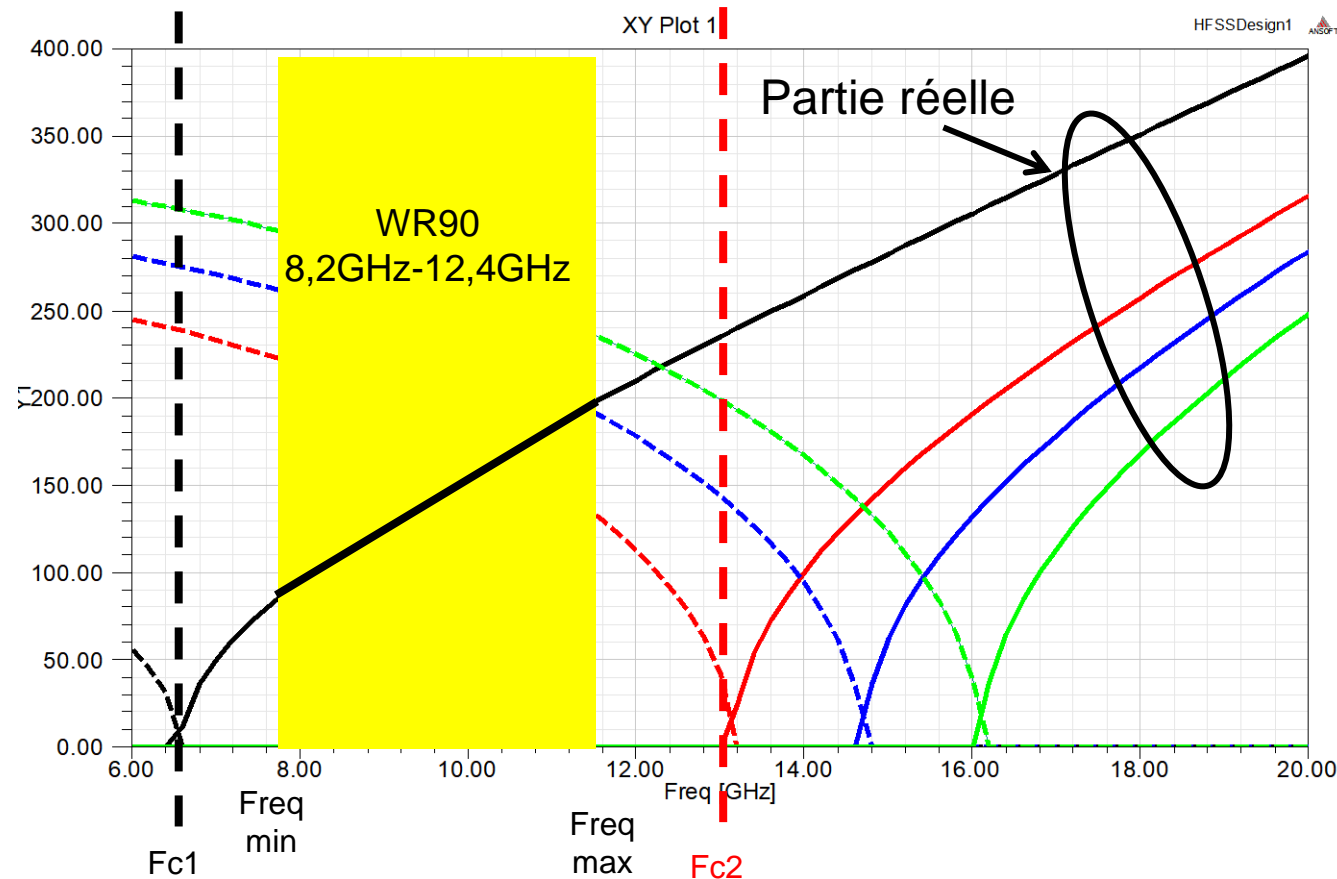
■ Conditions de propagation sans dispersion



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

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

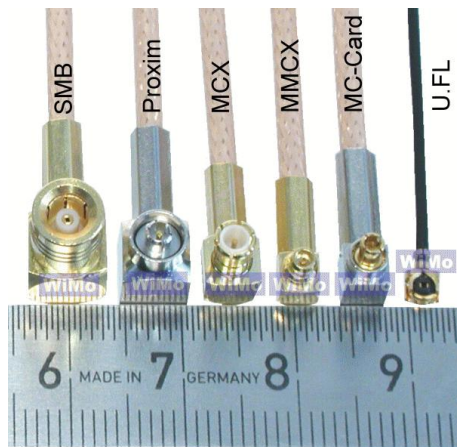
↓
 Vitesse de groupe
 constante

■ 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

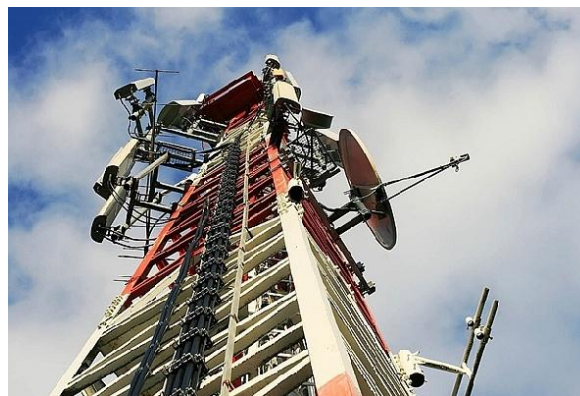




Câbles coaxiaux pour systèmes embarqués

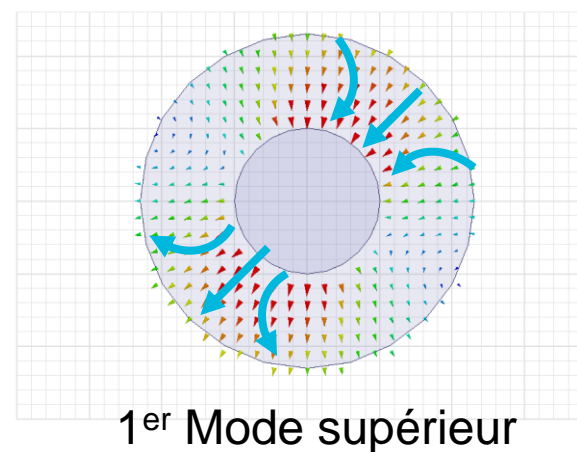
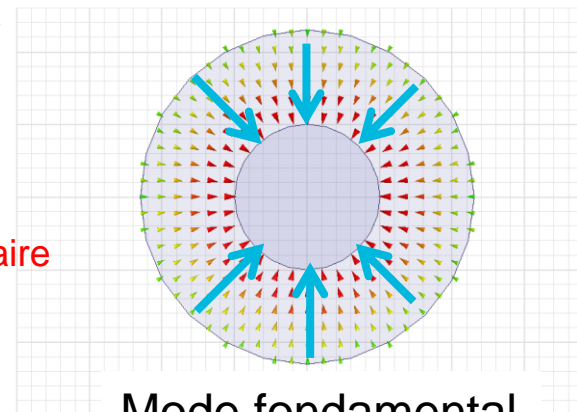
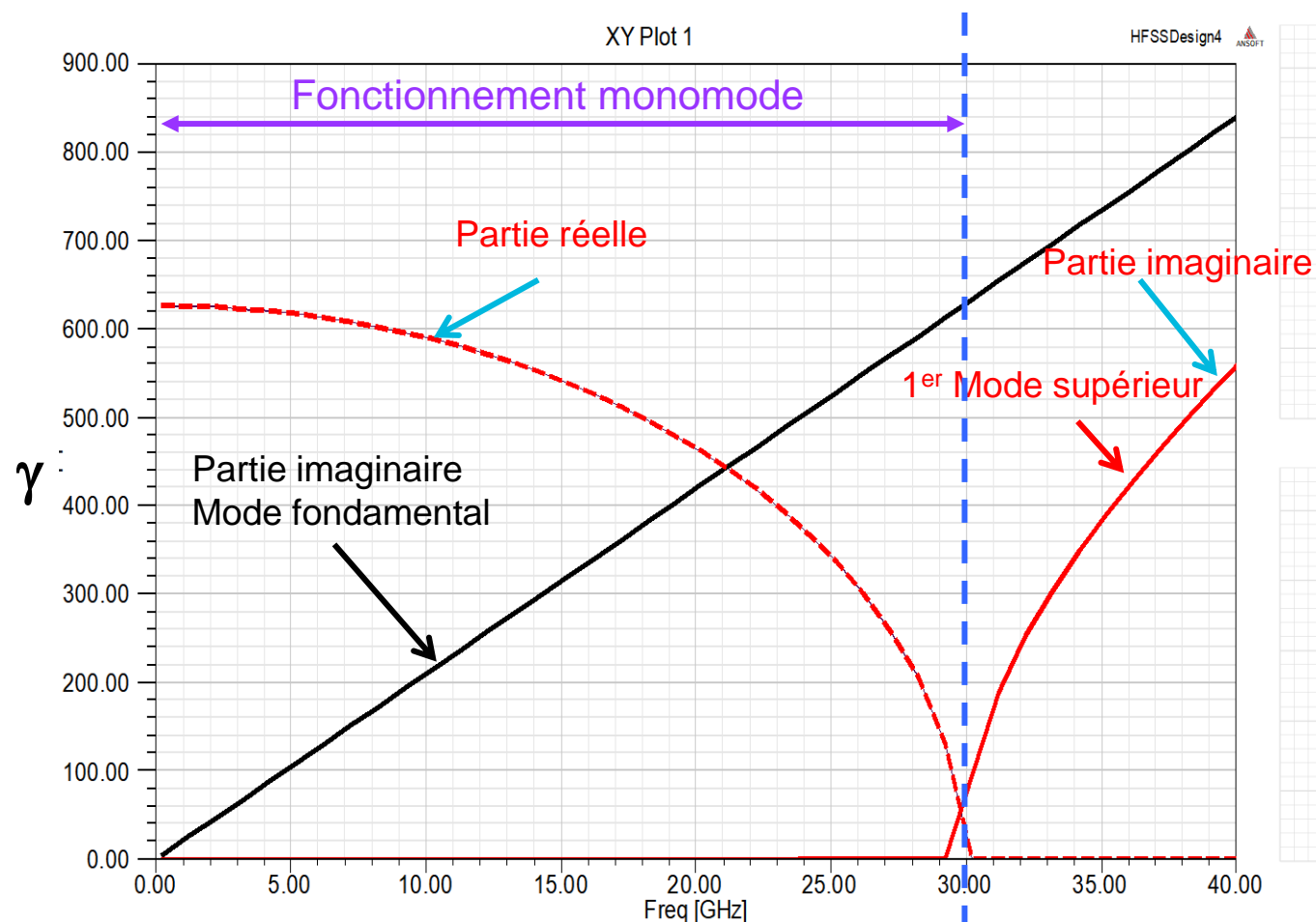


Connexion d'une antenne à un module RF

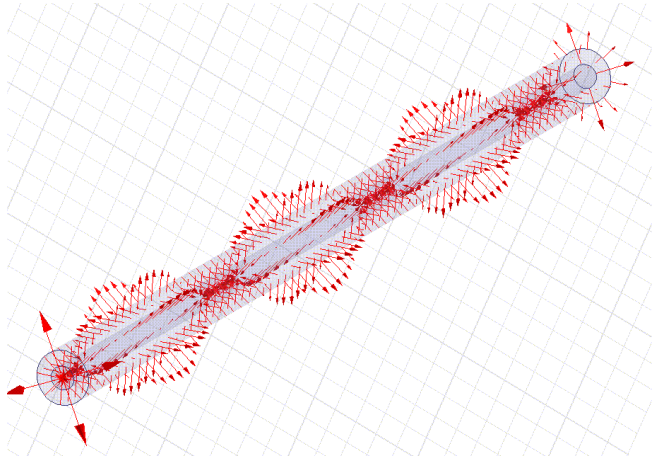


Câbles coaxiaux adaptés à des systèmes d'émission avec de la puissance ou à des systèmes de réception (faible perte)

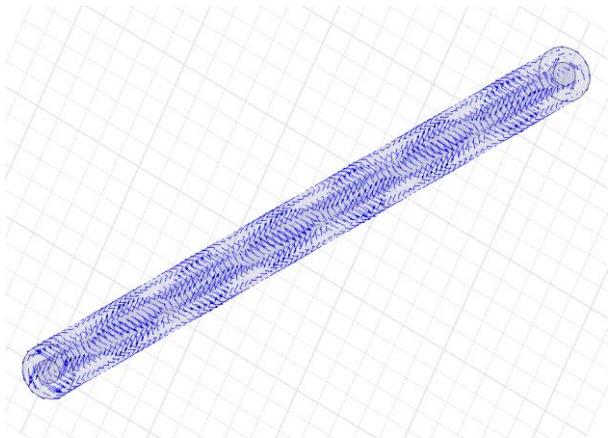
■ Diagramme de dispersion d'un câble coaxial



Champ électrique du mode fondamental



Champ magnétique du mode fondamental



Champ électrique et champ magnétique transverse



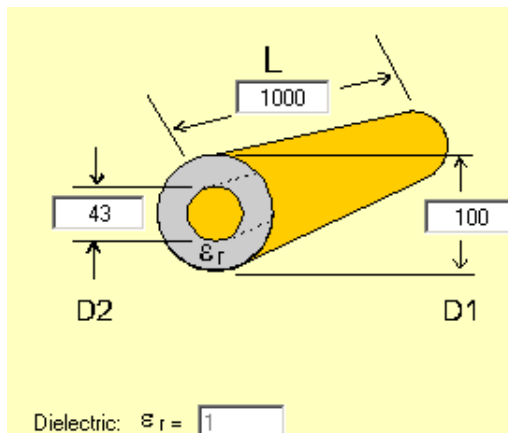
Propagation d'un mode fondamental TEM

Rappel : Condition de propagation d'un mode TEM:

- au moins deux conducteurs
- un milieu diélectrique homogène



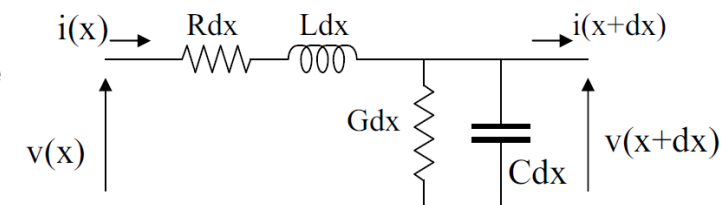
Modélisation par ligne de transmission



L : Longueur du câble coaxial
D2 : Diamètre du conducteur interne
D1 : Diamètre externe
ε_r : Permittivité diélectrique

