



CentraleSupélec

Principes des communications sans fils

ST2 SCOC



EQUIPE ENSEIGNANTS

Cours magistraux

<i>Jacques ANTOINE</i>	Modulations, codage, bilans de liaison
<i>Andrea COZZA</i>	Antennes, propagation
<i>Salah-Eddine ELAYOUBI</i>	Trafic

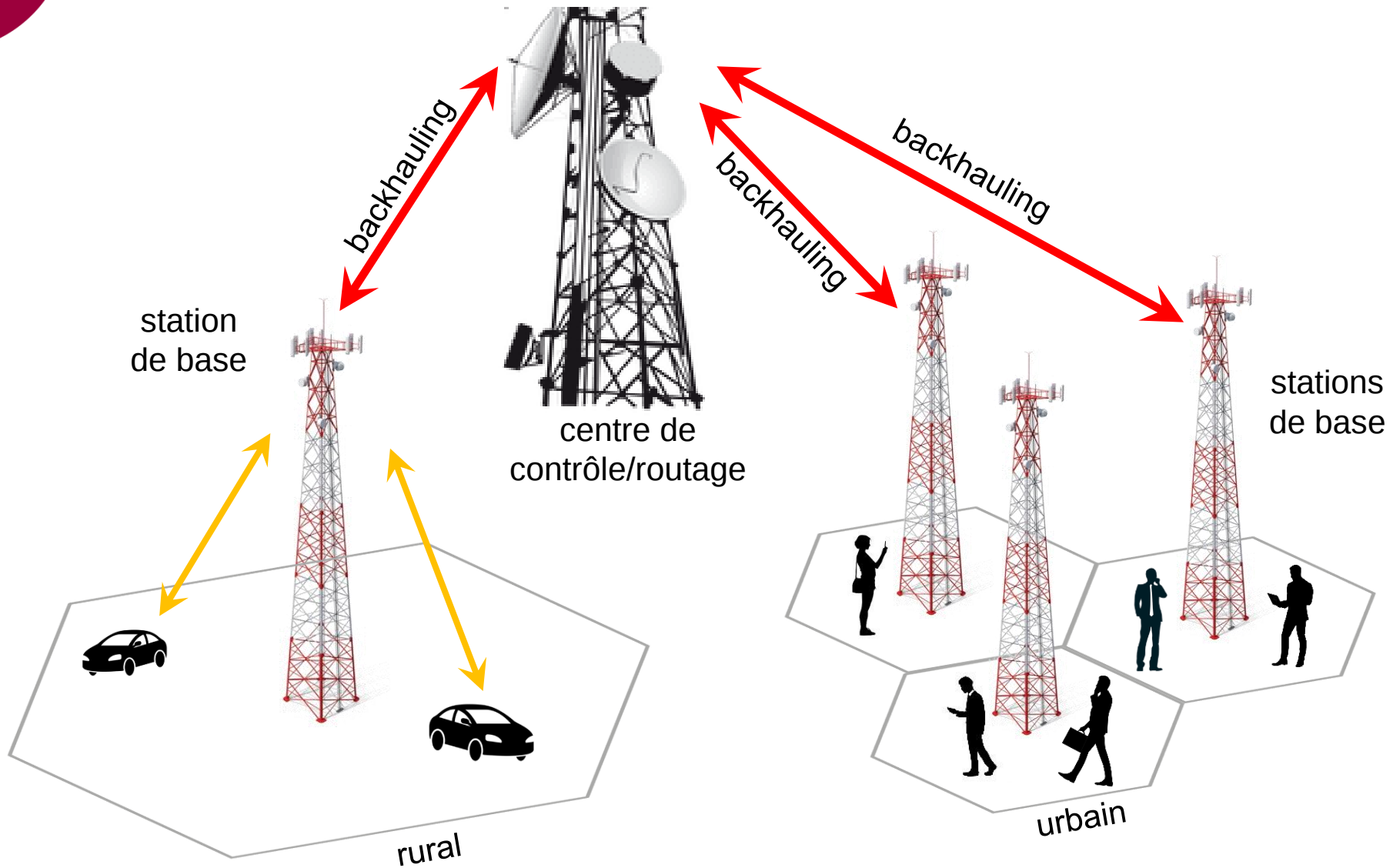
Travaux dirigés

<i>François JOUVIE</i>	<i>Mohammed SERHIR</i>
<i>Sahar HOTEIT</i>	<i>Armelle WAUTIER</i>
<i>Dominique PICARD</i>	

COMMUNICATIONS SANS FIL



CentraleSupélec



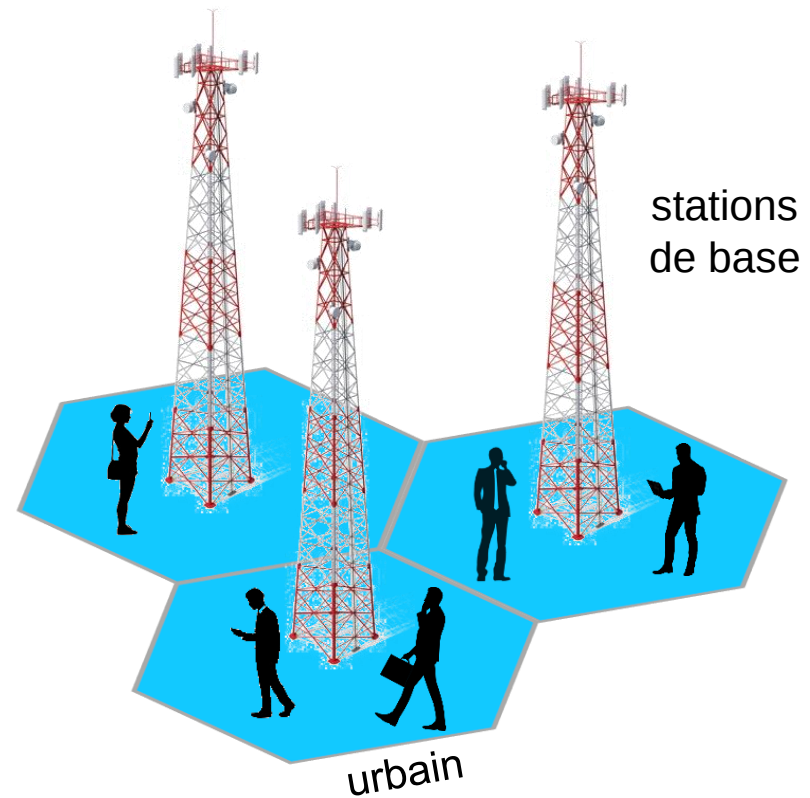
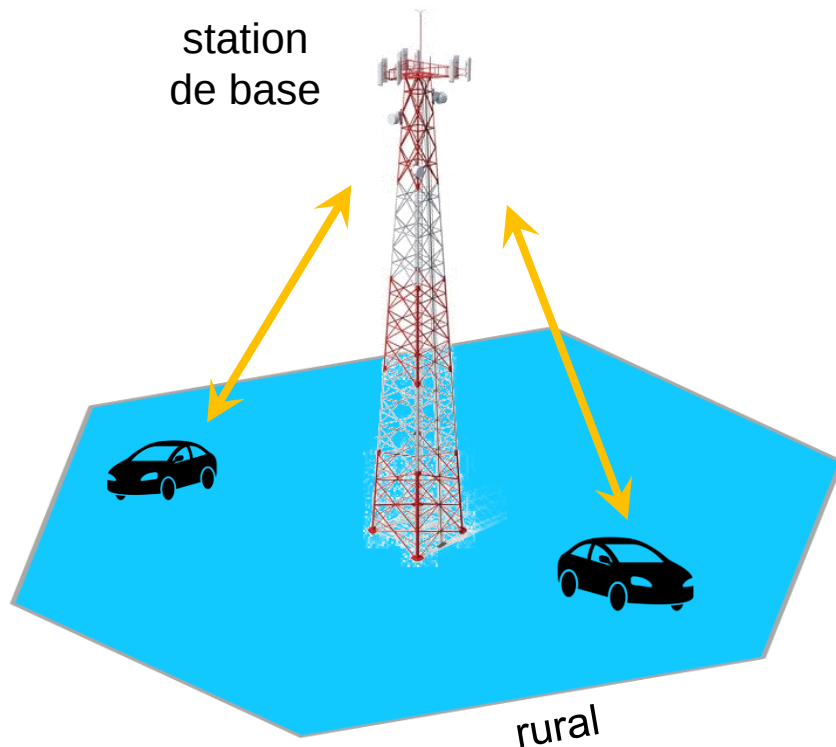
COMMUNICATIONS SANS FILS



CentraleSupélec

TRAFIC

- Dimensionnement de l'accès aux ressources
- Modèles de trafic (lois d'Erlang)



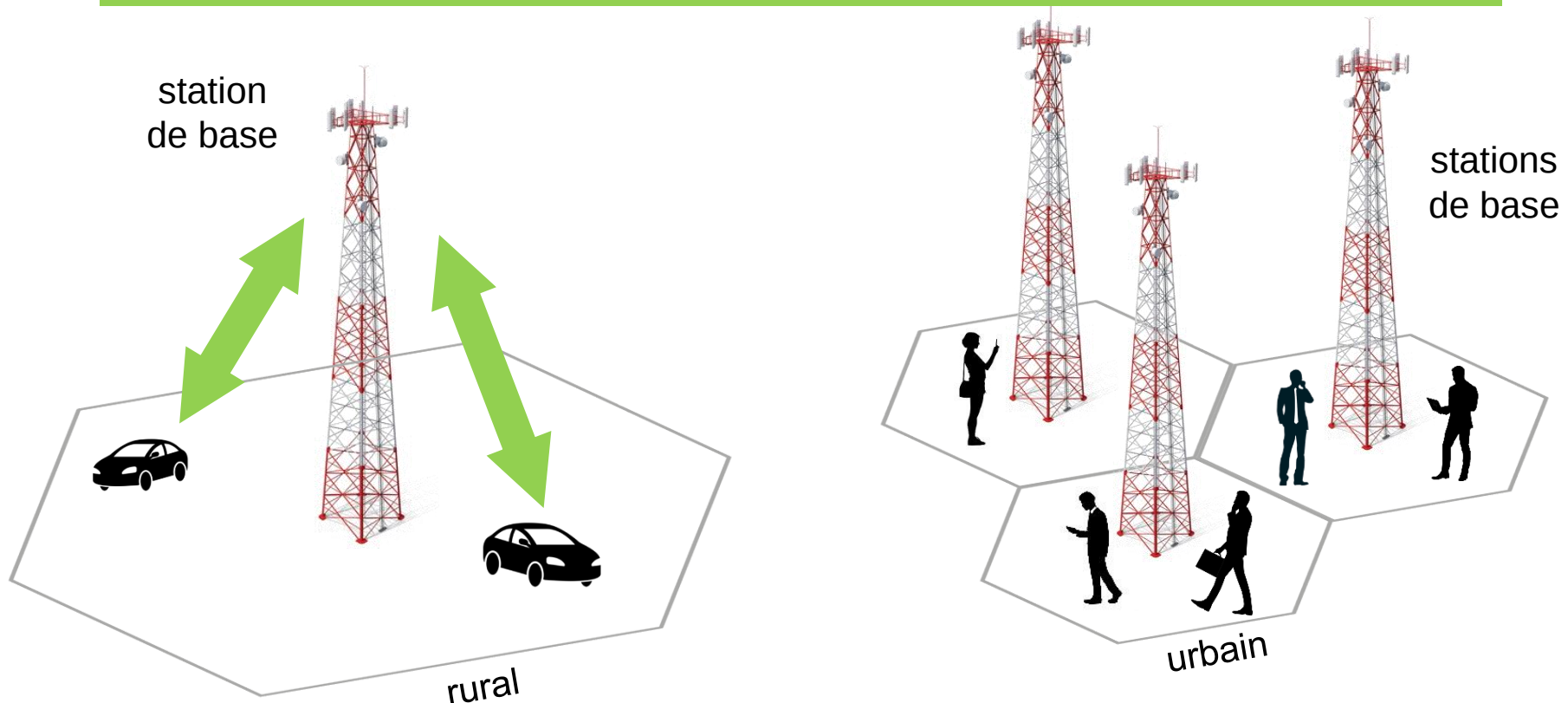
COMMUNICATIONS SANS FILS



CentraleSupélec

MODULATIONS & PROPAGATION

- efficacité spectrale (débit information / bande passante)
- qualité du service (taux d'erreur binaire)
- modélisation du canal & bilans de liaison (puissances de signal & bruit)