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

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



σ_{cond} Conductivité du conducteur

σ_{diel} Conductivité du diélectrique

μ Permeability of dielectric

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

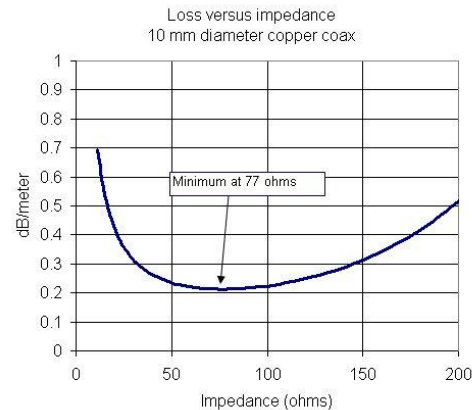
$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j2\pi FL}{G + j2\pi FC}}$$

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

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

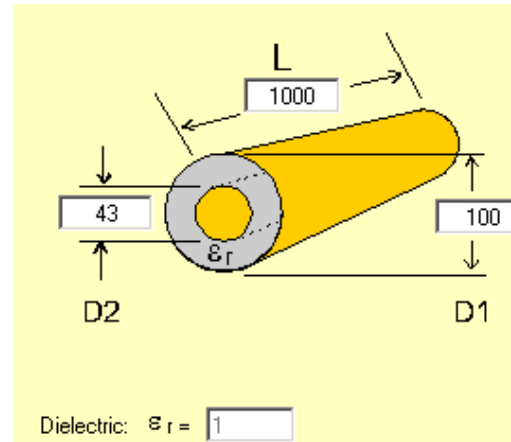
$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad \text{avec} \quad \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Minimum de pertes



$$Z_c = 75 \, \Omega$$

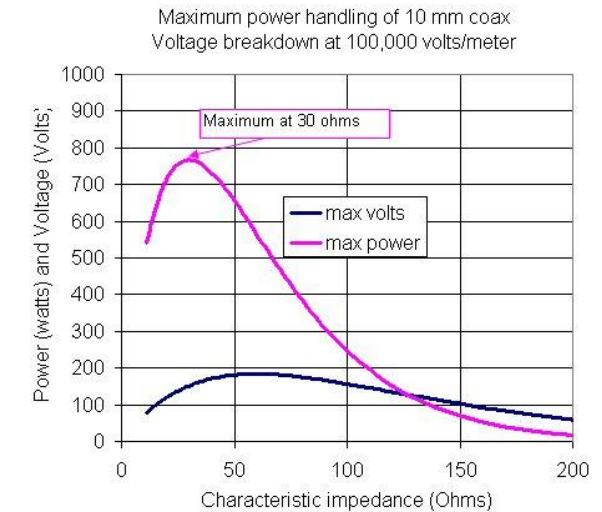
Réception de faibles signaux
(TV terrestre, radio FM)



Système avec émission/réception
Compromis entre les deux

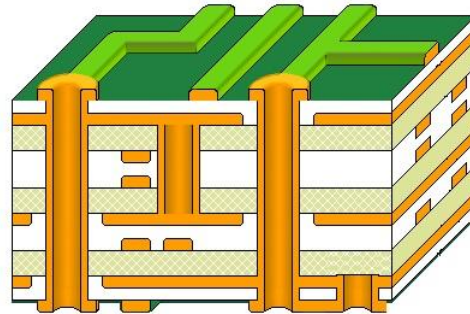
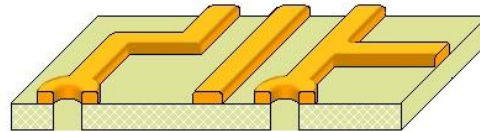
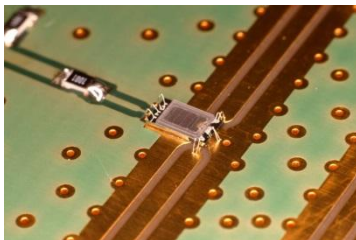
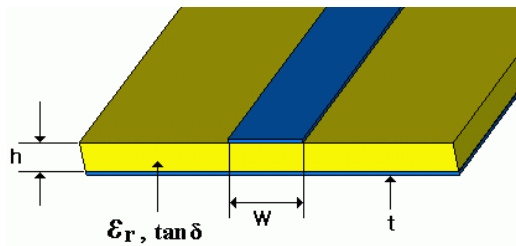
$$Z_c = 50 \, \Omega$$

Tenue en puissance

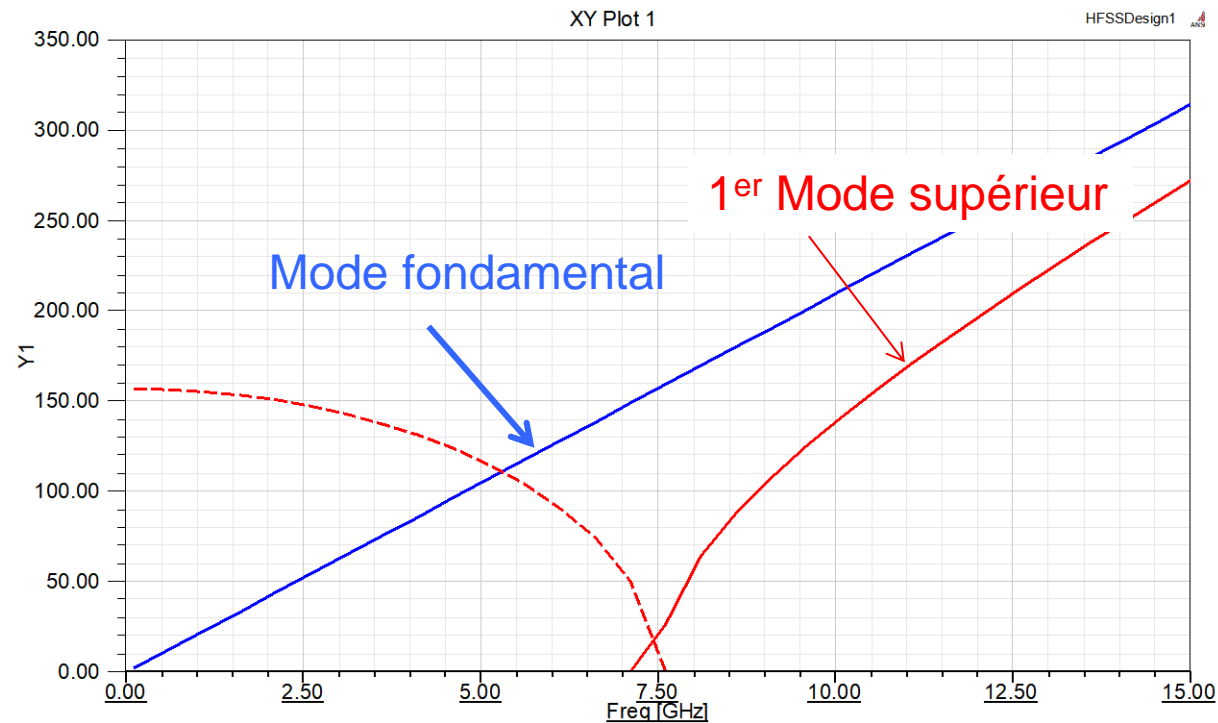


$$Z_c = 30 \, \Omega$$

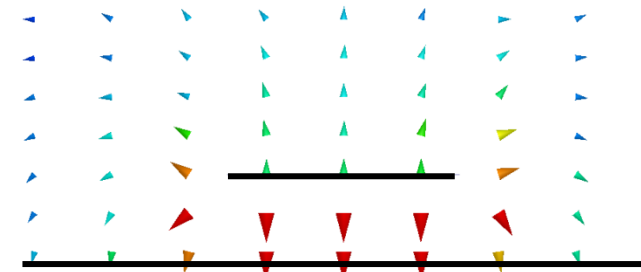
- **Support de propagation le plus couramment utilisé pour l'interconnexion de fonctions (filtre, amplificateur, antenne) dans des systèmes intégrés.**
 - Réalisation avec les processus technologiques classiques de circuits imprimés
 - Insertion de composant CMS (résistance, capacité, inductance, filtre,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



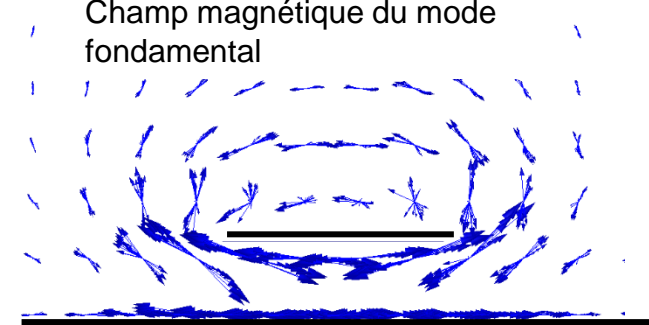
■ Diagramme de dispersion d'une ligne microruban



Champ électrique du mode fondamental



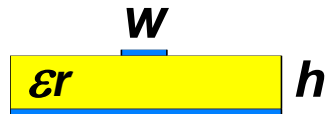
Champ magnétique du mode fondamental



Champ électrique et champ magnétique transverse

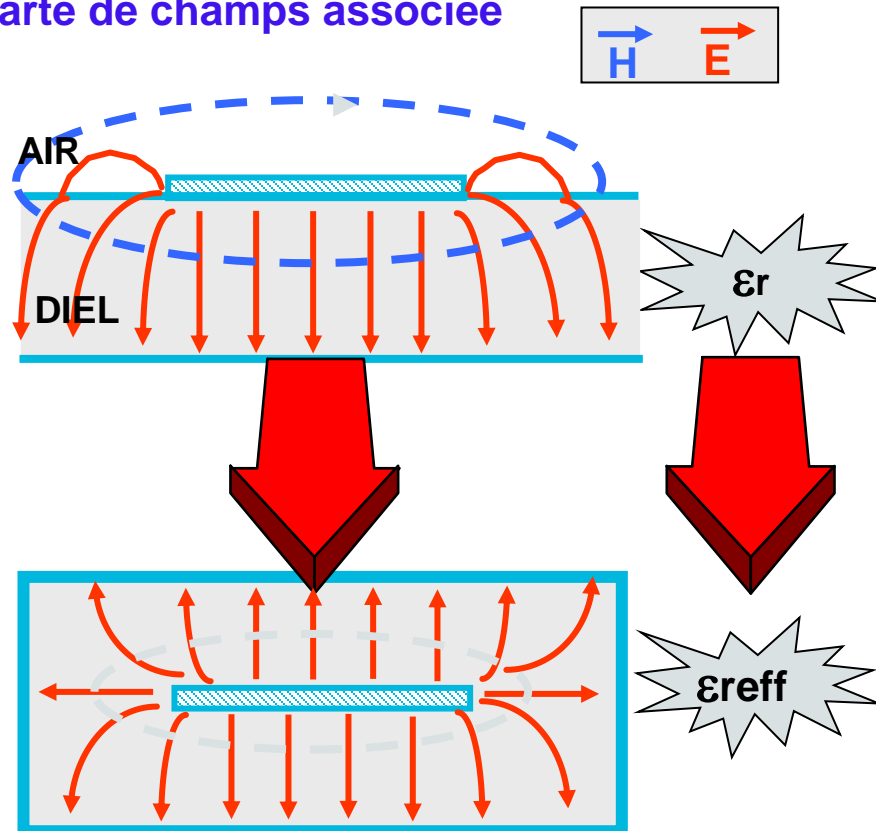


Propagation d'un mode fondamental quasi-TEM



Un milieu inhomogène

Carte de champs associée



Un mode fondamental Quasi-TEM

ϵ_{reff} : *Permittivité relative effective*

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

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

Z_c : *Impédance caractéristique*

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

$$\frac{w}{h} < 1 \quad Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \ln \left[\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right]$$

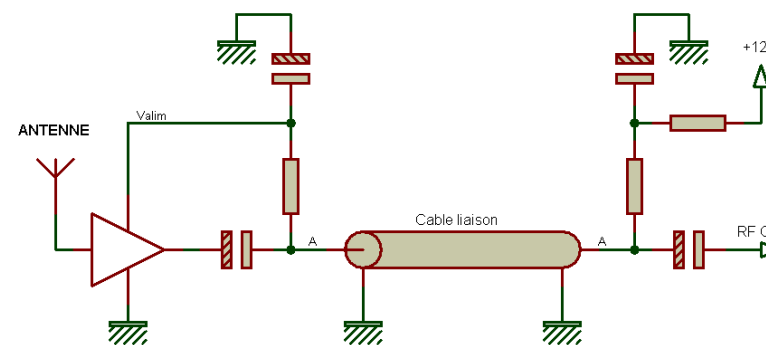
β : *Relation de dispersion*

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad \text{avec} \quad \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad \boxed{\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}$$

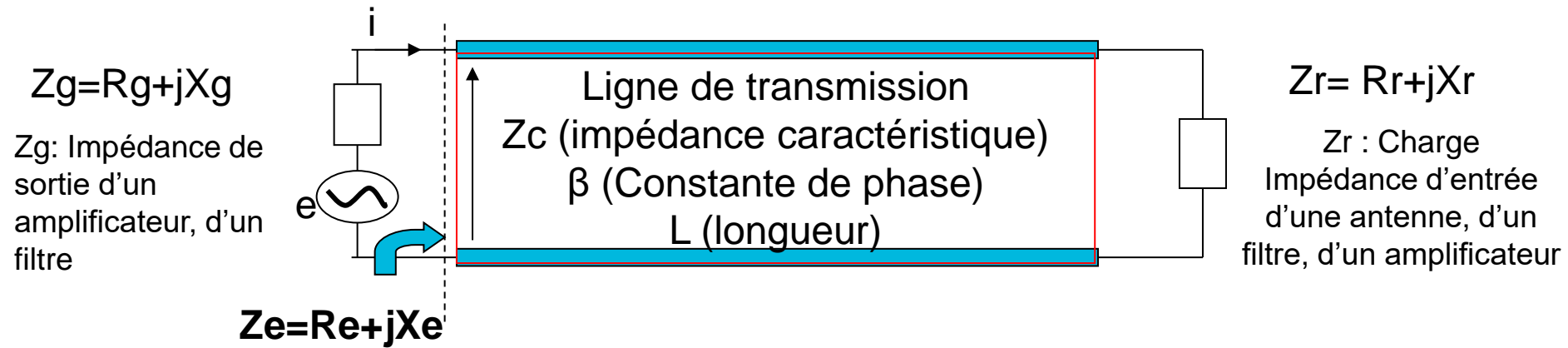
	Guide rectangulaire	Câble coaxial	Ligne micro-ruban
Fréquences < 10GHz	-	+	+
Fréquences > 30GHz	+	-	+
Interconnexion de composants CMS	-	-	+
Télé-alimentation	-	+	+
Puissance	+	=	-