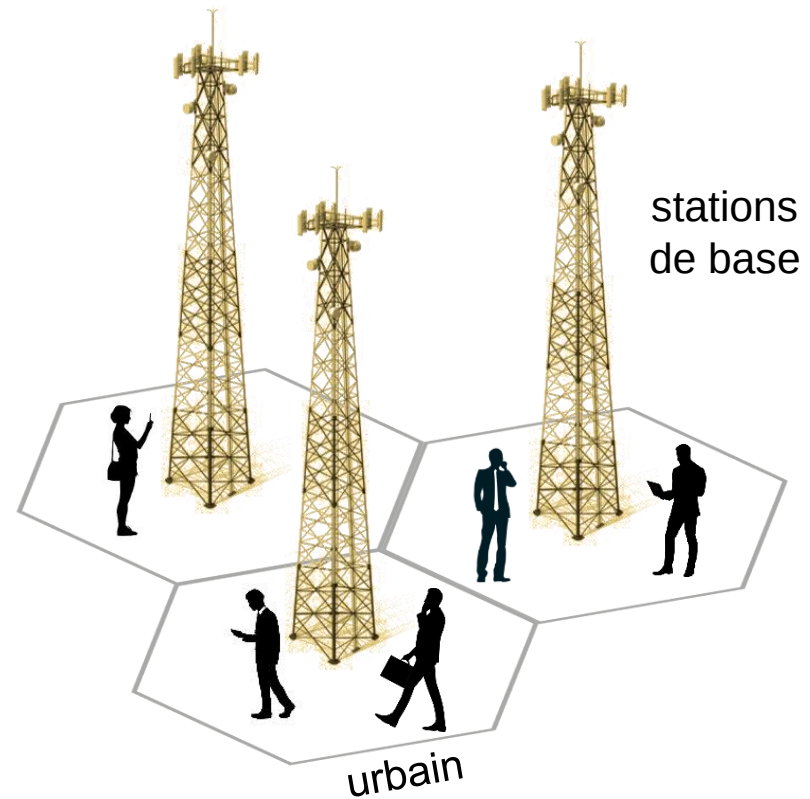
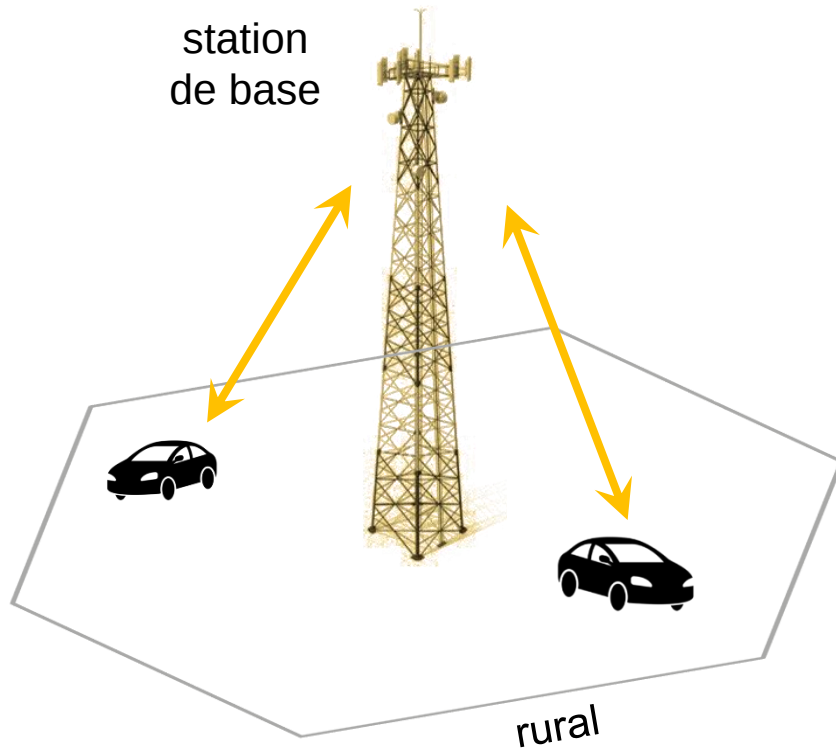
COMMUNICATIONS SANS FILS



CentraleSupélec

ANTENNES

- rayonnement & directivité
- diversité d'antenne et fading



OBJECTIFS DU COURS

- Introduire les principes de base des télécommunications
- Interaction entre trois disciplines
 - antennes & propagation (dimension physique)
 - modulations et codage (signal)
 - trafic (accès)
- Approche transversale en vue de l'EI
 - applications concrètes
 - multiples scénarios

DÉROULÉ DU COURS



CentraleSupélec

C1. INTRO, RAYONNEMENT

C2. DIRECTIVITÉ

C3. PROPAGATION

TD1. BILAN DE LIAISON

C4. RÉSEAUX D'ANTENNES

TD2. ANTENNES DIRECTIVES

C5. MODULATIONS

TD3. BILANS DE LIAISON & MODULATIONS

C6. MILIEUX COMPLEXES

TD4. RÉSEAUX D'ANTENNES

C7. TRAFIC

TD5. FADING & DIVERSITÉ D'ANTENNE

C8. TRAFIC

TD6. TRAFIC

**MODULATIONS
& PROPAG.**

ANTENNES

TRAFIC



Examen final unique
+ QCM mi parcours

POUR ALLER PLUS LOIN



CentraleSupélec

X. Lagrange, et al., ***Réseaux GSM-DCS***, éditions Hermes

J.D. Kraus et al., ***Antennas for all applications***, McGraw-Hill, 2001

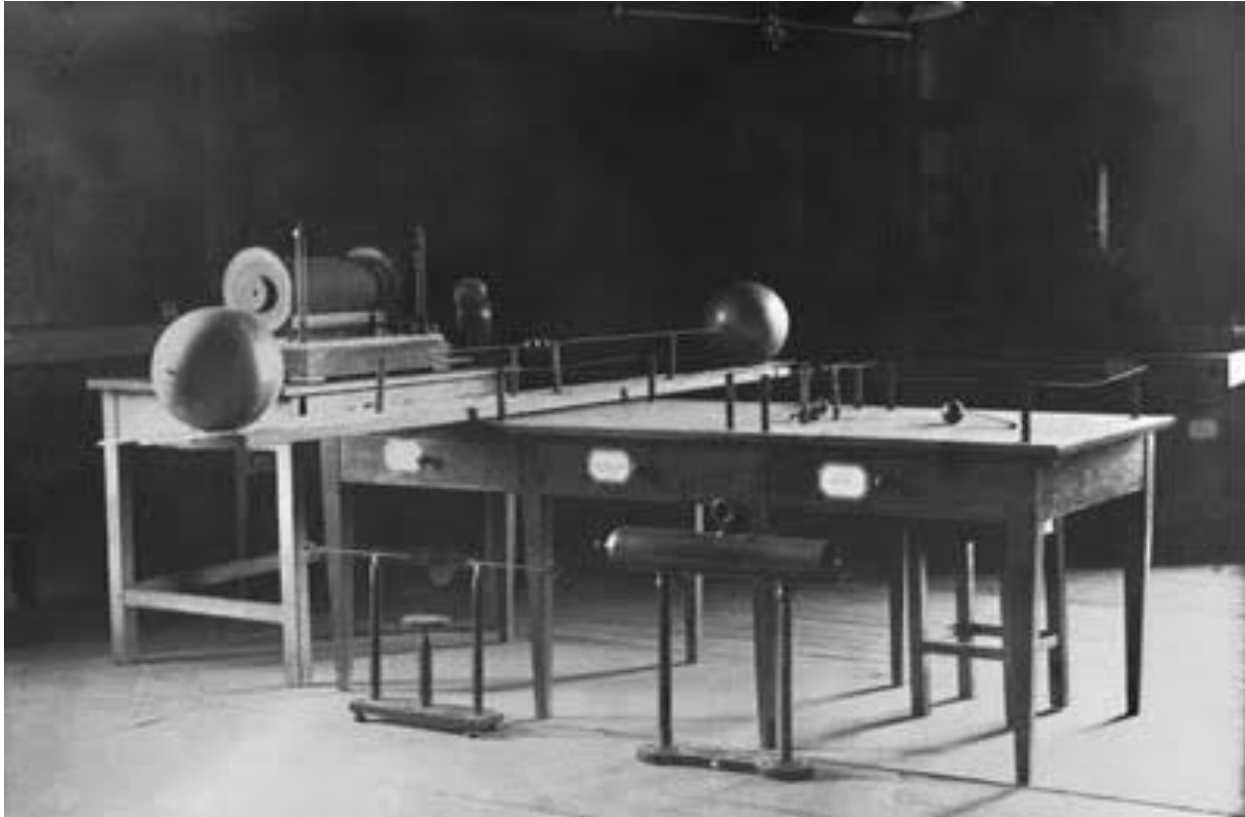
K.L. Du et al., ***Wireless Communication Systems: From RF Subsystems to 4G Enabling Technologies***, Cambridge University Press, 2010

S. R. Saunder et al., ***Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems***, Wiley & Sons, 2007

POURQUOI S'INTERESSER AUX ANTENNES?



CentraleSupélec

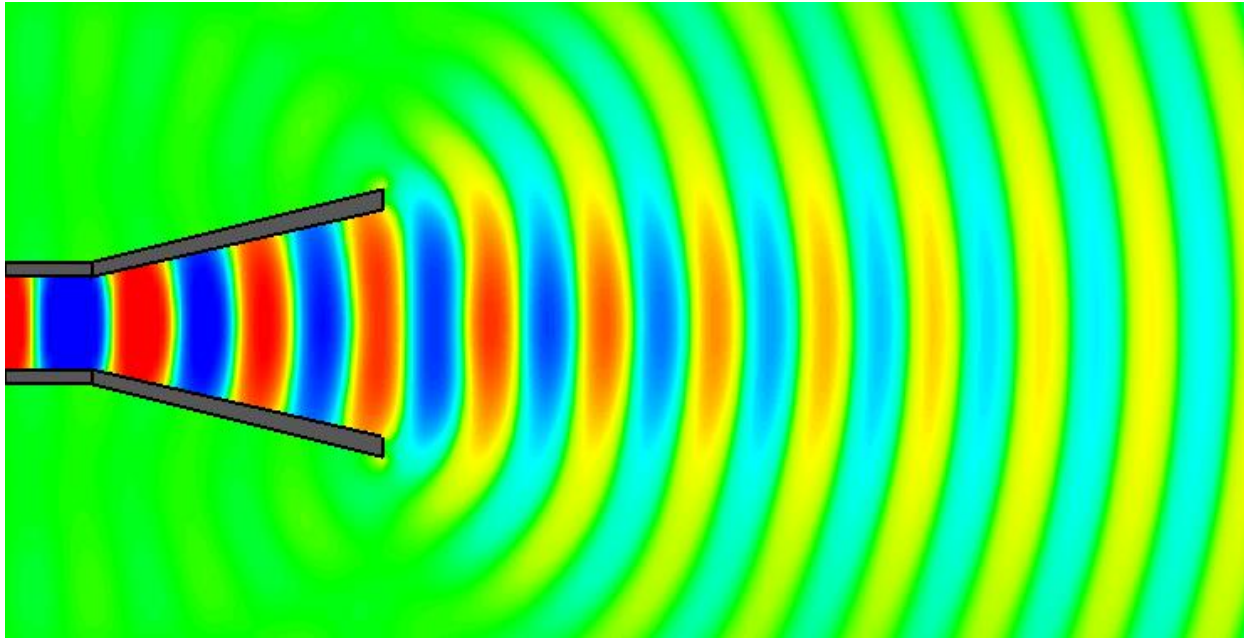


- *“I do not think that the wireless waves I have discovered will have any practical application”*. H. Hertz, 1890.
- G. Marconi dépose un brevet portant sur les communications sans fil en 1896.

LES ANTENNES COMME TRANSDUCTEURS



CentraleSupélec

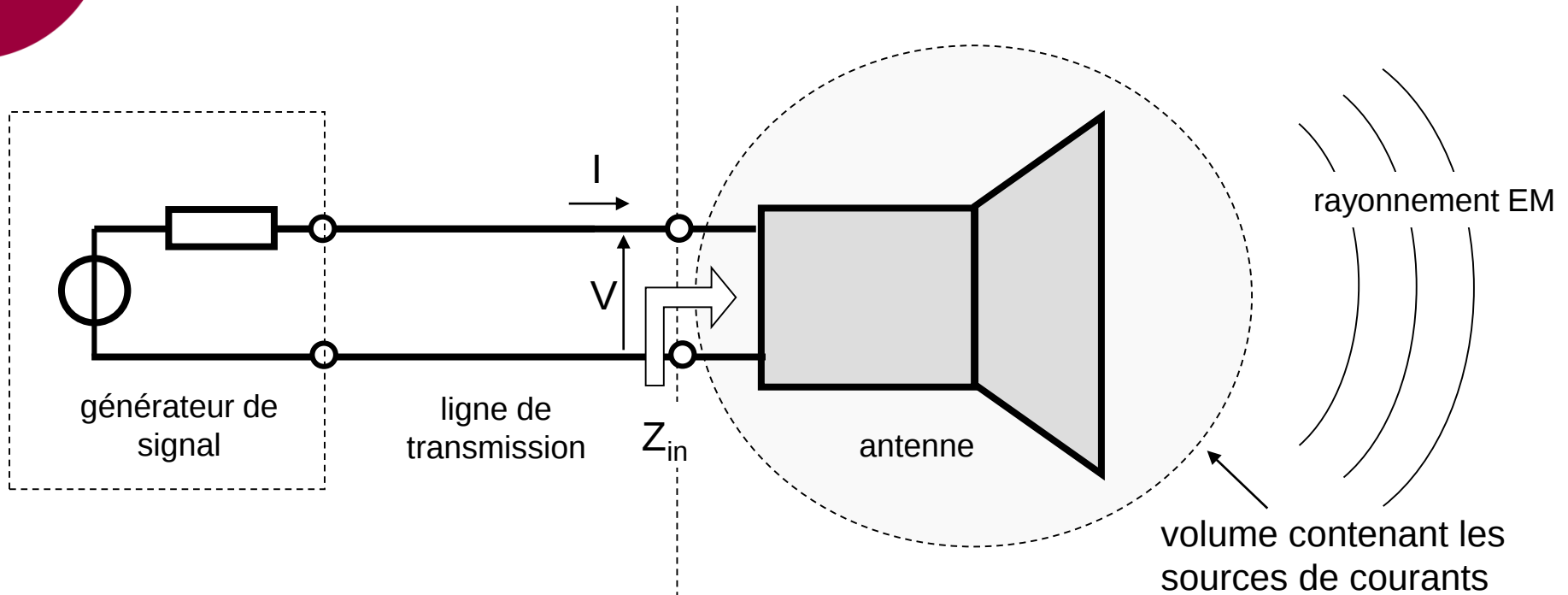


Une antenne est un dispositif permettant de convertir de l'énergie électrique/électromagnétique appliquée à son entrée en une onde électromagnétique se propageant librement dans l'espace, sans besoin de structures de guidage (câbles), et vice-versa.

LES ANTENNES COMME TRANSDUCTEURS



CentraleSupélec



L'antenne impose des conditions aux limites à la fin de la ligne, décrites par son impédance d'entrée Z_{in}

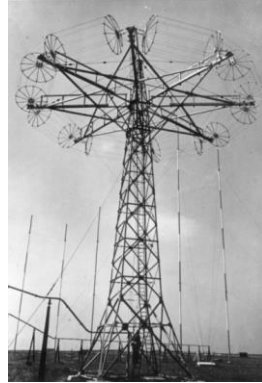
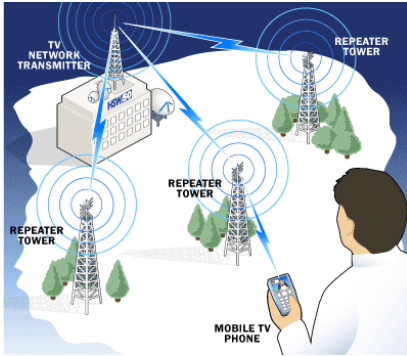
Le champ rayonné à l'extérieur du volume des sources peut se décrire simplement grâce au diagramme de rayonnement de l'antenne

DANS LES COMMUNICATIONS SANS FILS...

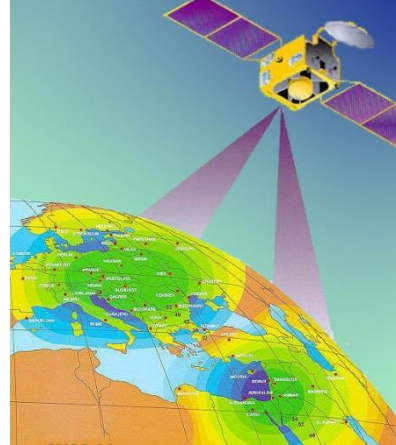


CentraleSupélec

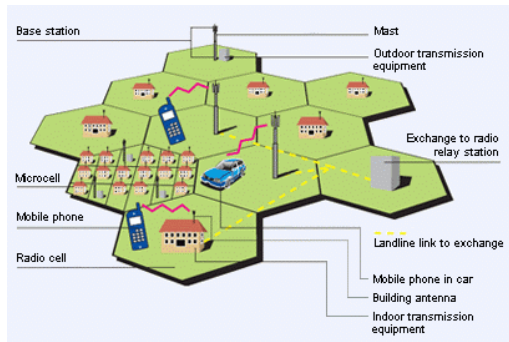
Télédiffusion



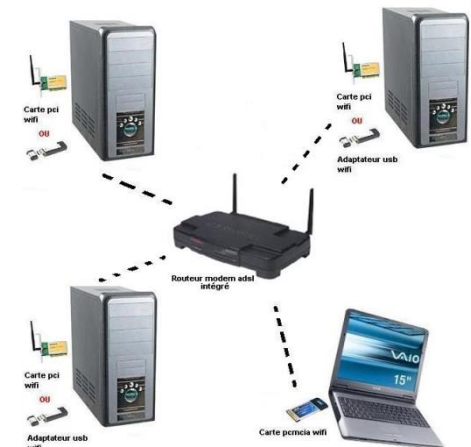
Communications satellitaires



Réseaux cellulaires



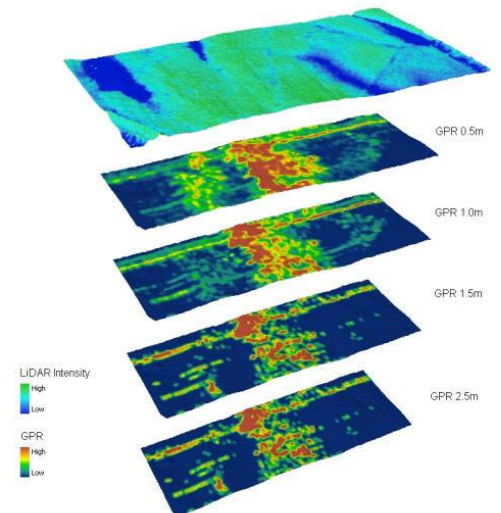
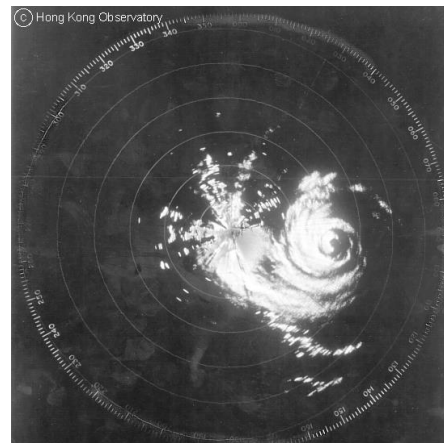
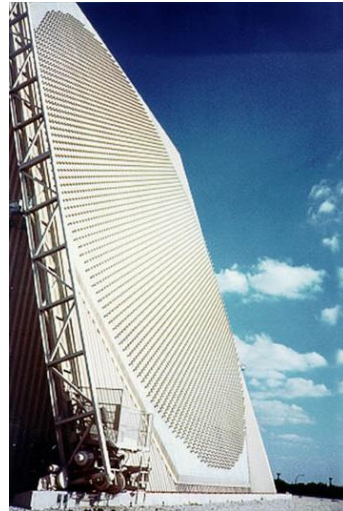
LAN sans fil (wireless)



... MAIS AUSSI DANS LA TÉLÉDÉTECTION , ...



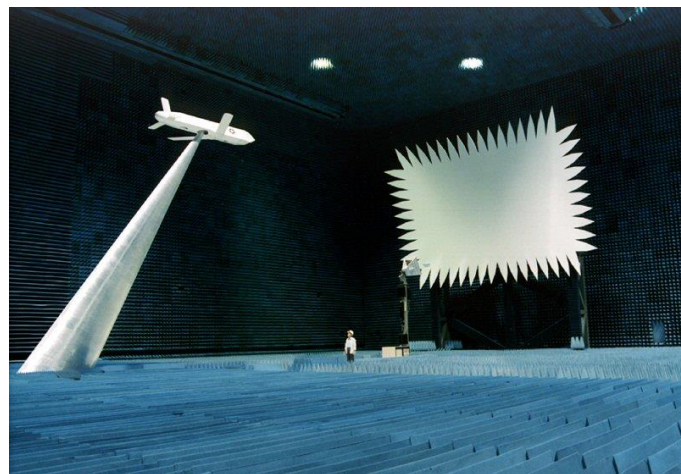
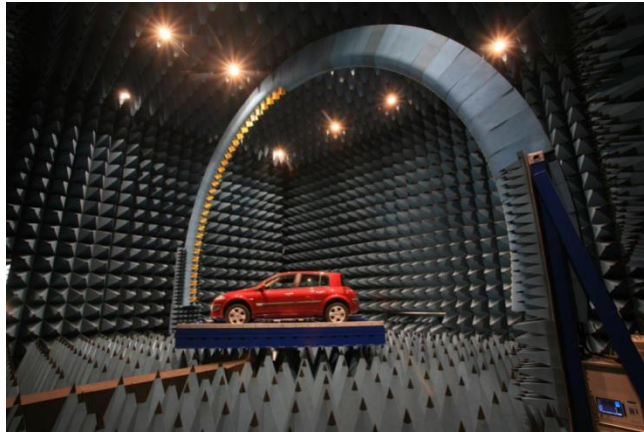
CentraleSupélec



... ET LA MÉTROLOGIE



CentraleSupélec



- Cours magistraux (4)
 - rayonnement par une antenne (concepts & définitions)
 - applications en espace libre (directivité)
 - milieux complexes (fading)

- Travaux dirigés (3) : analyses & applications
 - rayonnement directif
 - antenne secteur pour la couverture d'une cellule
 - antennes & propagation multi-trajet



CentraleSupélec

Rayonnement par une antenne

- approximation de champ lointain
- diagramme de rayonnement
- modèles de réception

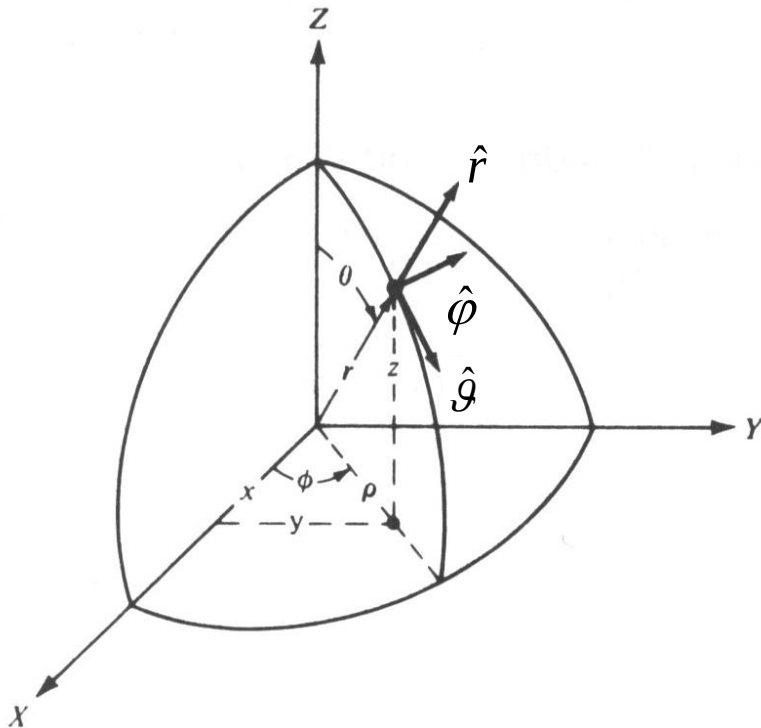
NOTATIONS

ζ	impédance d'onde	λ	longueur d'onde
ϵ	permittivité diélectrique	S	vecteur de Poynting
μ	permeabilité magnétique	U	densité de puissance
k	nombre d'onde, constante de propagation	D	directivité d'une antenne
η	rendement de rayonnement	G	gain d'une antenne
η_a	rendement d'ouverture	h_e	hauteur effective
ϑ	angle d'élévation	A_e	aire effective
φ	angle d'azimuth	α, α°	angle -3 dB en radian/degrés