CMS: Component mounting surface



Tele-alimentation



Expression générale de l'impédance ramenée

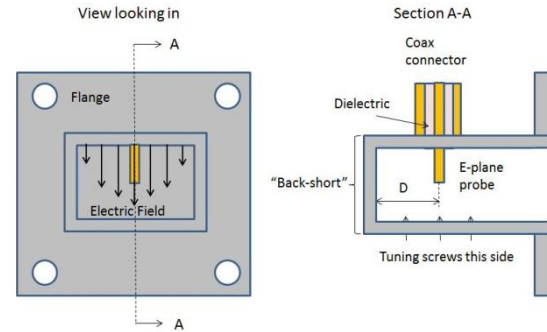
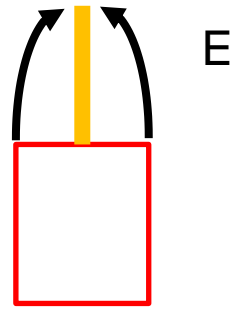
$$Z_e = Z_c \cdot \frac{Z_r + jZ_c \cdot \text{tg}(\beta \cdot L)}{Z_c + j \cdot Z_r \cdot \text{tg}(\beta \cdot L)}$$

Cas particuliers:

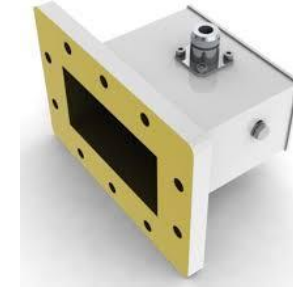
Si $Z_r = Z_c$ \longrightarrow $Z_e = Z_r$ \longrightarrow Invariance de l'impédance en fonction de la longueur L

Si $L = \lambda/4$ \longrightarrow $\beta L = \pi/2$ \longrightarrow $Z_e = \frac{Z_c^2}{Z_L}$ Transformateur d'impédance quart d'onde

➤ Transition câble coaxial – guide d'onde



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



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

Ligne microruban

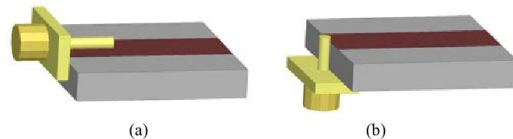
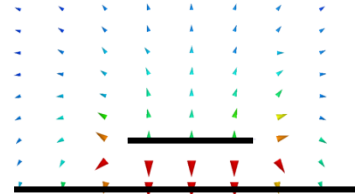
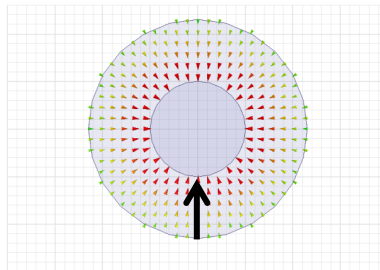
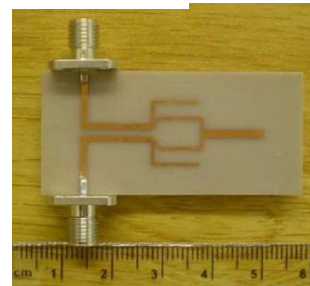
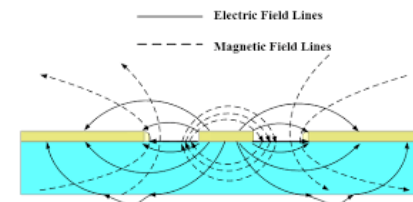
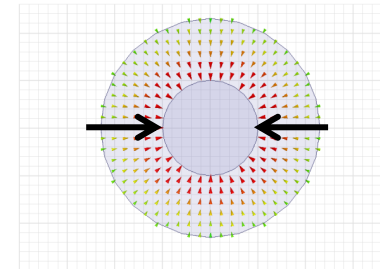
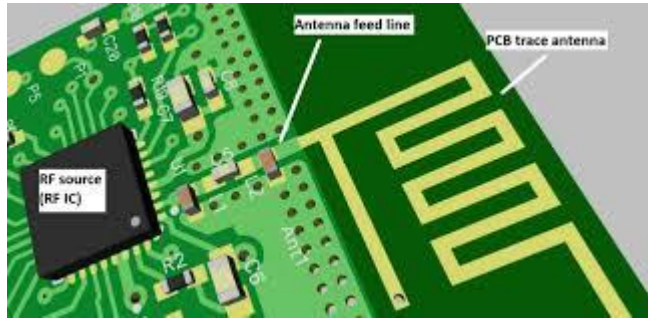


Fig. 1: Configurations of Coax-to-microstrip line transition (a) Edge mount (b) Vertical mount.

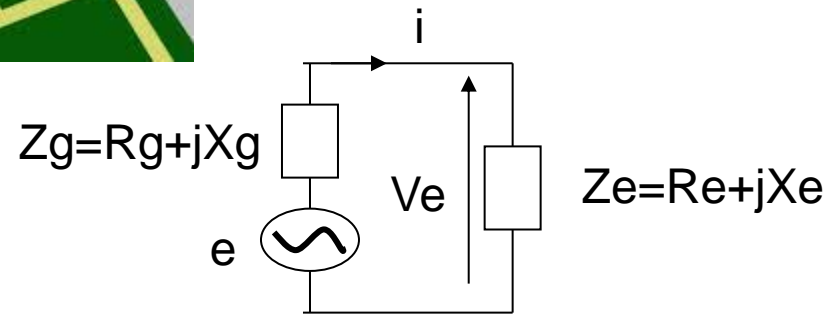


Ligne coplanaire





Transfert maximum de puissance



$$P = \frac{1}{2} \text{Re}al(Ve.i^*) = \frac{1}{2} \text{Re}al(Ze.i.i^*)$$

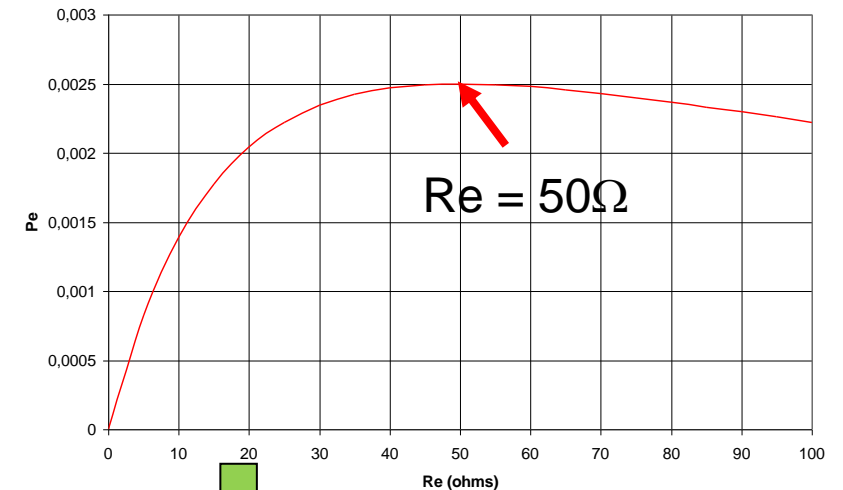
$$i = \frac{e}{Zg + Ze} = \frac{e}{(Rg + Re) + j(Xg + Xe)}$$

$$P = \frac{1}{2} \text{Re} \frac{e^2}{(Rg + Re)^2 + (Xg + Xe)^2}$$

Pour obtenir le maximum de puissance

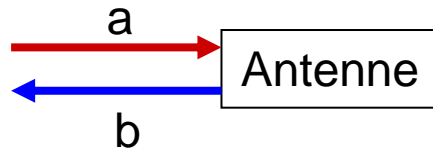
$$Xg + Xe = 0 \longrightarrow Xe = -Xg$$

Pour $Rg = 50\Omega$



$\longrightarrow Re = Rg$

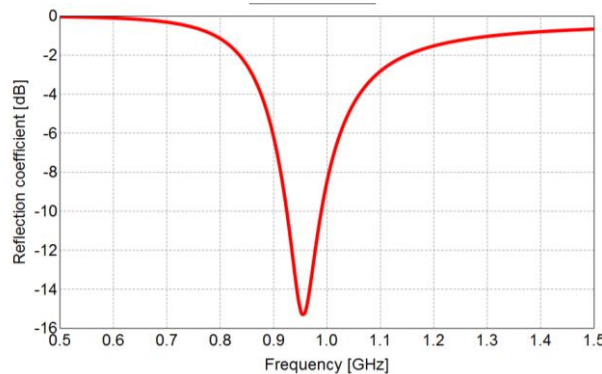
$$Ze = Zg^*$$



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

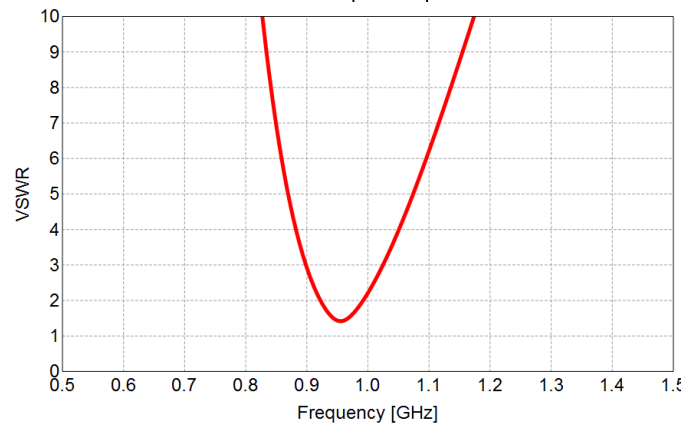
□ L'adaptation vis à vis d'une impédance de référence (Z_0)

$S_{11_{dB}} = 20 \log(|S_{11}|)$

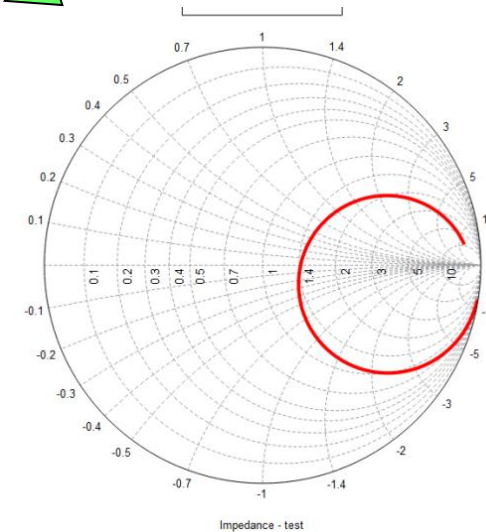


Coefficient de réflexion en dB

$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}$



VSWR : Voltage Standing Wave Ratio



Abaque de Smith

Table de conversion: http://www.flann.com/Products_Home/Components/FmiCat07120121.pdf

Conception assisté par ordinateur (CAO)

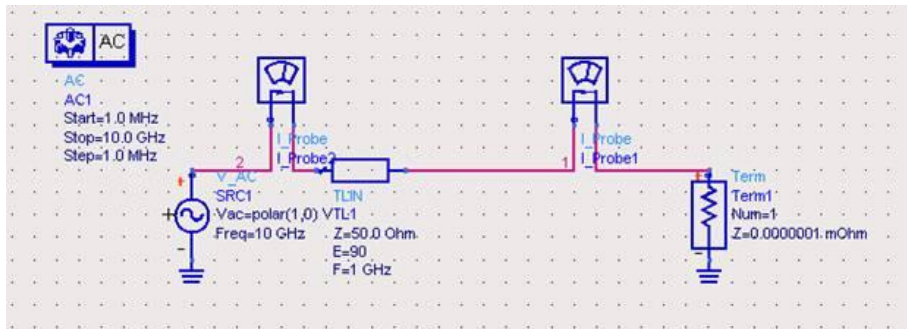
27

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



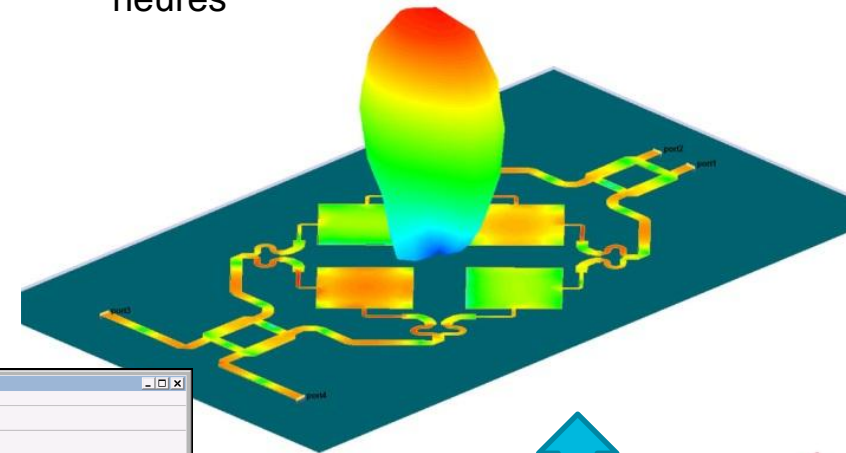
Z_c : impédance caractéristique

$E = \beta L$: déphasage

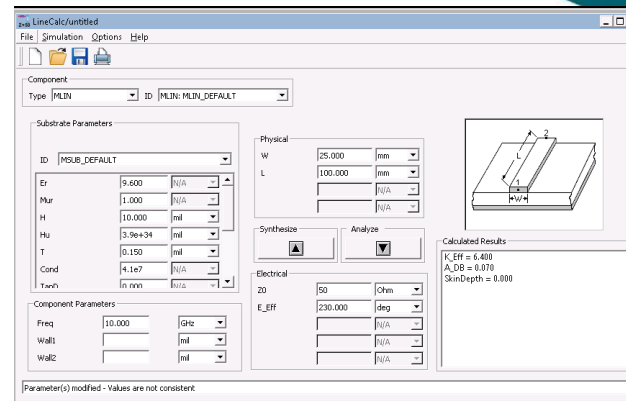


Simulation électromagnétique

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



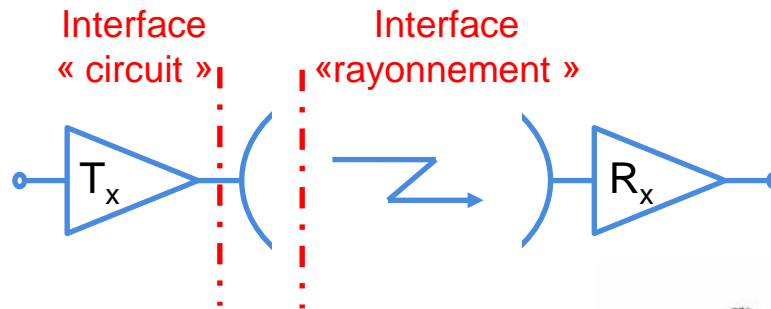
Dimension



□ ANTENNES ET RAYONNEMENT



IMT Atlantique
Bretagne-Pays de la Loire
École Mines-Télécom



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 »)

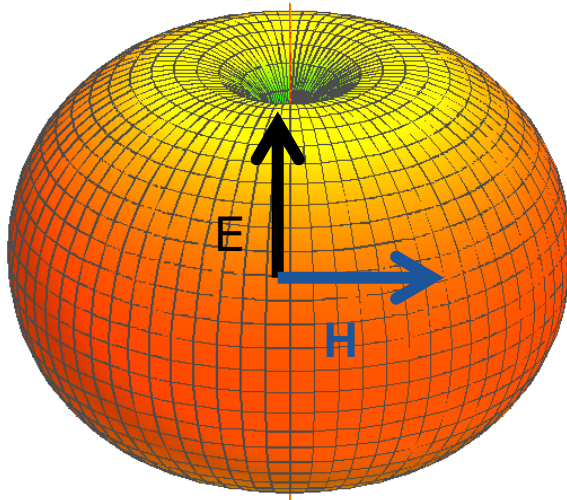
- ☐ Diagramme de rayonnement
 - Angle de dépointage
 - Angle d'ouverture à -3dB
 - Niveau des lobes secondaires
- ☐ Polarisation (linéaire , circulaire)
- ☐ Directivité
- ☐ Rendement/efficacité
- ☐ Gain

Les paramètres d'une antenne

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

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

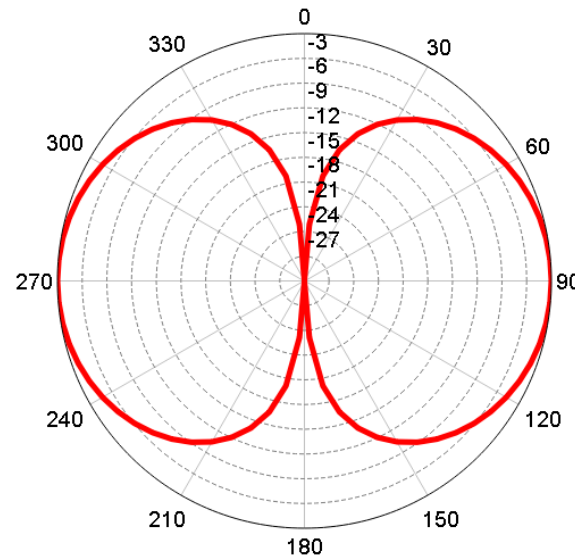
Visualisation 3D



Visualisation 2D : diagrammes polaires

Plan E :

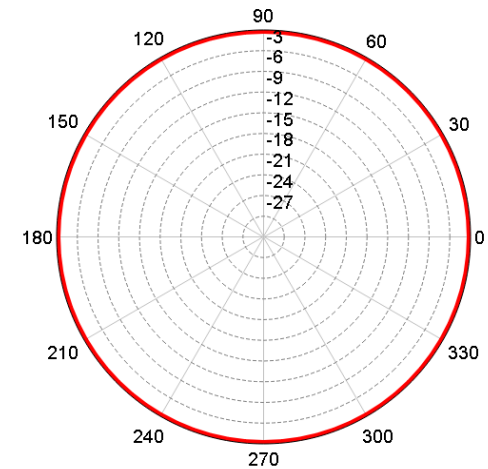
Plan contenant le
champ électrique



Diag. sectoriel

Plan H :

Plan contenant le
champ magnétique



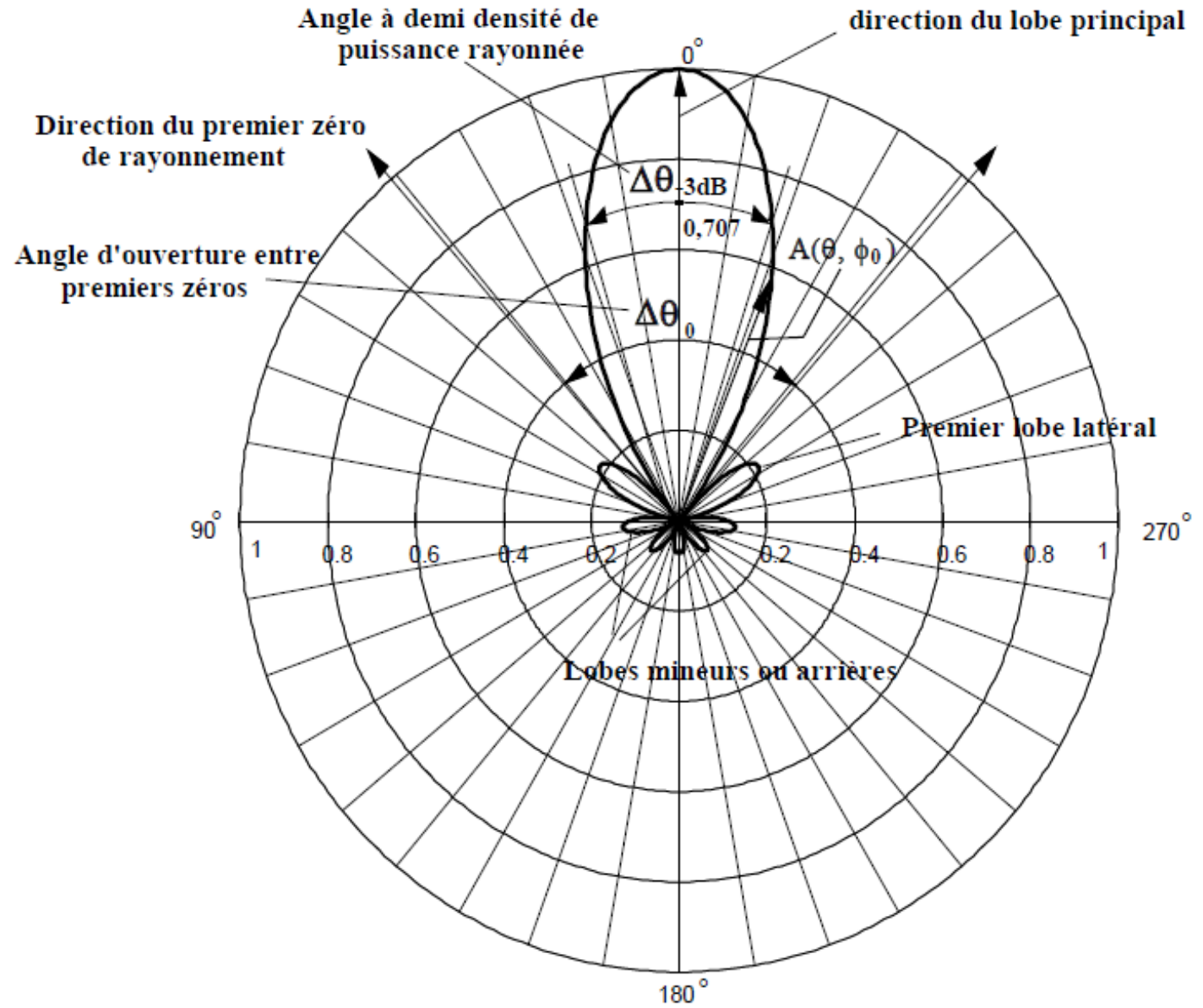
Diag. omnidirectionnel

Les paramètres d'une antenne

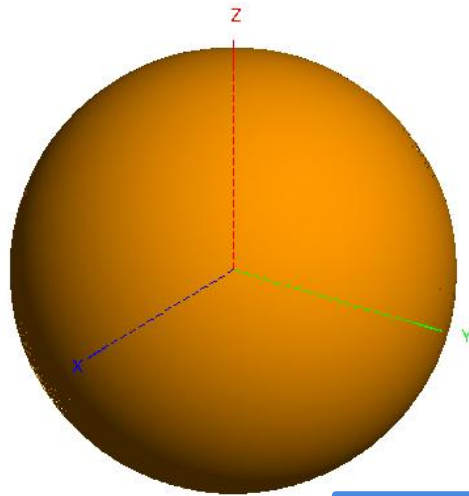
Le diagramme de rayonnement d'une antenne

31

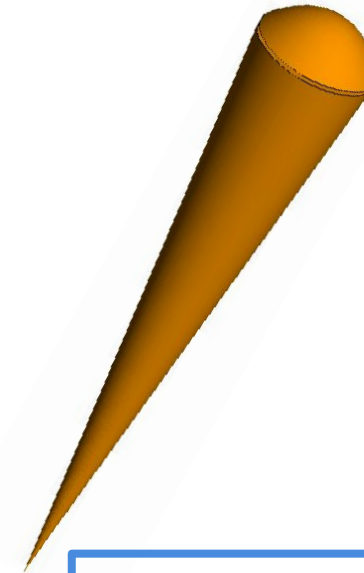
Diagramme de rayonnement 2D



- ❑ 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)
 $D_{\text{dBi}} > 0 \text{ dBi}$

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 (θ, φ) à une distance r

- ❑ Dans une direction (θ, φ) 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 Ω

- ❑ Intégration de l'intensité de rayonnement sur un angle solide Ω

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

La directivité de l'antenne dans une direction donnée

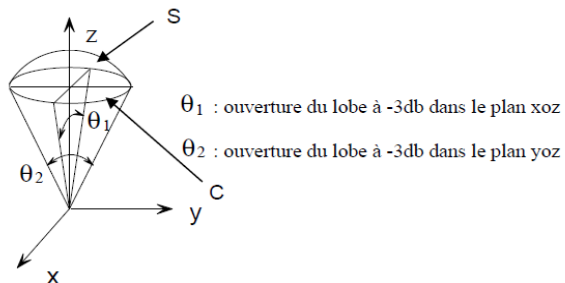
❑ Par définition : $D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{\text{moy}}}$ avec $U_{\text{moy}} = \frac{P_{\text{rayonnée dans sphère}}}{4\pi}$

d'où $D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{\text{rayonnée sphère}}} \rightarrow D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi A^2(\theta, \varphi)}{\iint_{\Omega \text{ sphère}} A^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}$