COORDONNÉES SPHÉRIQUES



CentraleSupélec



Les vecteurs unitaires dépendent de la position dans ce cas, contrairement au cas Cartésien

- ϑ : angle d'élévation (par rapport à l'axe z , ou axe polaire)
- φ : angle d'azimuth (par rapport à l'axe x)
- Le plan xy est aussi appelé plan azimuthal
- NB: les vecteurs $\hat{\vartheta}$ et $\hat{\varphi}$ ne sont pas définis sur l'axe z

NOTATION COMPLEXE (PHASORS)



CentraleSupélec

- Télécommunications utilisant souvent des signaux à bande étroite.
- Analyse basée sur leur réponse à régime harmonique
- Réponse linéaire, notation complexe : uniquement amplitude et phase
- Exemple: champ électrique (vectoriel)

$$\mathcal{E}(t) = \sqrt{2} \hat{\mathbf{p}} |E| \cos(\omega t + \angle E) = \sqrt{2} \operatorname{Re}\{\hat{\mathbf{p}} |E| e^{j\angle E} e^{j\omega t}\}$$

champ électrique en notation complexe $\longrightarrow$ $\mathbf{E} = \hat{\mathbf{p}} E = \hat{\mathbf{p}} |E| e^{j\angle E}$ $\longleftarrow$ phase

vecteur (unitaire) de polarisation $\nearrow$ $\hat{\mathbf{p}}$ $\uparrow$ amplitude complexe $|E|$ $\nwarrow$ module $e^{j\angle E}$

L'analyse en régime harmonique implique que $\partial / \partial t \rightarrow j\omega$

EQUATIONS DE MAXWELL-HEAVISIDE



CentraleSupélec

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu \mathbf{H}$$

- Maxwell-Faraday

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon \mathbf{E} + \mathbf{J}$$

- Maxwell-Ampère

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon}$$

- Théorème de Gauss

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0$$

- incontournables dans l'étude du rayonnement ...
- ... mais non nécessaires pour dimensionner une antenne
- nous aurons néanmoins besoin d'introduire l'intégrale de rayonnement afin de comprendre comment :

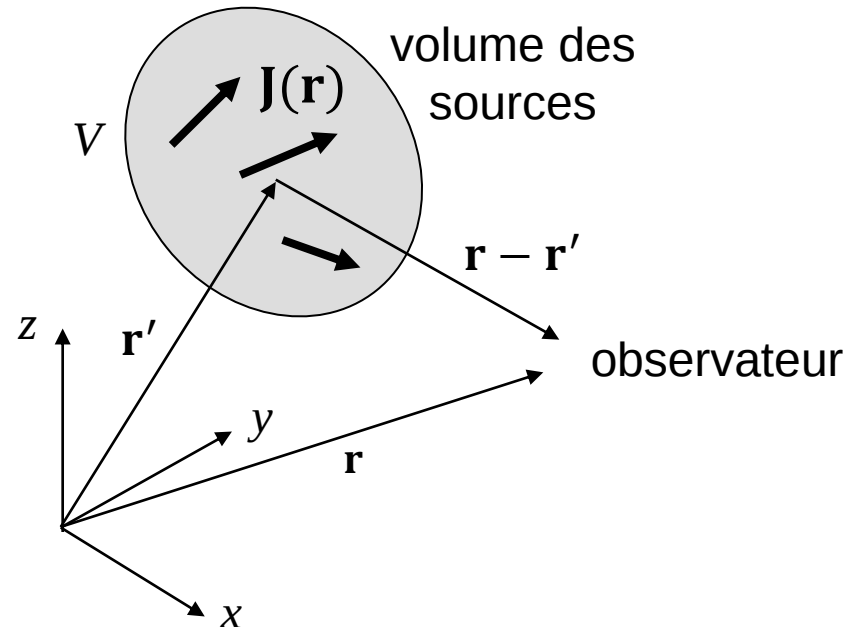
- ✓ justifier l'approximation de champ lointain
- ✓ modéliser le rayonnement d'une antenne
- ✓ décrire la propagation d'une onde en espace libre

RAYONNEMENT PAR UNE SOURCE



CentraleSupélec

Grâce aux équations de Maxwell, on peut prédire le champ électro-magnétique (EM) rayonné par une distribution de (densité de) courant $\mathbf{J}(\mathbf{r})$.



L'intégrale de rayonnement

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = -j\omega\mu \int_V d\mathbf{r}' \mathbf{G}(\mathbf{r} - \mathbf{r}') \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}')$$

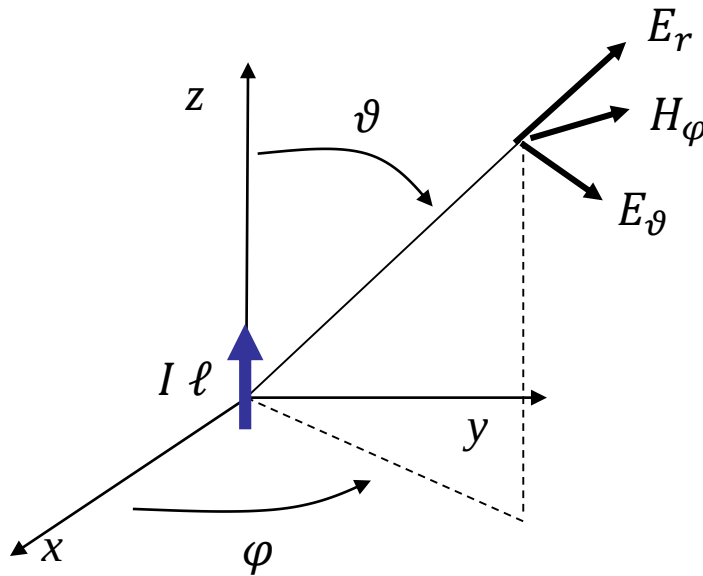
relie le champ EM rayonné au courant par le biais de la fonction de dyadique de Green $\mathbf{G}(\mathbf{r} - \mathbf{r}')$, qui agit comme une fonction de transfert entre chaque source infinitésimale $\mathbf{J}(\mathbf{r}')d\mathbf{r}'$ et le champ $\mathbf{E}(\mathbf{r})d\mathbf{r}'$ qu'elle génère.

RAYONNEMENT PAR UN DIPOLE HERTZIEN



CentraleSupélec

- dipôle Hertzien, ou élémentaire, comme exemple de source
- dimensions infinitesimales, $\ell \ll \lambda$
- courant I constant sur ℓ
- orienté le long de z , donc polarisé

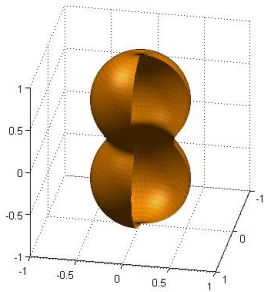


$$\begin{aligned} E_r &= -I\ell j\omega\mu \left(\frac{2j}{kr} + \frac{2}{(kr)^2} \right) \cos\vartheta \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \\ E_\vartheta &= I\ell j\omega\mu \left(1 - \frac{j}{kr} - \frac{1}{(kr)^2} \right) \sin\vartheta \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \\ H_\varphi &= I\ell \frac{j\omega\mu}{\zeta} \left(1 - \frac{j}{kr} \right) \sin\vartheta \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \end{aligned}$$

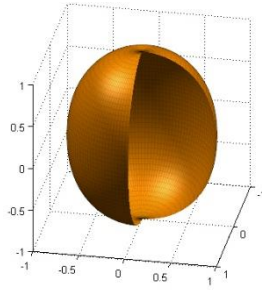
RAYONNEMENT PAR UN DIPOLE HERTZIEN



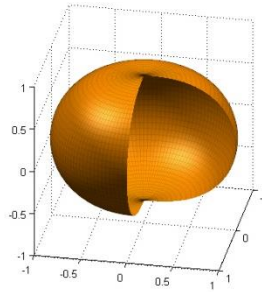
CentraleSupélec



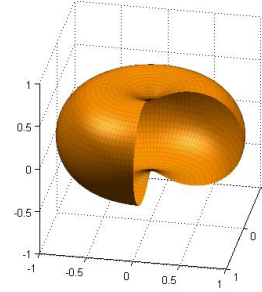
$$kr = 1$$



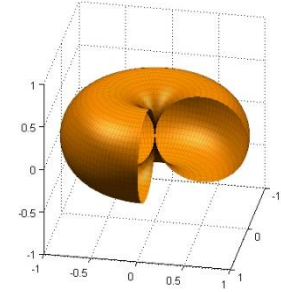
$$kr = 2$$



$$kr = 3$$



$$kr = 5$$



$$kr = 100$$

distance depuis le dipôle

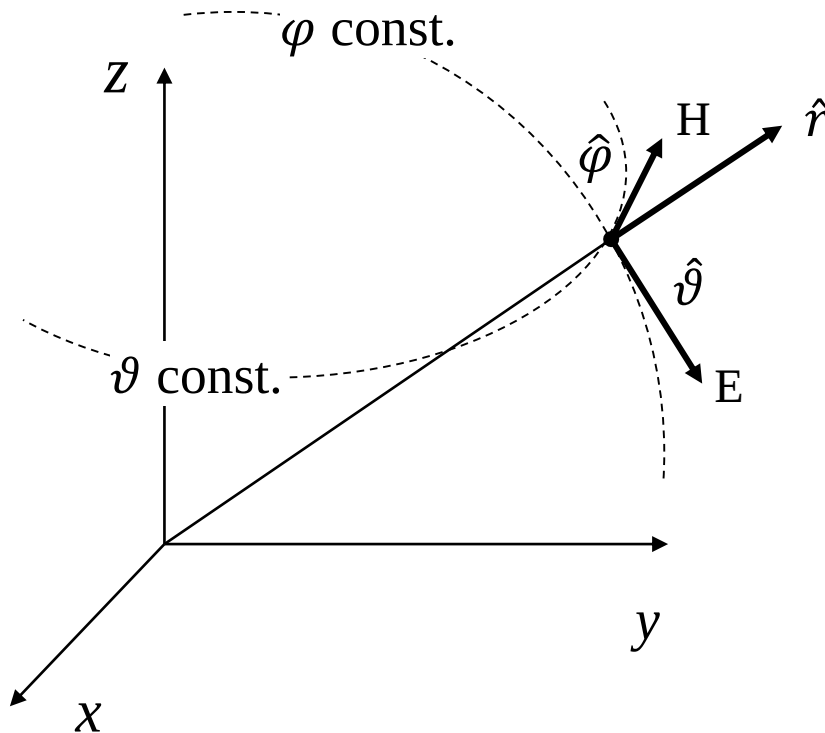
- la distribution angulaire du module du champ électrique évolue en s'éloignant du dipôle
- mais ralentie significativement pour $r > \lambda$
- il s'agit d'un transitoire spatial
- à grande distance, la distance agit uniquement comme un facteur d'atténuation

RAYONNEMENT PAR UN DIPOLE HERTZIEN

Pour $kr \gg 1$ (champ lointain)

$$E_r \simeq 0 \quad E_\vartheta \simeq I\ell j\omega\mu \sin\vartheta \frac{e^{-jkr}}{4\pi r}$$

$$H_\varphi \simeq I\ell jk \sin\vartheta \frac{e^{-jkr}}{4\pi r}$$



- champs E et H orthogonaux et transversaux à la direction de propagation (onde TEM)
- leurs amplitudes sont reliées par l'impédance d'onde du milieu ζ

$$\zeta = \sqrt{\mu/\epsilon}$$

- ces caractéristiques sont similaires à celles d'une onde plane, où

$$\mathbf{E} = \zeta \mathbf{H} \times \hat{\mathbf{r}}$$

RAYONNEMENT PAR UN DIPOLE HERTZIEN



CentraleSupélec

Le champ EM peut être factorisé en deux fonctions

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) \simeq g(r)\mathbf{F}(\vartheta, \varphi)$$

- $g(r)$, ou fonction scalaire de Green, décrit l'atténuation du champ avec la distance

$$g(r) = \frac{e^{-jkr}}{4\pi r}$$

et correspond à une onde sphérique.