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

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

❑ Dans le cas d'une antenne directive



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

Ω_A : Angle solide

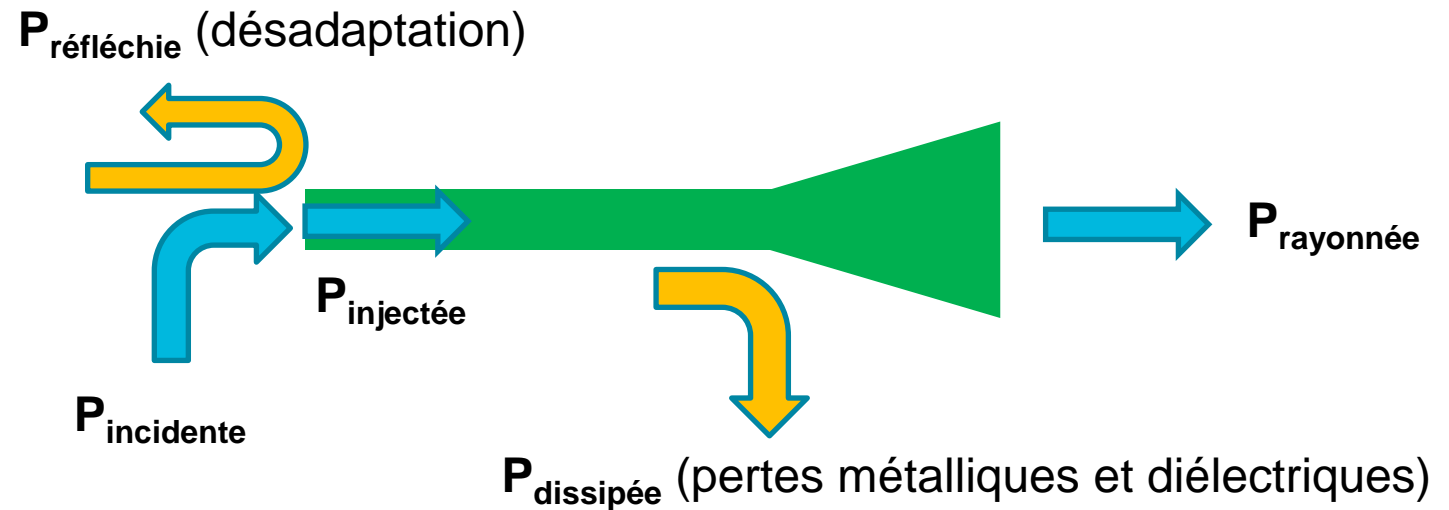
Pour des angles θ_1 et θ_2 faibles

$$\Omega_A = \theta_1 \theta_2$$

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

Les paramètres d'une antenne

Le gain d'une antenne



Rendement
ou efficacité
de l'antenne

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

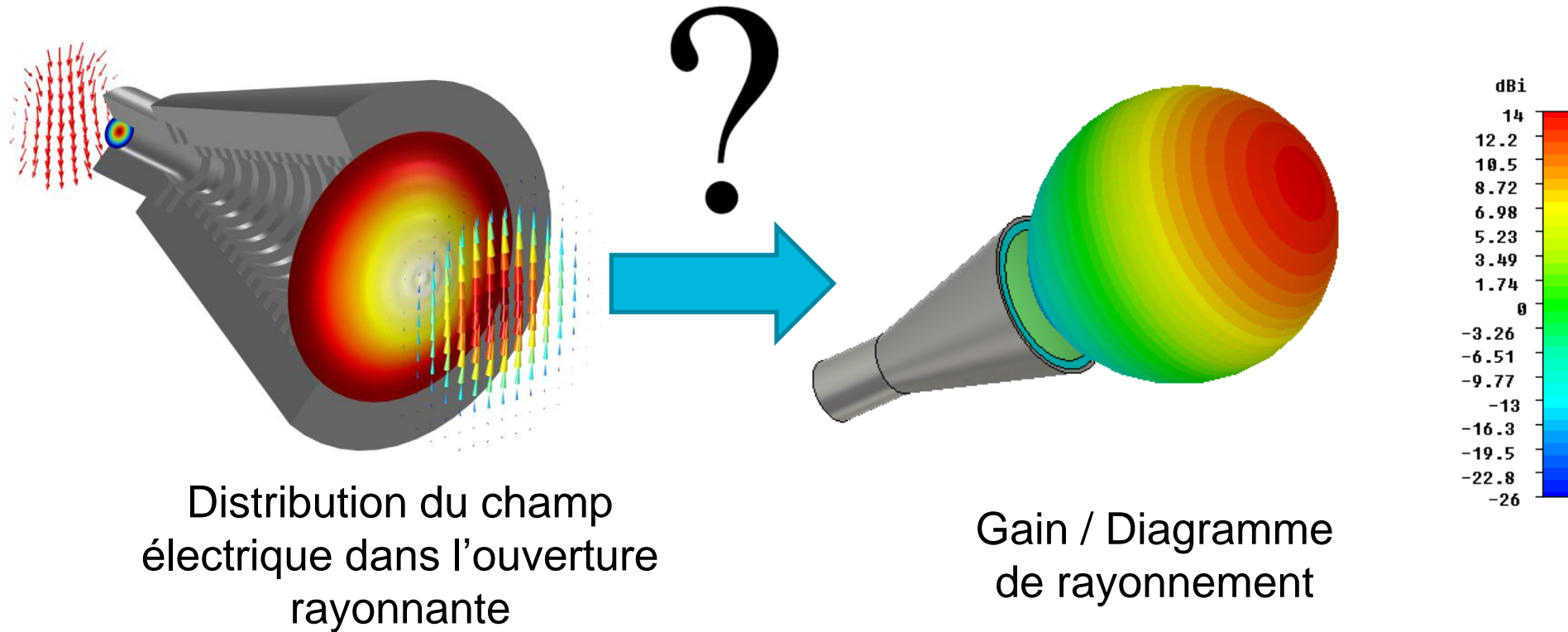
Gain

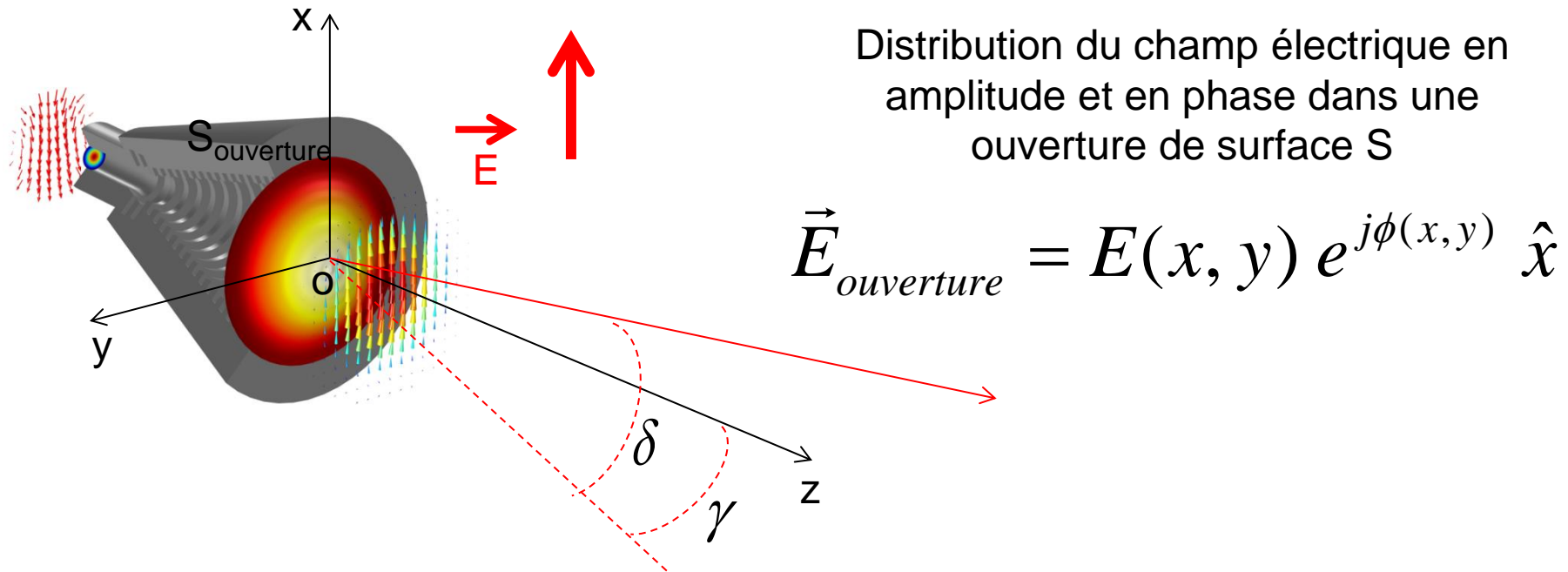
$$G(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{\text{injectée}} / 4\pi}$$

$$G = e D$$

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

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





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

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

□ Hypothèse d'une ouverture équiphase

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

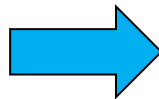
$$E_{\text{rayonné}}(r, \delta, \gamma) = j \frac{e^{-j\beta r}}{\lambda r} \left[\frac{\cos \delta + \cos \gamma}{2} \right] \iint_{\text{Ouverture}} E(x, y) e^{j\beta(\sin \delta x + \cos \delta \cdot \sin \gamma y)} dx dy$$

□ Maximum de rayonnement dans la direction (δ, γ) si :

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

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

Ouverture
équiphase



Maximum de rayonnement dans la
direction normale à l'ouverture

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

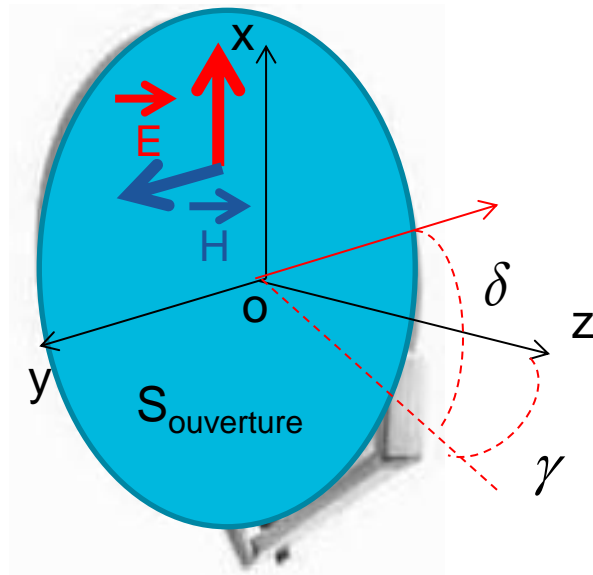
□ Hypothèses sur la distribution du champ électromagnétique dans l'ouverture

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

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

- La distribution de champ électrique est équiphasé et uniforme

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



- **Directivité** (Dans la direction de rayonnement max)
:

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

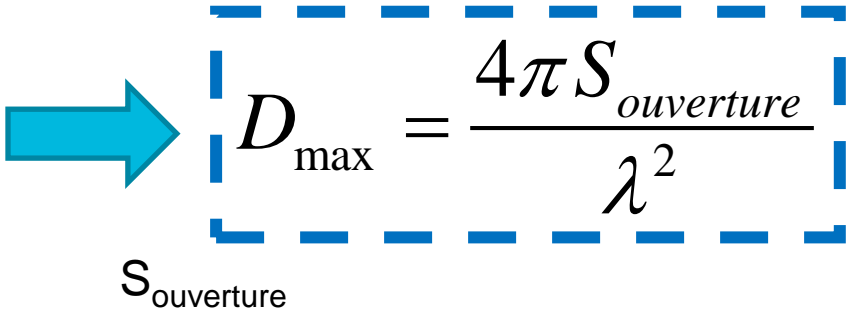
- Intensité de rayonnement

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

□ Puissance dans l'ouverture

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

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

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


- 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

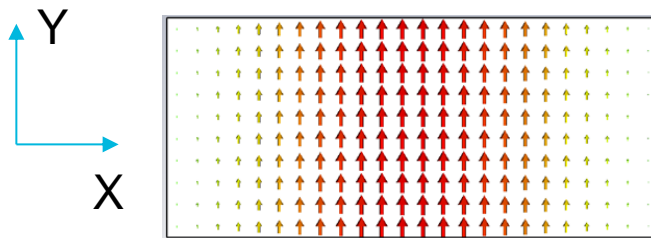
$$S_{eff} = \eta_{ouverture} S_{ouverture}$$

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

Avec $\eta_{ouverture}$ 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 $\eta_{ouverture}=1$

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

Une différence en dB de ≈ -1 dB

Le rendement global η_{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

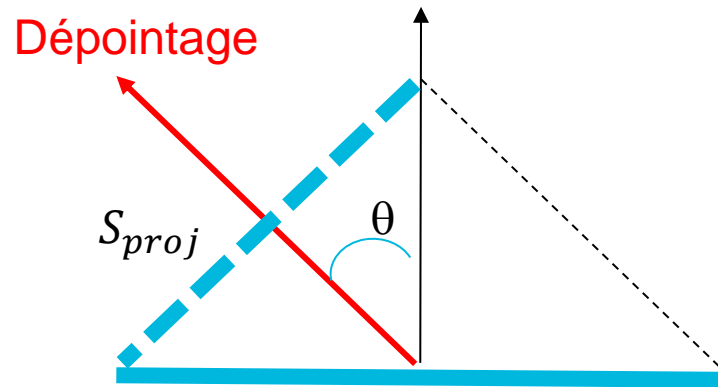
$$e = 60\%$$

Gain = 43,5 dB_i



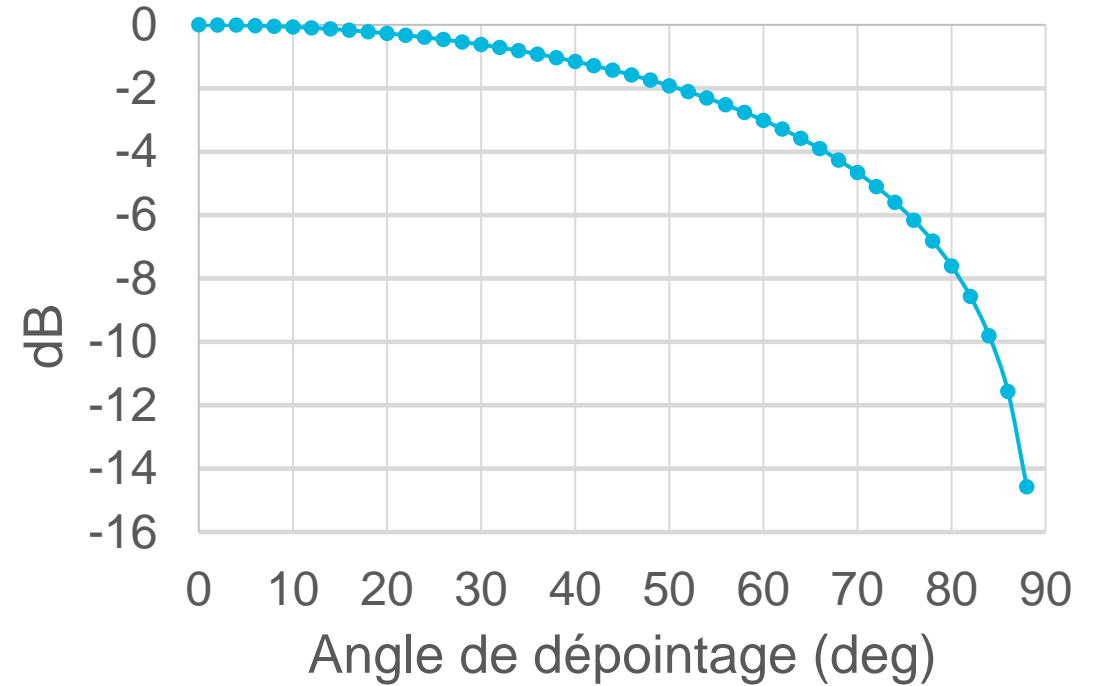
Diamètre $\approx 1,5\text{m}$

- 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

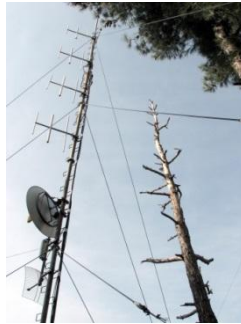
La mise en réseau d'antennes



IMT Atlantique
Bretagne-Pays de la Loire
École Mines-Télécom



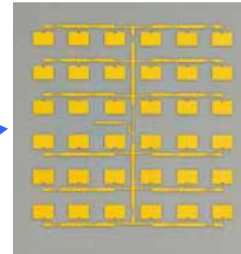
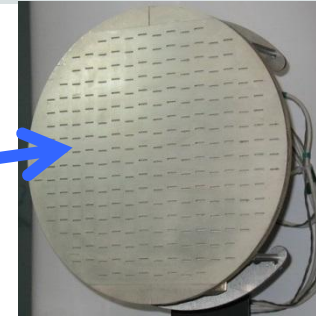
Station de base
«téléphonie mobile»



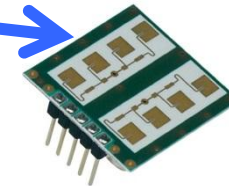
Emetteur radio FM
(réseau de dipôles)