- $\mathbf{F}(\vartheta, \varphi)$ décrit la distribution angulaire du champ. Pour le dipôle Hertzien

$$\mathbf{F}(\vartheta, \varphi) = I\ell j\omega\mu \hat{\boldsymbol{\vartheta}} \sin \vartheta$$

ONDE SPHÉRIQUE

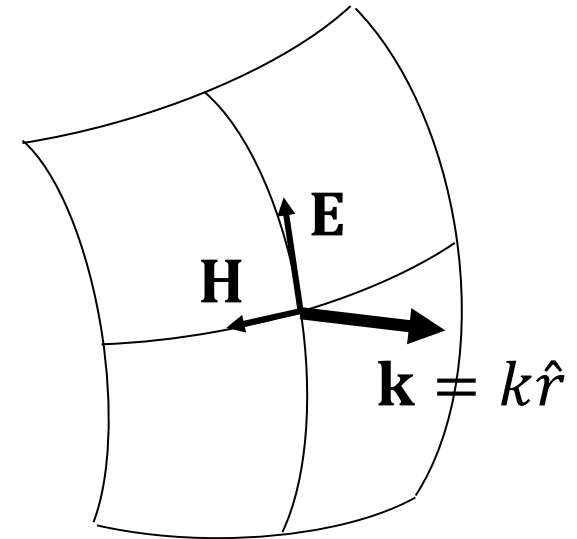


CentraleSupélec

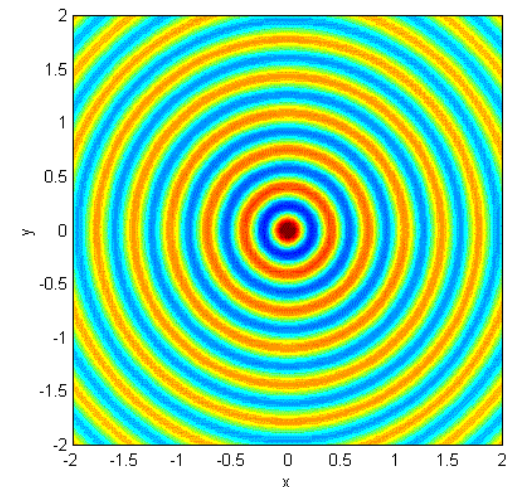
- Une onde sphérique se propage de façon radiale depuis son centre

$$E(\mathbf{r}) = E_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r}$$

- son front d'onde est identifié par tous les points ayant le même déphasage kr
- le terme kr correspond au retard de propagation $\tau = r/c$, avec $kr = \omega\tau$
- le terme $1/4\pi r$ représente l'atténuation de propagation



Une onde sphérique, et en générale tout front d'onde dans un milieu homogène sans pertes, peut être approché localement par une onde plane (plan tangent)



ONDE (LOCALEMENT) PLANE

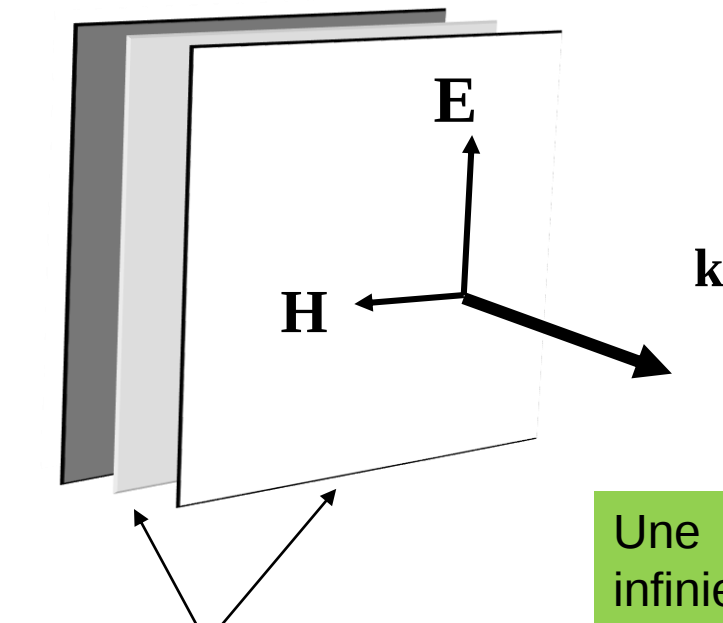


CentraleSupélec

Le front d'onde planaire approximant le front sphérique s'écrit

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_o e^{-j \mathbf{k} \cdot \mathbf{r}}$$

pour un direction de propagation $\mathbf{k} = k \hat{\mathbf{r}}$



Fronts d'onde avec
déphasage grandissant

- fronts d'onde identifiés par les points ayant la même phase

$$\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} = \text{constant}$$

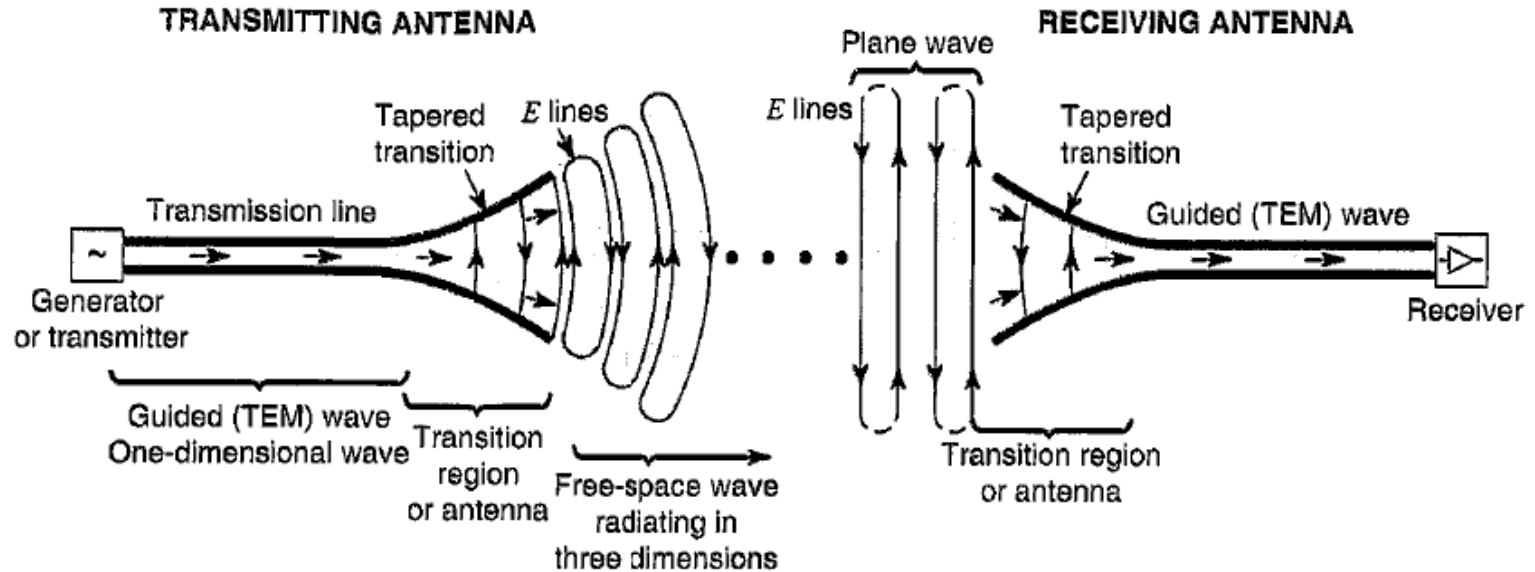
- plans orthogonaux à la direction de propagation
- champs E et H contenus dans ces plans

Une onde plane a une extension transversale infinie, et donc une énergie aussi infinie. Elles n'existent donc pas en pratique. Mais elles sont très utiles en tant qu'approximation locale de fronts d'ondes réels.

RAYONNEMENT EN CHAMP LOINTAIN

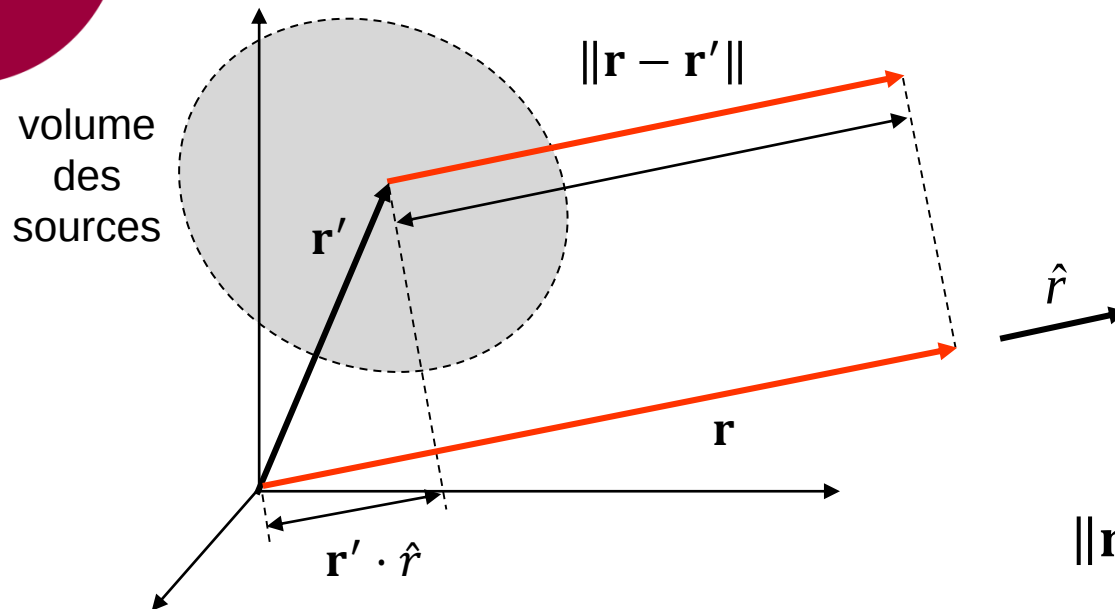


CentraleSupélec



- approximation planeaire importante dans les modèles de propagation utilisés en télécommunications
- récepteur typiquement à grande distance de l'émetteur
- attention au caractère local de l'approximation onde plane

RAYONNEMENT EN CHAMP LOINTAIN



Dans le cas où

- $kr \gg 1$
- $r \gg \max r'$

il est possible d'utiliser
l'approximation paraxiale
(Fraunhofer)

$$\begin{aligned} \|\mathbf{r} - \mathbf{r}'\| &= \sqrt{r^2 + r'^2 - 2 \mathbf{r} \cdot \mathbf{r}'} \\ &\simeq r - \mathbf{r}' \cdot \hat{\mathbf{r}} \end{aligned}$$

- l'approx. de Fraunhofer est intuitive : pour un observateur à une distance grande par rapport à la largeur de la source, les vecteurs $\mathbf{r}$ et $\mathbf{r} - \mathbf{r}'$ sont presque parallèles.
- leurs modules diffèrent par la projection du vecteur $\mathbf{r}'$ et le vecteur unitaire $\hat{\mathbf{r}}$.

RAYONNEMENT EN CHAMP LOINTAIN

L'onde sphérique observée en $\mathbf{r}$ et générée par une source en $\mathbf{r}'$ peut alors se simplifier

$$g(\mathbf{r} - \mathbf{r}') = \frac{e^{-jk\|\mathbf{r}-\mathbf{r}'\|}}{4\pi\|\mathbf{r} - \mathbf{r}'\|} \simeq \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} e^{jk\mathbf{r}' \cdot \hat{\mathbf{r}}}$$

dépendant uniquement de la
distance de l'observateur

dépendant uniquement de la
direction d'observation

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) \simeq j\omega\mu g(r) \hat{\mathbf{r}} \times \hat{\mathbf{r}} \times \int_V d\mathbf{r}' \mathbf{J}(\mathbf{r}') e^{jk\mathbf{r}' \cdot \hat{\mathbf{r}}}$$



Cette approx. est acceptable uniquement à très grande distance. Une distance minimale $r_{ff} = 2W^2/\lambda$ est souvent considérée comme suffisante, mais elle correspond à une erreur de phase de $\pi/8$: non négligeable!

RAYONNEMENT EN CHAMP LOINTAIN



CentraleSupélec

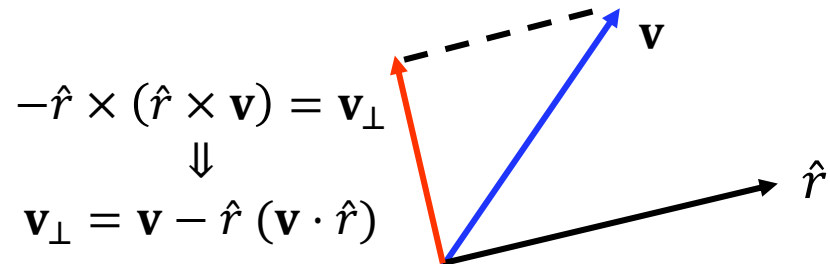
De la même façon que le dipôle Hertzien, le rayonnement en champ lointain de toute source peut se décrire par un modèle simple, caractérisé par

- la factorisation en fonctions dépendant de la direction et de la distance
- une distribution angulaire définie par la distrib. de courant de la source
- une propagation en onde sphérique et localement plane
- un champ EM transversal à la direction de propagation (opérateur $\hat{r} \times \hat{r} \times$)

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = g(r)\mathbf{F}(\hat{r})$$

$$\mathbf{F}(\hat{r}) = j\omega\mu \hat{r} \times \hat{r} \times \int_V d\mathbf{r}' \mathbf{J}(\mathbf{r}') e^{j\mathbf{k}\mathbf{r}' \cdot \hat{r}}$$

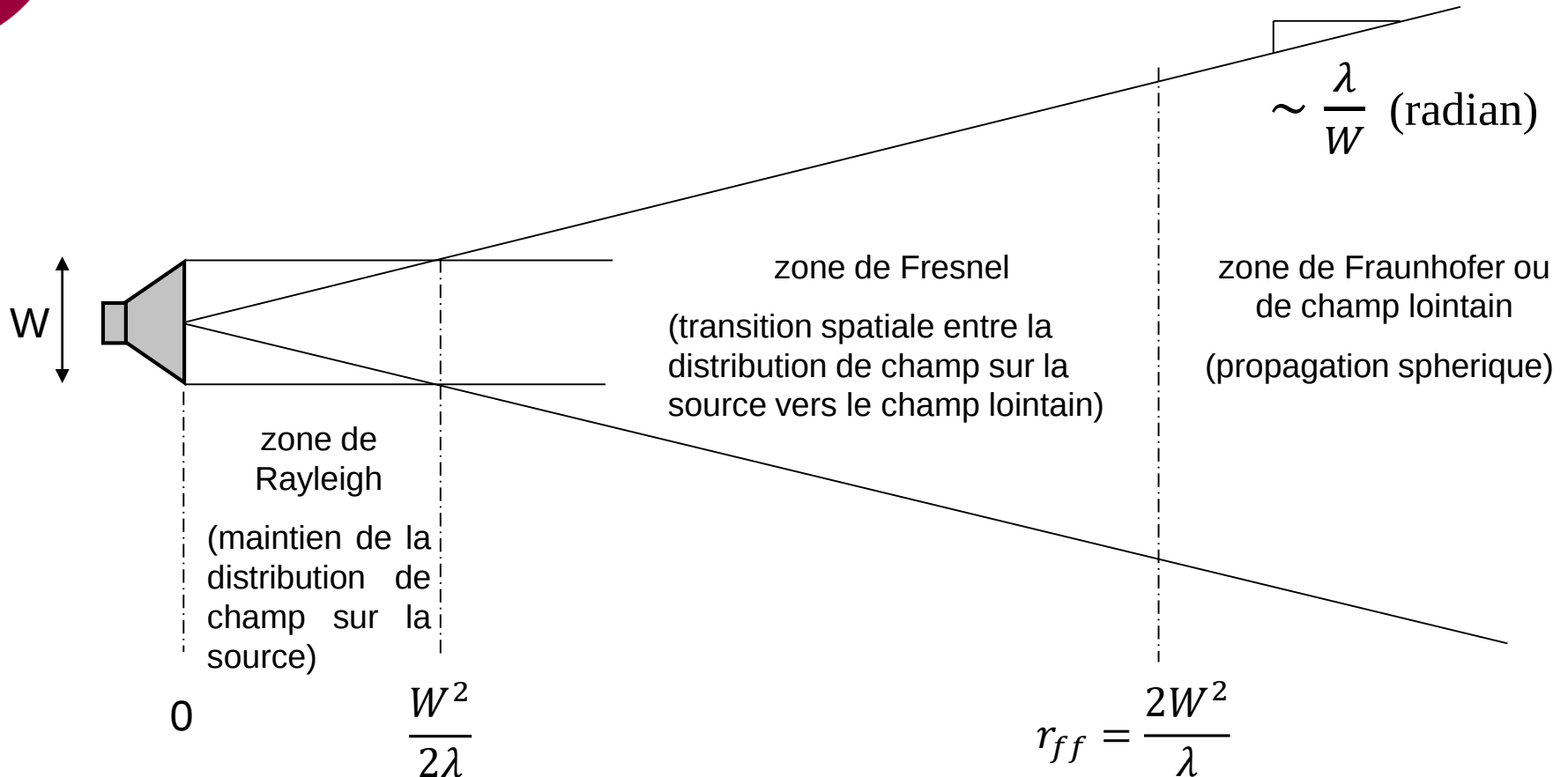
$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \zeta \mathbf{H}(\mathbf{r}) \times \hat{r}$$



ZONES DE RAYONNEMENT



CentraleSupélec



La distance $r_{ff} = 2 W^2 / \lambda$ n'est raisonnable que pour $W \gg \lambda$

DIRECTIVITÉ D'UNE ANTENNE



CentraleSupélec

- La densité de puissance (active) rayonnée par une antenne s'écrit

$$U(\mathbf{r}) = \operatorname{Re} \{ (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot \hat{\mathbf{r}} \} = \frac{\|\mathbf{E}(\mathbf{r})\|^2}{\zeta} \quad [\text{W/m}^2]$$

- qui est comparée à celle d'une source isotrope

$$U_{iso}(\mathbf{r}) = \frac{P_{rad}}{4\pi r^2} \quad \text{où} \quad P_{rad} = \oint dS \, U(\mathbf{r})$$

- On dit alors qu'une antenne est directive si elle rayonne plus fortement d'une source isotrope, mesurée par la directivité

$$D(\hat{\mathbf{r}}) = D(\vartheta, \varphi) = \frac{U(\mathbf{r})}{U_{iso}}$$

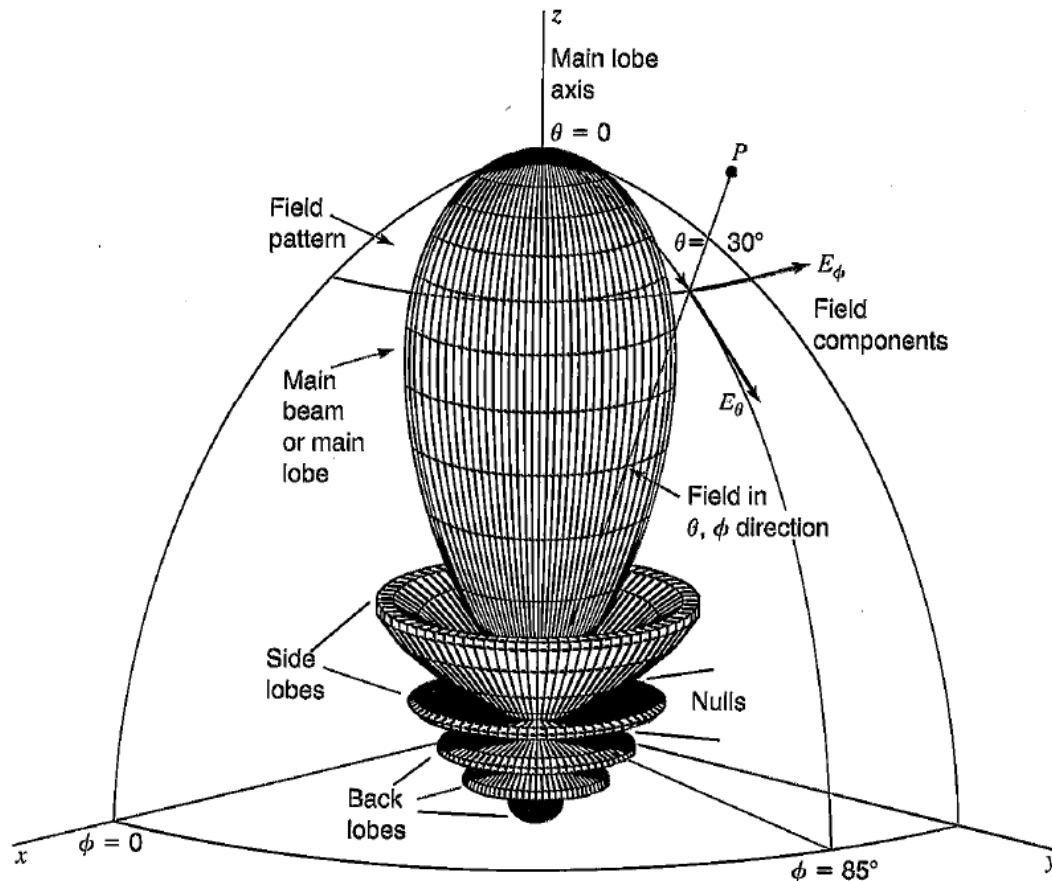
- Cette définition est utile pour calculer le champ rayonné par une antenne de directivité $D(\hat{\mathbf{r}})$, rendement η , alimentée par une puissance P_i

$$U(\mathbf{r}) = D(\hat{\mathbf{r}})U_{iso}(\mathbf{r}) \Rightarrow \|\mathbf{E}(\mathbf{r})\|^2 = \frac{\zeta P_i}{4\pi r^2} \eta D(\hat{\mathbf{r}})$$