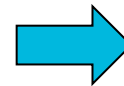
Antenne radar météo
(réseau de fentes rayonnantes)



Antennes radar doppler

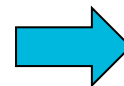


☐ Augmentation de la surface de l'antenne



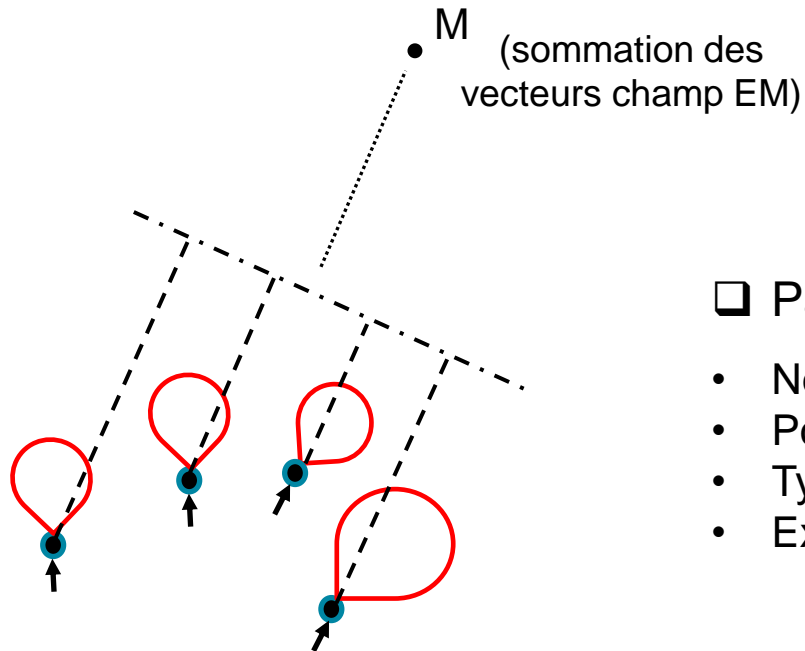
Augmentation de la directivité

☐ Pondération en amplitude et phase



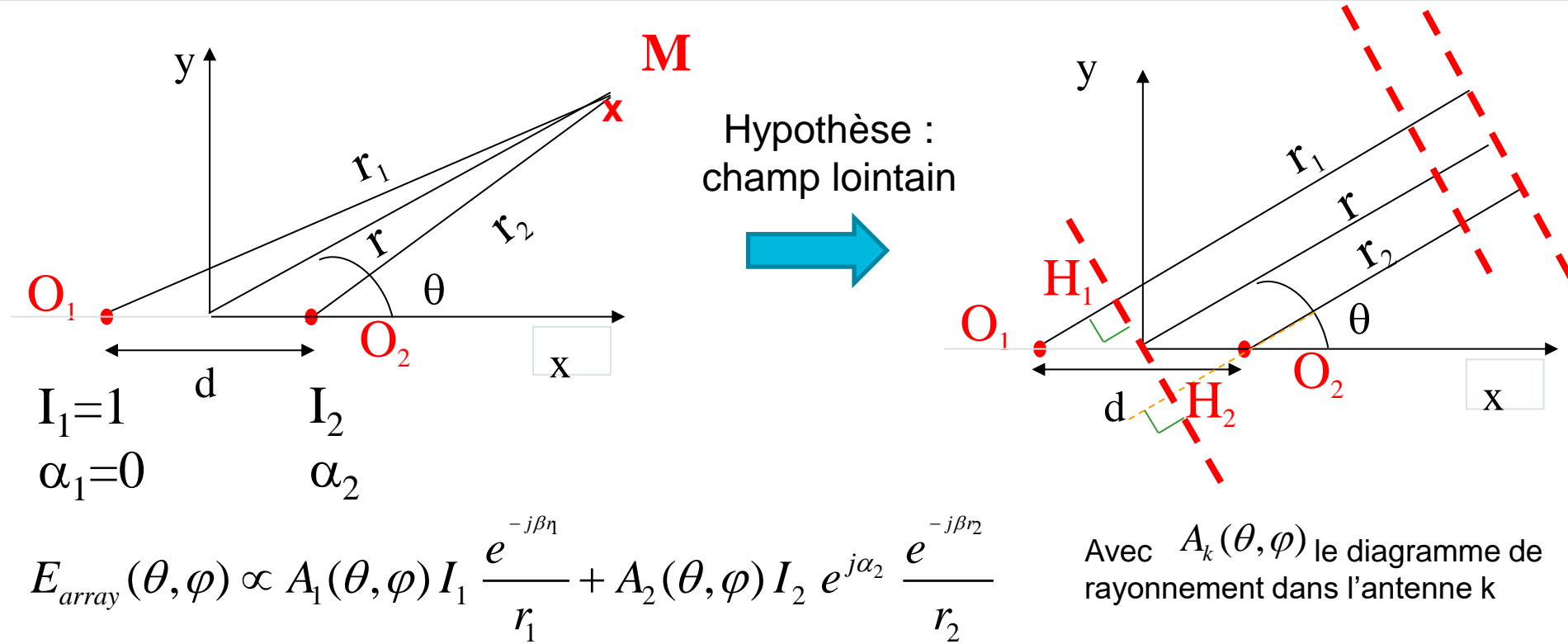
Contrôle du diagramme de rayonnement (dépointage et forme)

- ❑ 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)





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: $R_1 \neq R_2 \neq R$

■ Phase: non car la phase est modulo 2π

Le cas classique de mise en réseau d'antennes:

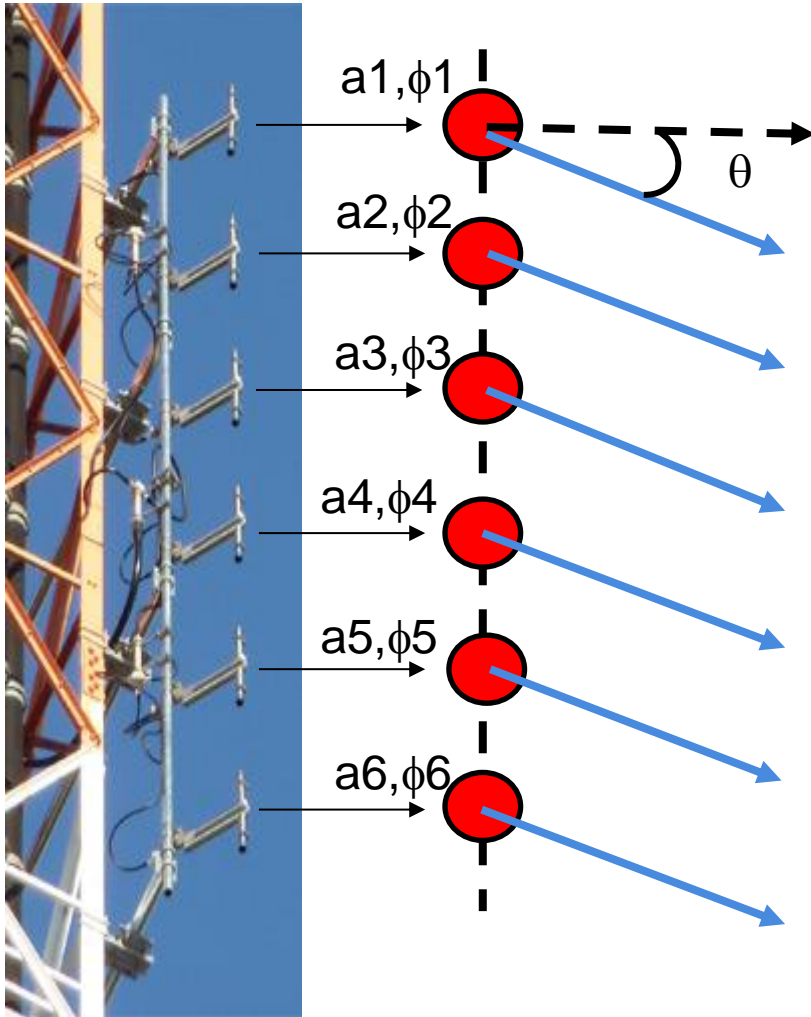
- Les antennes individuelles sont identiques : $A_k(\theta, \varphi) = A_{ind}(\theta, \varphi)$
- La distance inter-élément est constante
- Le déphasage α_k est progressif et linéaire : $\alpha_k = k \alpha$

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

Le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes :

$$A(\theta, \varphi) = \underbrace{A_{ind}(\theta, \varphi)}_{\text{Diagramme de rayonnement de l'antenne individuelle}} \underbrace{\frac{1}{B} \left\| \sum_{k=0}^{N-1} I_k e^{jk(\beta d \sin \theta + \alpha)} \right\|}_{\substack{\text{FR} \\ \text{Facteur ou fonction de réseau} \\ \text{Valeur max normalisé à 1}}}$$

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

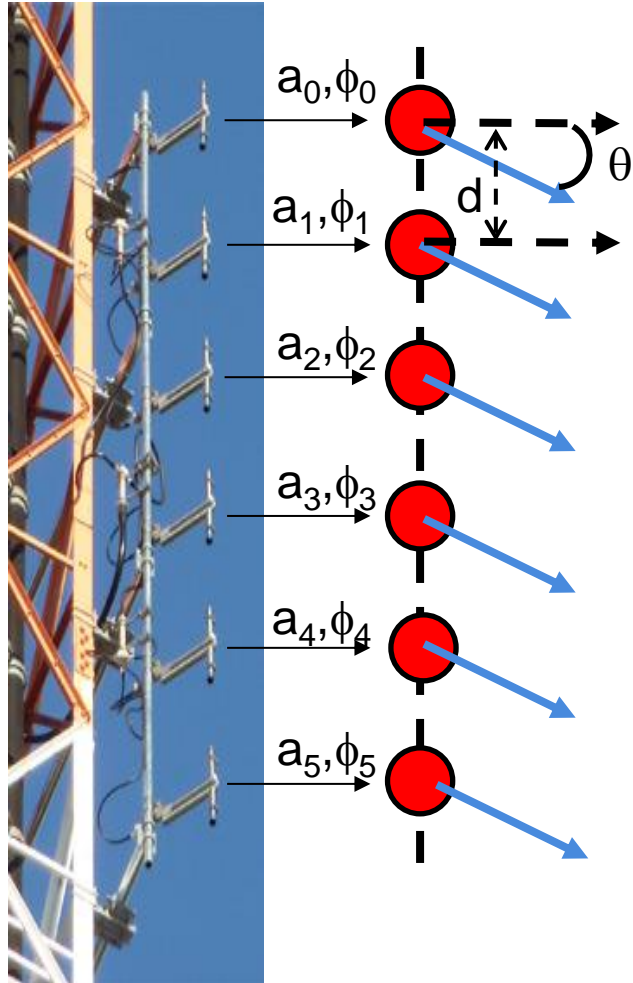


□ Pondération uniforme $I_k = 1$
en amplitude

□ Déphasage
progressive $\alpha_k = k \alpha$

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

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

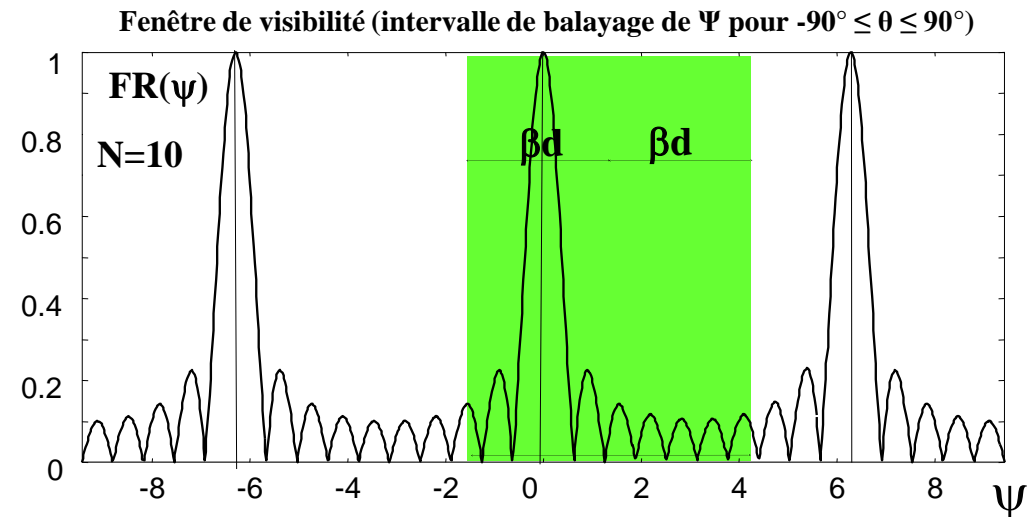


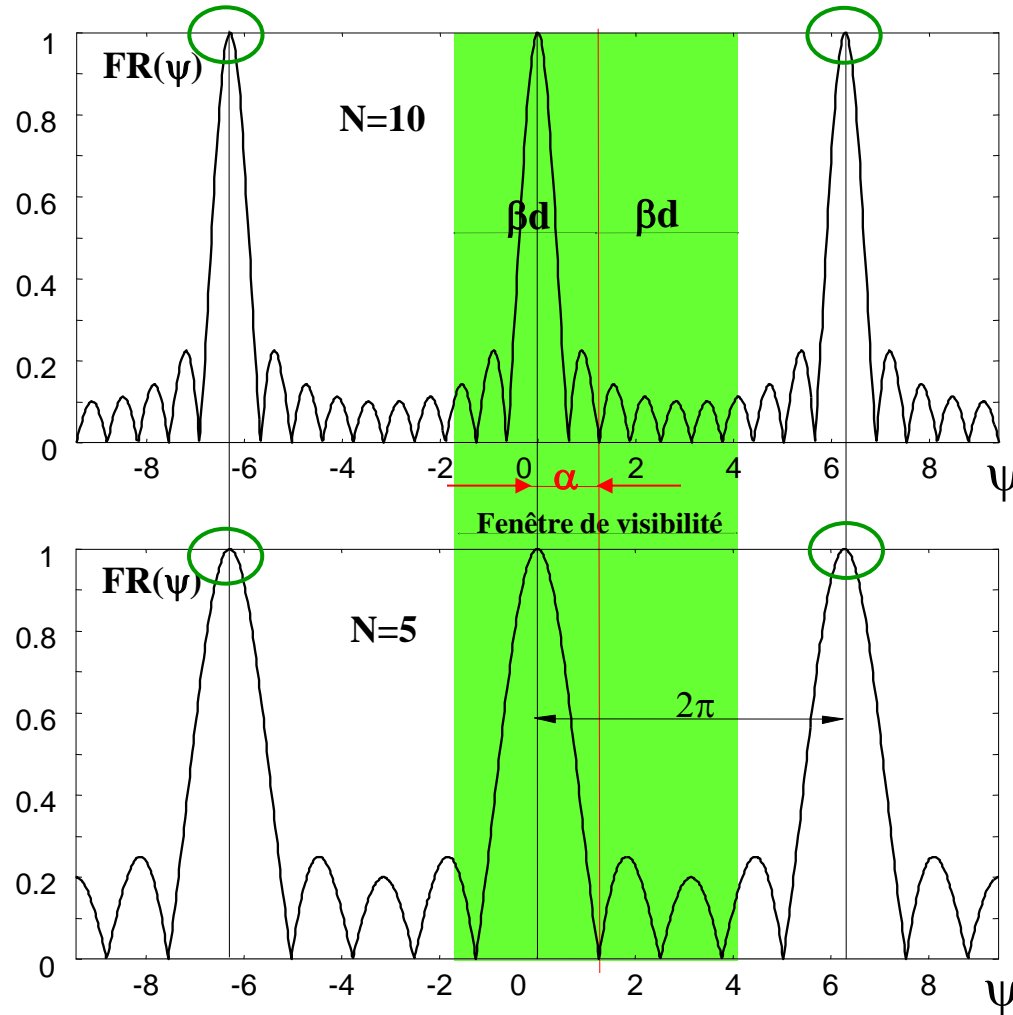
- L'angle θ varie entre -180° et 180° et ψ ne dépend que de θ (réseau linéaire) :