DIRECTIVITÉ D'UNE ANTENNE



CentraleSupélec

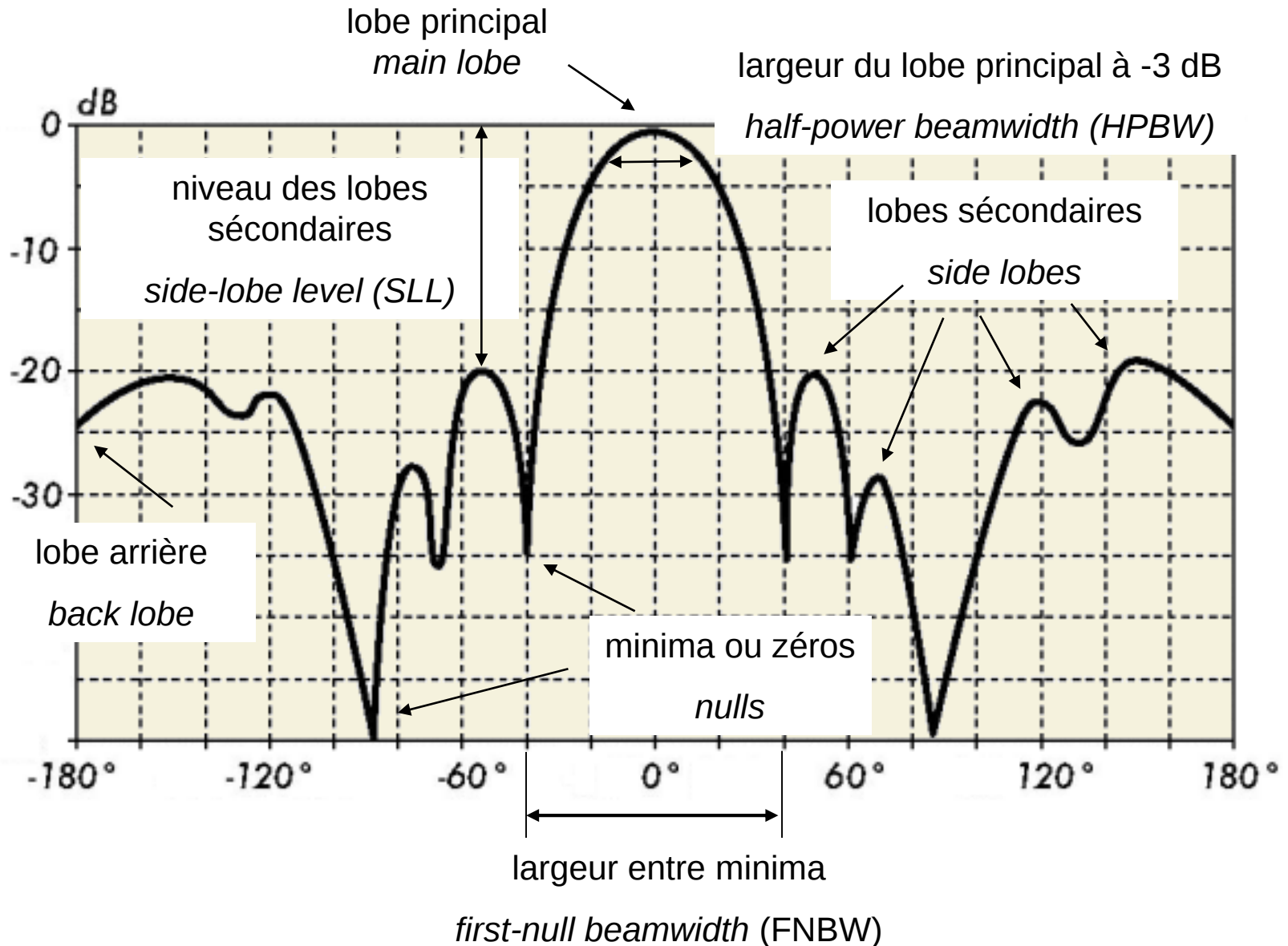


- la directivité couvre 4π stéradians et demande une représentation polaire 3D
- il est habituel de considérer des coupes orthogonales afin d'en simplifier la visualisation
- il est alors possible de définir plusieurs paramètres décrivant les caractéristiques de rayonnement d'une antenne

DIRECTIVITÉ D'UNE ANTENNE



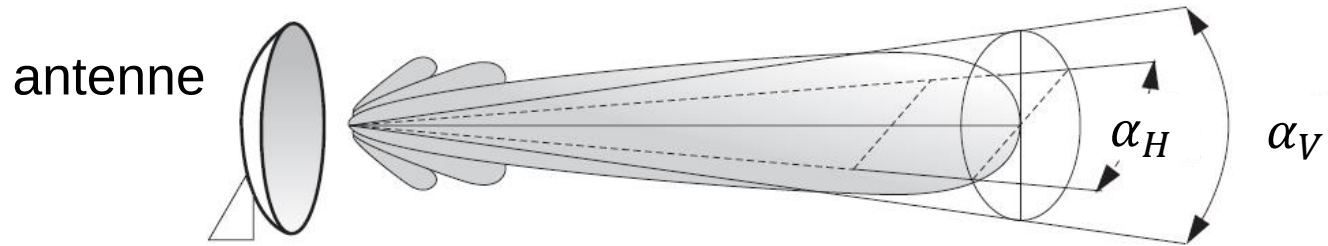
CentraleSupélec



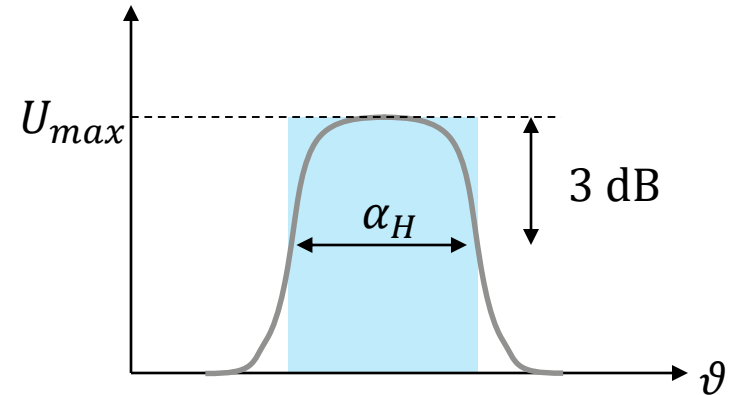
DIRECTIVITÉ D'UNE ANTENNE



CentraleSupélec



- lobe principal contenant pratiquement toute la puissance rayonnée
- approx.: elle est uniformément distribuée dans le lobe principal (aire bleue)
- la définition de directivité donne alors



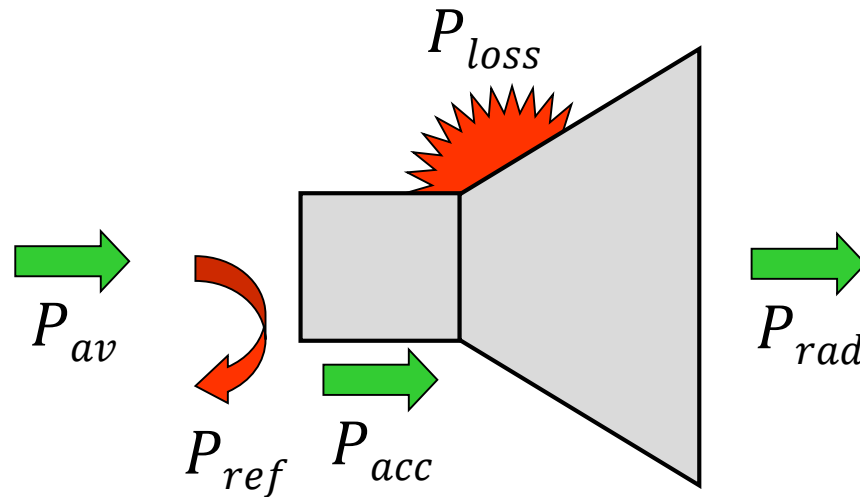
$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_{iso}} \simeq \frac{P_{rad}/\alpha_H\alpha_V r^2}{P_{rad}/4\pi r^2}$$

$$D_{max} \simeq \frac{4\pi}{\alpha_V\alpha_H} = \frac{41253}{\alpha_V^\circ\alpha_H^\circ}$$

EFFICACITÉ & GAIN D'ANTENNE



CentraleSupélec



$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{loss}}$$

rendement de rayonnement

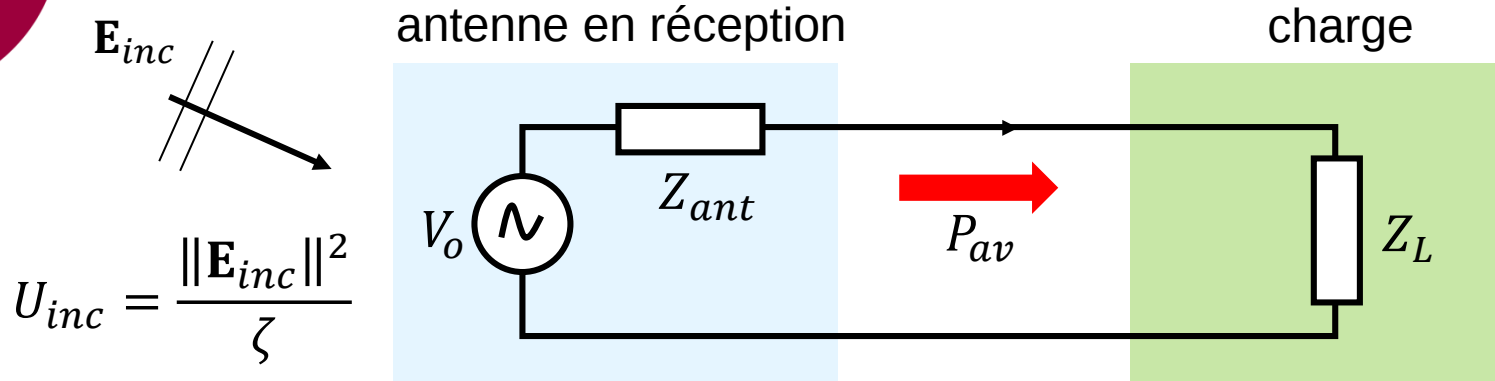
- le rendement de rayonnement mesure la fraction de puissance en entrée effectivement rayonnée par l'antenne
- il permet de définir le gain d'antenne, basé sur la puissance d'entrée (simple à mesurer) au lieu de celle rayonnée (difficile à estimer).

$$G(\hat{r}) = \frac{U(\mathbf{r})}{P_{acc}/4\pi r^2} = \eta D(\hat{r})$$

ANTENNE EN RÉCEPTION



CentraleSupélec



La tension à circuit ouvert V_o est liée au champ E incident via l'hauteur effective $\mathbf{h}_e(\hat{r})$

$$V_o(\hat{r}) = \mathbf{E}_{inc} \cdot \mathbf{h}_e(\hat{r})$$

où $\mathbf{h}_e(\hat{r})$ est proportionnelle au diagramme de rayonnement $\mathbf{F}(\hat{r})$

La valeur maximale de la puissance moyenne fournie par l'antenne (ou puissance disponible) est

$$P_{av} = \frac{|V_o|^2}{4 R_{ant}} = \frac{|\mathbf{E}_{inc} \cdot \mathbf{h}_e|^2}{4 R_{ant}}$$

En alternative, la puissance disponible peut s'exprimer en fonction de la densité de puissance incidente U_{inc} , via l'aire effective A_e de l'antenne

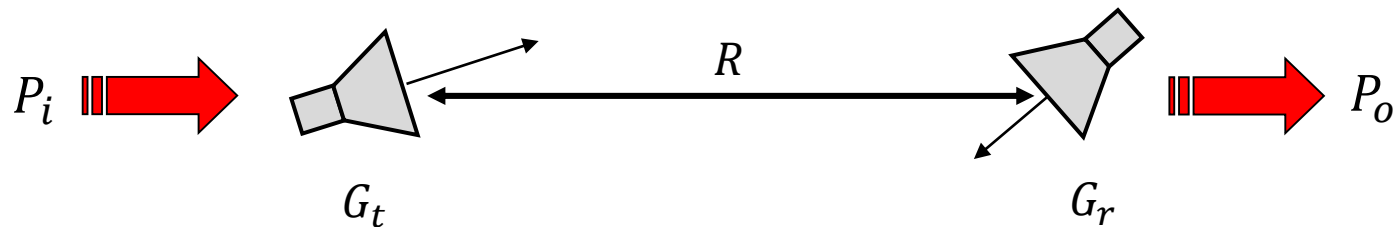
$$P_{av} = A_e U_{inc}$$

qui est liée au gain de l'antenne

$$A_e(\hat{r}) = \frac{\lambda^2}{4\pi} D(\hat{r})$$

EQUATION DE FRIIS (DES TELECOMMUNICATIONS)

La transmission de puissance entre deux antennes (en champ lointain) en espace libre est modélisée par l'équation de Friis



$$\frac{P_o}{P_i} = \underbrace{\frac{G_t(\vartheta_t, \varphi_t) G_r(\vartheta_r, \varphi_r)}{(4\pi R / \lambda)^2}}_{\text{"pertes" de propagation}} \underbrace{(1 - |\Gamma_t|^2)(1 - |\Gamma_r|^2)}_{\text{impédance non adaptée}} \underbrace{|\hat{p}_t \cdot \hat{p}_r^*|^2}_{\text{polarisations non adaptées}}$$

pertes par mauvais alignement

Si alignement et adaptations idéales

$$\frac{P_o}{P_i} = \frac{G_t G_r}{(4\pi R / \lambda)^2} = \frac{G_t G_r}{L_p}$$

où L_p est le facteur de perte de propagation, et les gains G_t et G_r indiquent le gain maximal de chaque antenne

POINTS IMPORTANTS

- rayonnement en champ lointain
 - ondes sphériques, planes
 - diagramme de rayonnement
- directivité & gain d'antenne
 - termes descriptifs
 - relation entre directivité et largeur du lobe principal
- modèles de réception
 - avec et sans information de phase
- équation de Friis



CentraleSupélec

Antennes pour communications en espace libre

- structures 1D et 2D
- antennes omni-directionnelles, directives
- principes de dimensionnement