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

- La fenêtre de visibilité est donc définie par les valeurs de ψ comprises entre :

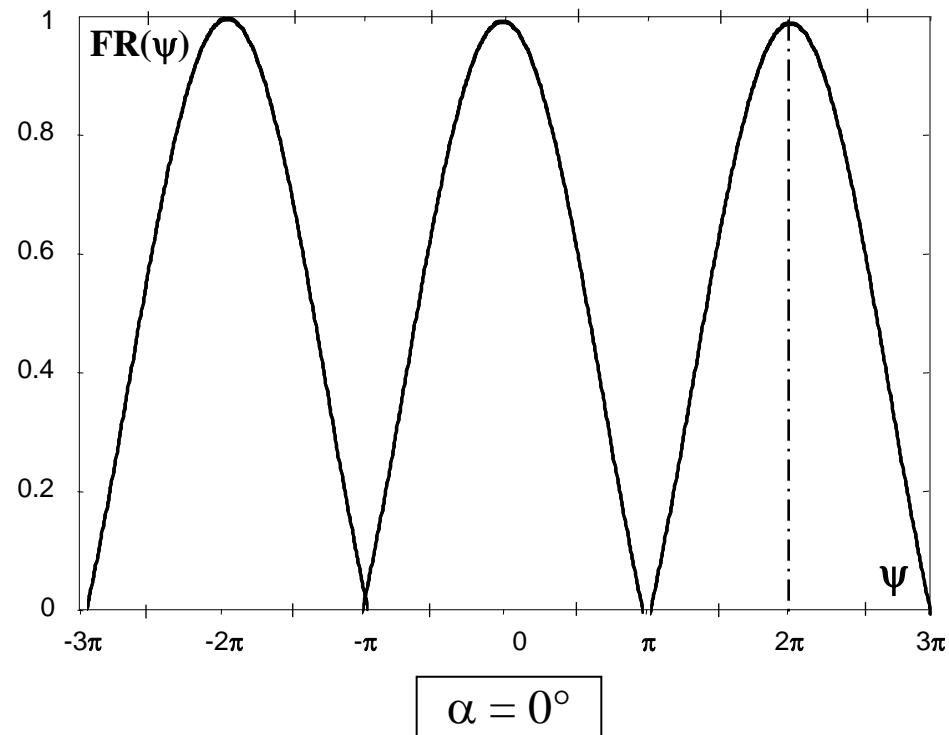
$$\alpha - \beta.d \leq \psi \leq \alpha + \beta.d$$



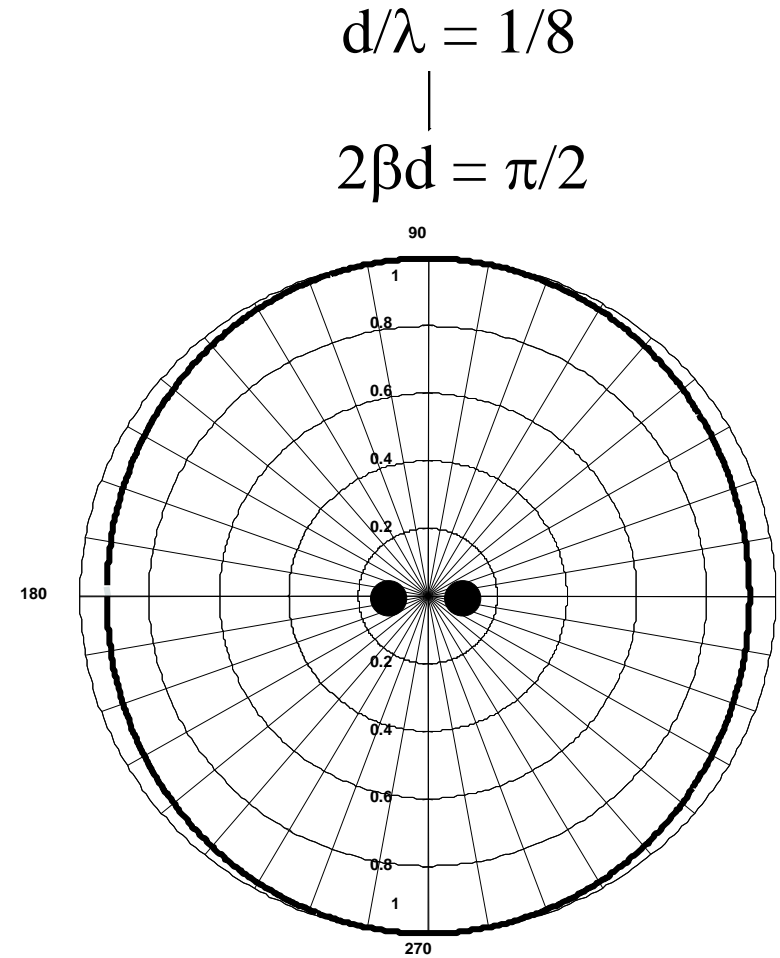
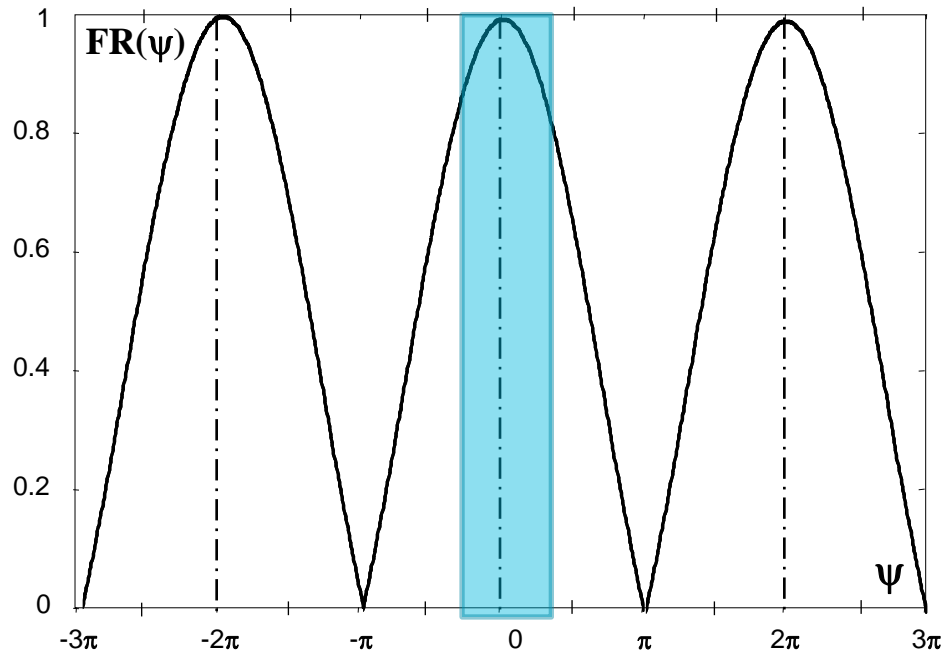


- Le déphasage α positionne la fenêtre de visibilité :
 \Rightarrow C'est le moyen d'ajuster la direction du lobe principal (maximum) !
- L'espacement d entre éléments permet d'ajuster la largeur de la fenêtre de visibilité :
 \Rightarrow C'est le moyen d'ajuster le nombre de lobes ou zéros !
 \Rightarrow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

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



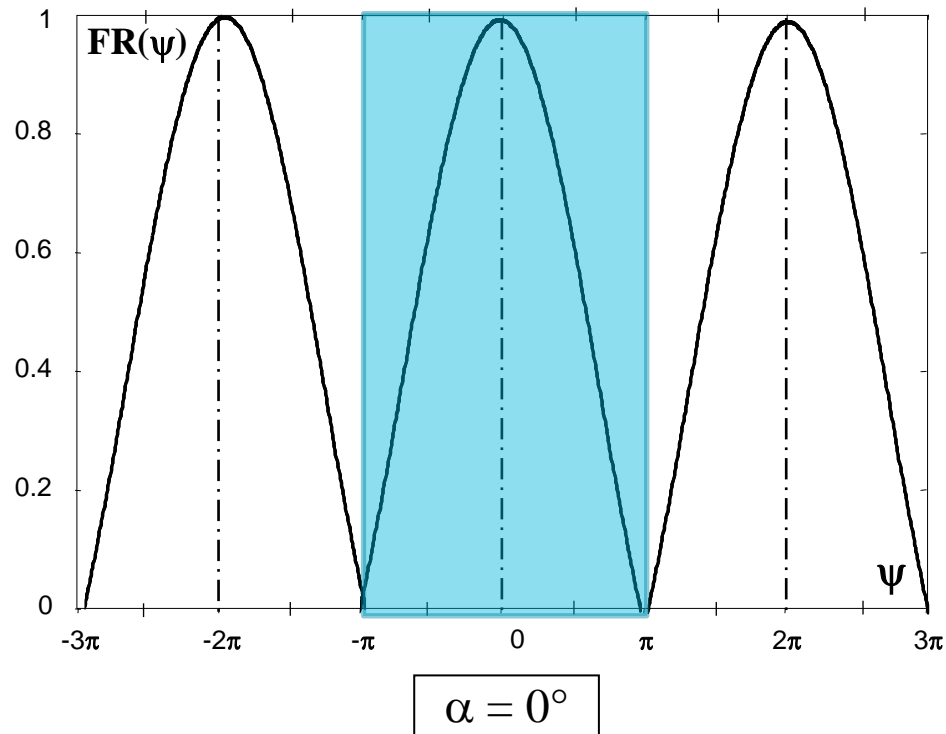
❑ Facteur de réseau pour $N=2$ et $\alpha=0^\circ$



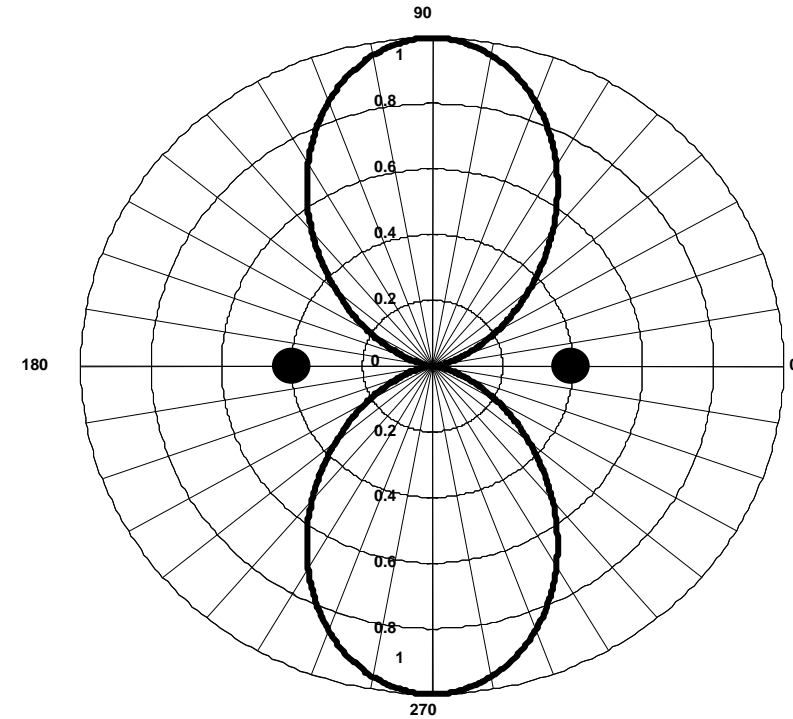
$$d/\lambda = 1/8$$

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

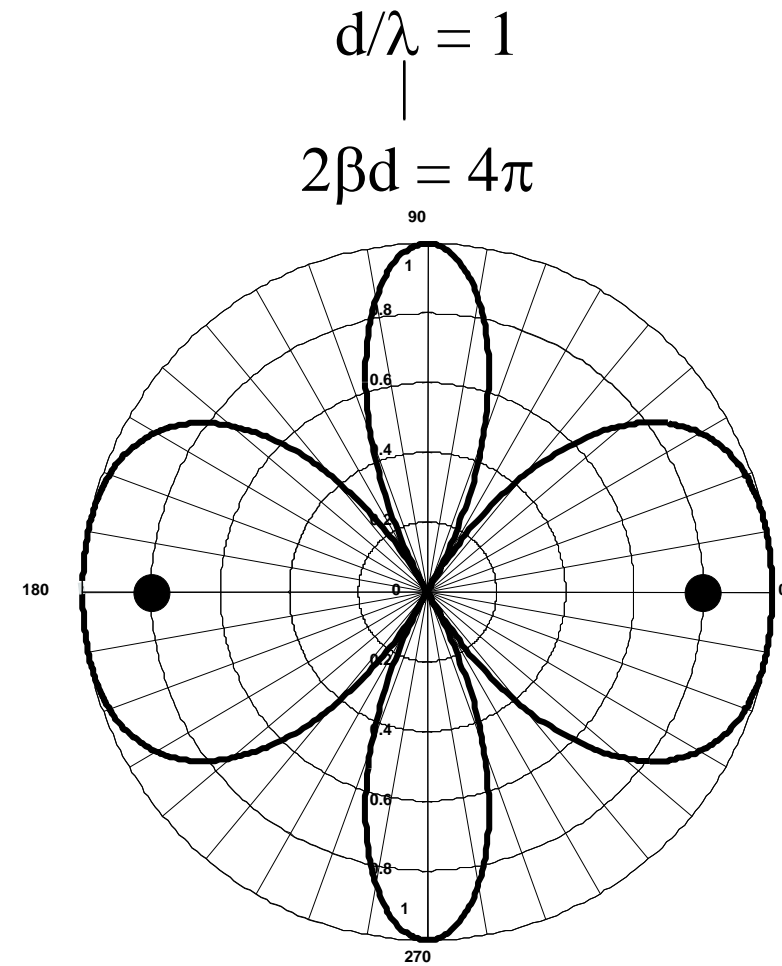
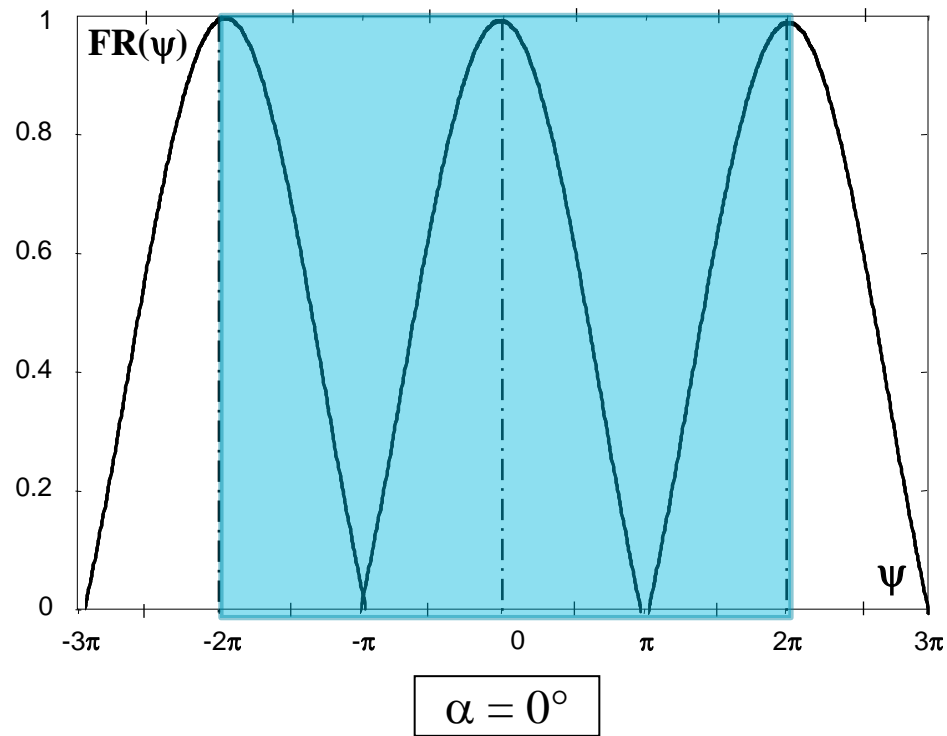
❑ Facteur de réseau pour $N=2$ et $\alpha=0^\circ$

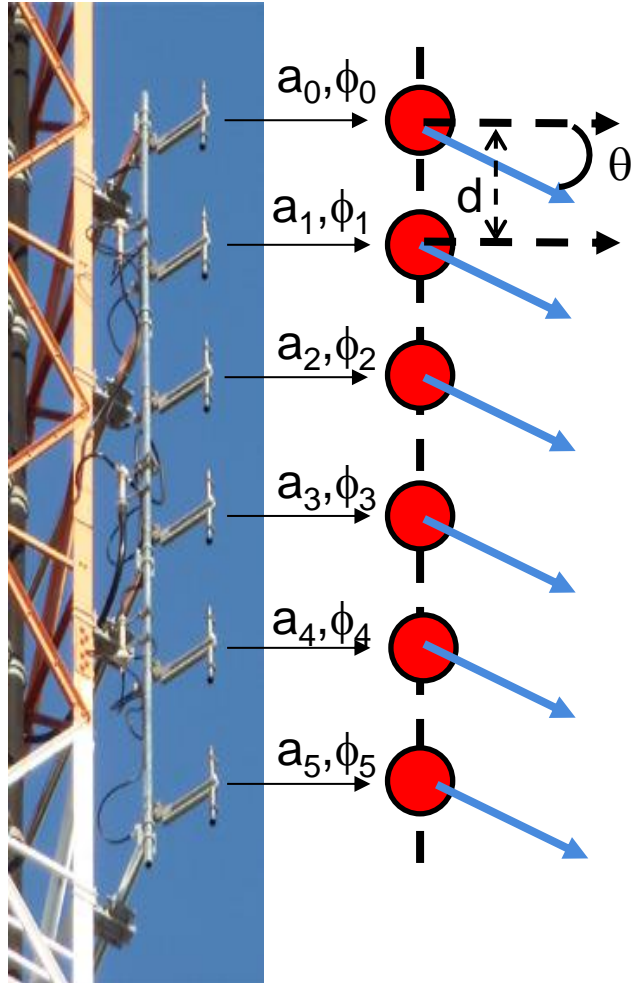


$$\begin{array}{c} d/\lambda = 1/2 \\ | \\ 2\beta d = 2\pi \end{array}$$



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





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

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)

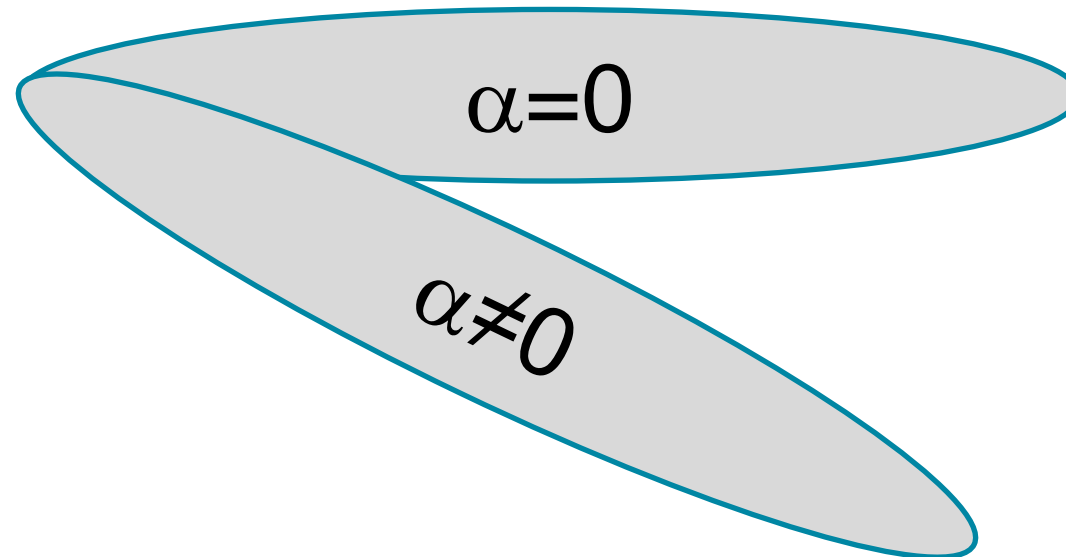
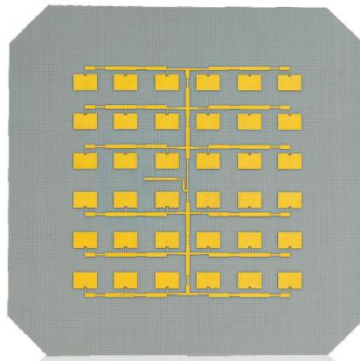
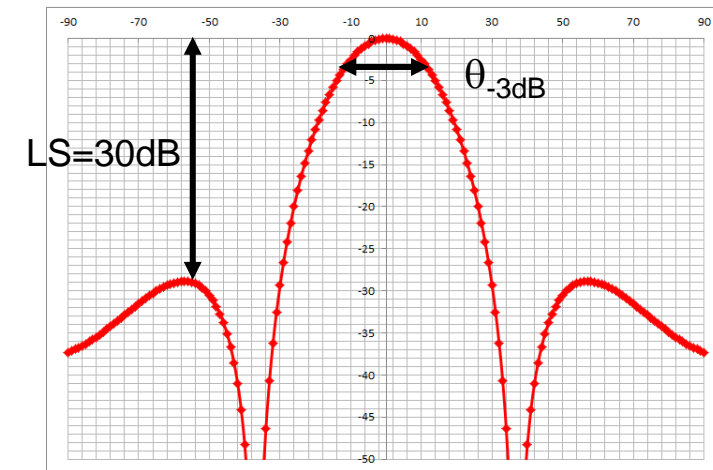
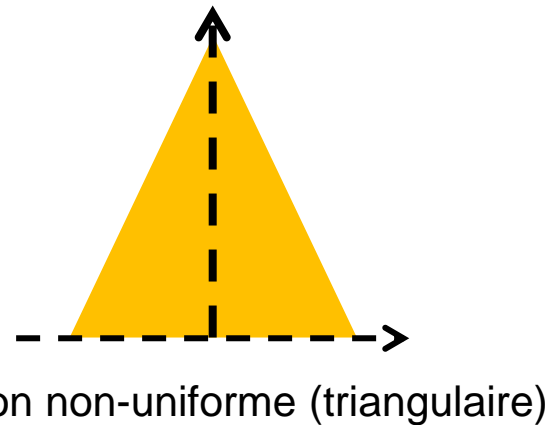
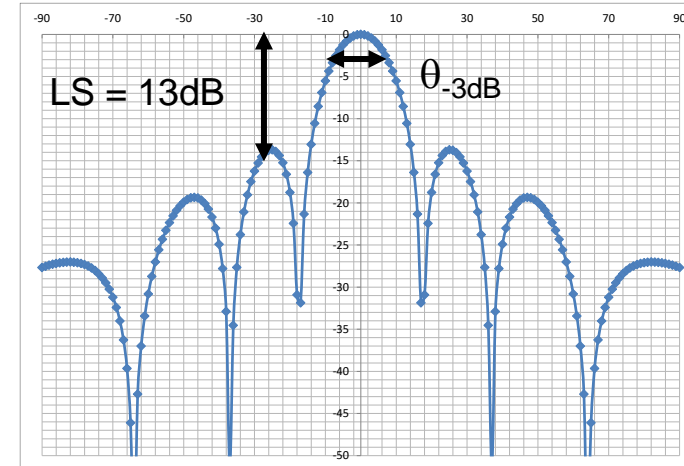
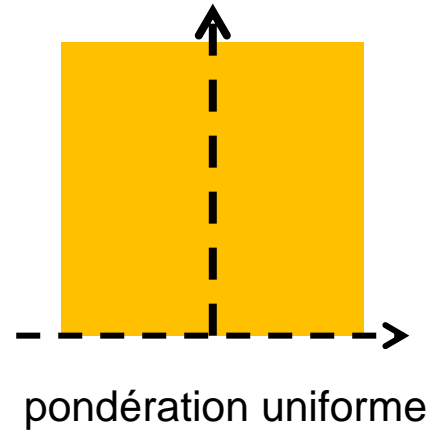


Diagramme de rayonnement de la fonction de réseau

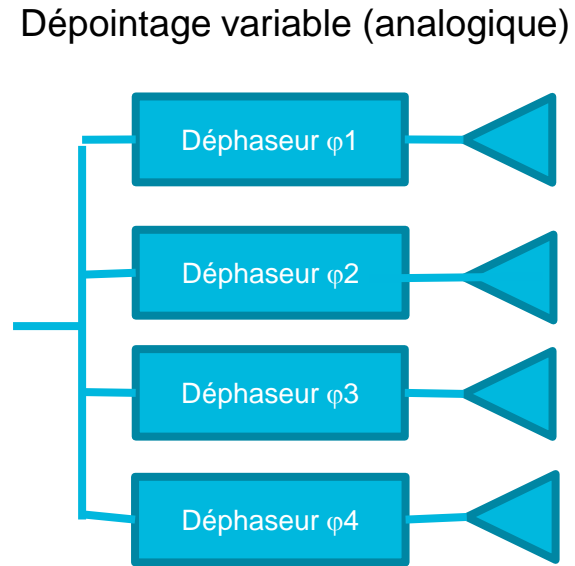
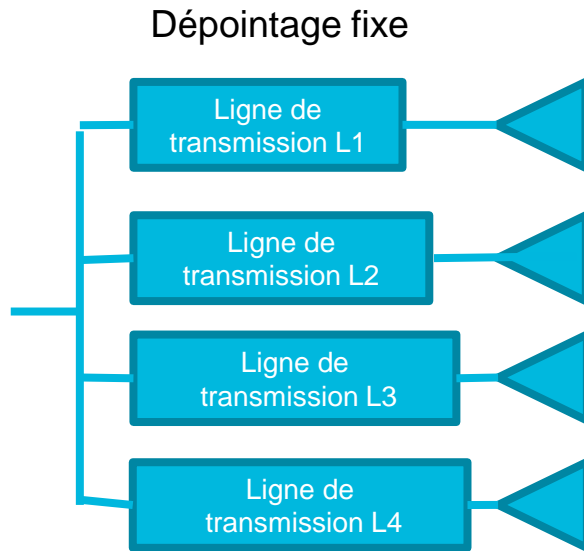


Réseau d'antennes patch



$$\theta_{3dB \text{ uniforme}} < \theta_{3dB \text{ non-uniforme}} \quad \longrightarrow \quad D_{\text{uniforme}} > D_{\text{non-uniforme}}$$

$$LS_{\text{uniforme}} < LS_{\text{non-uniforme}}$$



Dépointage variable (numérique)