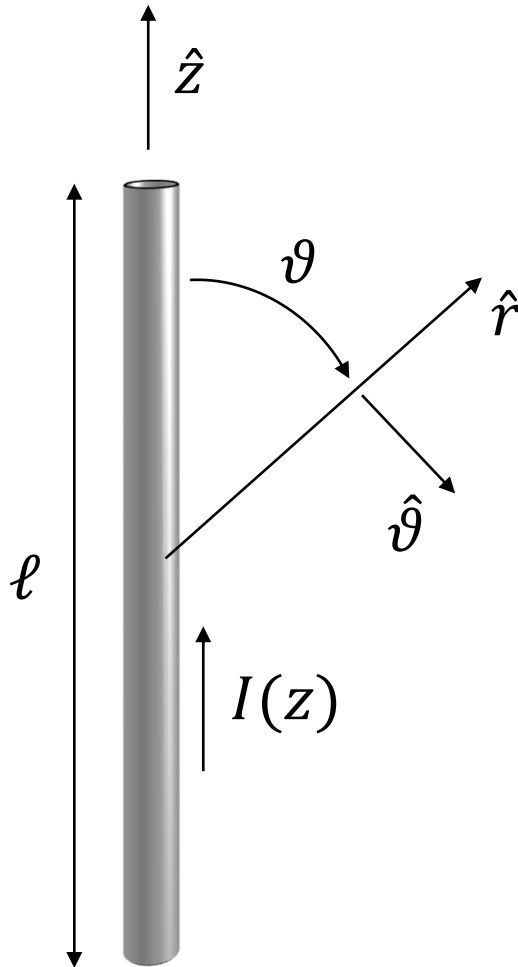
OBJECTIFS

- dimensionner le rayonnement d'antennes en fonction des applications
- introduire des outils simplifiés type “recettes de cuisine”
- approche centrée autour du diagramme de rayonnement
 - omni-directionnel
 - directif
- deux typologies d'antennes
 - linéaires (1D)
 - à ouverture (2D)

ANTENNES LINÉAIRES



CentraleSupélec



- L'intégrale de rayonnement devient

$$\begin{aligned}\mathbf{F}(\hat{r}) &= j\omega\mu \hat{r} \times \hat{r} \times \int_V d\mathbf{r}' \mathbf{J}(\mathbf{r}') e^{jk\mathbf{r}' \cdot \hat{r}} \\ &= j\omega\mu \hat{r} \times \hat{r} \times \int_{\ell} dz \hat{z} I(z) e^{jkz \cos \vartheta} \\ &= j\omega\mu \hat{\vartheta} \sin \vartheta \tilde{I}(k \cos \vartheta)\end{aligned}$$

où $\tilde{I}$ est la transformée de Fourier de la distribution de courant $I(z)$

- symétrie de révolution
- variation uniquement dans les coupes verticales

Exemple: pour un courant constant $I(z) = I_0$

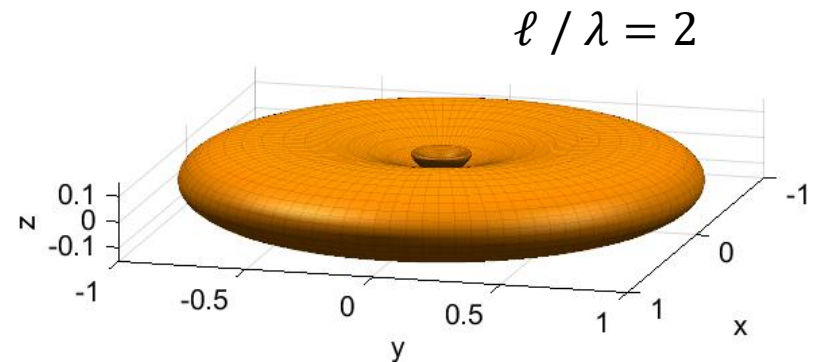
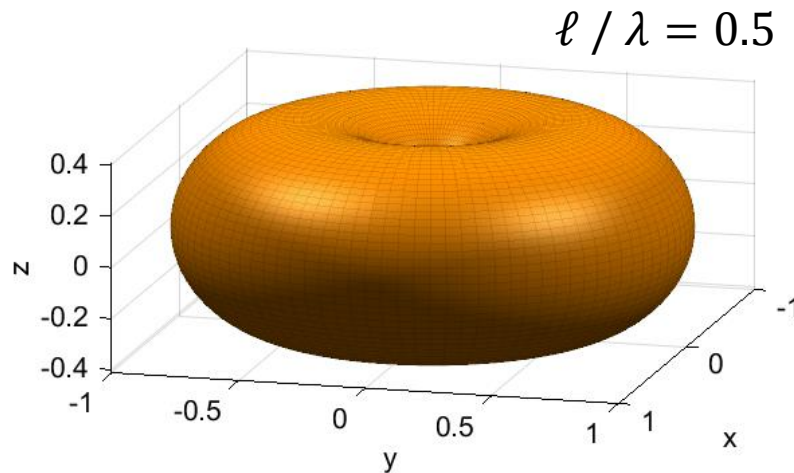
$$\mathbf{F}(\hat{r}) = j\omega\mu I_0 \ell \hat{\vartheta} \sin \vartheta \operatorname{sinc} \left(\pi \frac{\ell}{\lambda} \cos \vartheta \right)$$

i.e., maximum radiation for $\vartheta_{max} = \pi/2$

ANTENNES LINÉAIRES



CentraleSupélec



- La fonction

$$\sin \vartheta \operatorname{sinc} \left(\pi \frac{\ell}{\lambda} \cos \vartheta \right)$$

décrit la distribution angulaire du rayonnement de l'antenne

- le choix (dimensionnement) de la longueur ℓ repose sur plusieurs critères, dont la largeur (angle -3 dB) du lobe principal a une importance particulière
- changer le type de distribution de courant a un impact fort surtout sur le niveau des lobes secondaires

DISTRIBUTION vs. DIAGRAMME DE RAYONNEMENT



CentraleSupélec

Transformée de Fourier pour différents types de fonction

TYPE OF DISTRIBUTION $-1 \leq x \leq 1$	DIRECTIVITY PATTERN $E(u)$	HALF POWER BEAMWIDTH IN DEGREES 	ANGULAR DISTANCE TO FIRST ZERO 	INTENSITY OF 1st SIDELOBE db BELOW MAX.	GAIN FACTOR	
 $f(x)=1$	$\ell \frac{\sin u}{u}$	$50.8 \frac{\lambda}{\ell}$	$57.3 \frac{\lambda}{\ell}$	13.2	1.0	
 $f(x)=1-(1-\Delta)x^2$	$\ell(1+\mathcal{L}) \frac{\sin u}{u}$ $\mathcal{L}=(1-\Delta) \frac{d^2}{du^2}$	$\Delta = 1.0$	$50.8 \frac{\lambda}{\ell}$	$57.3 \frac{\lambda}{\ell}$	13.2	1.0
		.8	$52.7 \frac{\lambda}{\ell}$	$60.7 \frac{\lambda}{\ell}$	15.8	.994
		.5	$55.6 \frac{\lambda}{\ell}$	$65.3 \frac{\lambda}{\ell}$	17.1	.970
		0	$65.9 \frac{\lambda}{\ell}$	$81.9 \frac{\lambda}{\ell}$	20.6	.833
 $\cos \frac{\pi x}{2}$	$\frac{\pi \ell}{2} \frac{\cos u}{(\frac{\pi}{2})^2 - u^2}$	$68.8 \frac{\lambda}{\ell}$	$85.9 \frac{\lambda}{\ell}$	23	.810	
 $\cos^2 \frac{\pi x}{2}$	$\frac{\ell}{2} \frac{\sin u}{u} \frac{\pi^2}{\pi^2 - u^2}$	$83.2 \frac{\lambda}{\ell}$	$114.6 \frac{\lambda}{\ell}$	32	.667	
 $f(x)=1- x $	$\frac{\ell}{2} \left(\frac{\sin \frac{u}{2}}{\frac{u}{2}} \right)^2$	$73.4 \frac{\lambda}{\ell}$	$114.6 \frac{\lambda}{\ell}$	26.4	.75	

où

$$u = \frac{\ell}{2} k \hat{r} \cdot \hat{r}'$$

et $\hat{r}'$ la direction d'intégration du courant (antennes 1D) ou du champ d'ouverture (antennes 2D).

Par exemple, pour un courant le long de $\hat{z}$,
 $\hat{r}' = \hat{z}$ donc

$$u = \frac{\ell}{2} k \cos \vartheta = \pi \frac{\ell}{\lambda} \cos \vartheta$$

DIMENSIONNEMENT SIMPLIFIÉ 1D



CentraleSupélec

- Approximation: on s'intéresse uniquement à assurer un lobe principal avec une largeur de α_V° degrés à -3 dB
- Il suffit alors de chercher dans le tableau précédent l'expression de cet angle (half-power beamwidth)

- Exemple: si le courant est constant sur le fil

$$\alpha_V^\circ \simeq 50.8 \lambda / \ell$$

- la longueur de l'antenne se trouve donc par

$$\ell / \lambda \simeq 50.8 / \alpha_V^\circ$$

- NB: ces expressions de la largeur du lobe principal sont précises pour $\alpha_V^\circ < 60^\circ$, où $\sin \alpha_V / 2 \simeq \alpha_V / 2$

RÉCEPTION: HAUTEUR EFFECTIVE

Par analogie au cas du dipôle Hertzien, une antenne peut être décrite par son hauteur effective $\mathbf{h}_e$:

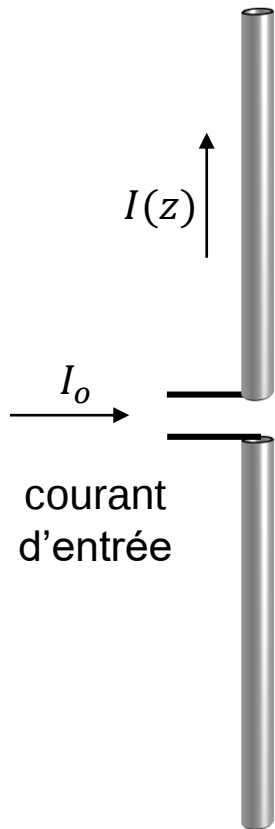
$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = -j\omega\mu g(r) I_o \ell(-\hat{\vartheta}) \sin \vartheta \quad \text{dipôle Hertzien}$$



$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = g(r)\mathbf{F}(\hat{\mathbf{r}}) = -j\omega\mu g(r) I_o \mathbf{h}_e(\hat{\mathbf{r}}) \quad \text{antenne générique}$$



$$\mathbf{h}_e(\hat{\mathbf{r}}) = \frac{\mathbf{F}(\hat{\mathbf{r}})}{-j\omega\mu I_o}$$



Antenna Type	Effective Height
Short dipole of length 2ℓ	$-\ell \sin \theta \hat{\theta}$
Half-wave dipole	$-\frac{\lambda}{\pi} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \hat{\theta}$
Small loop of radius a pointed in the z direction	$j \frac{2\pi^2 a^2}{\lambda} \sin \theta \hat{\phi}$
Half-wave folded dipole	$-\frac{2\lambda}{\pi} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \hat{\theta}$

ANTENNES DIPOLAIRES



CentraleSupélec



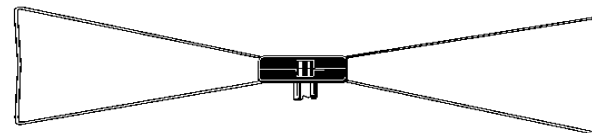
half-wavelength dipole



folded half-wavelength dipole

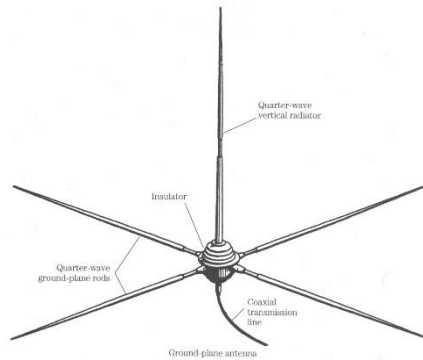


Yagi-Uda antennas



bow-tie antenna

ANTENNES MONOPOLAIRES



$\lambda/4$ monopole over ground plane



sleeve monopole



normal-mode helical antenna



Inverted-F and meander
monopoles

ANTENNES FILAIRES ET DISPOSITIFS PORTABLES



Les dispositifs portables nécessitent d'antennes isotropes miniature!

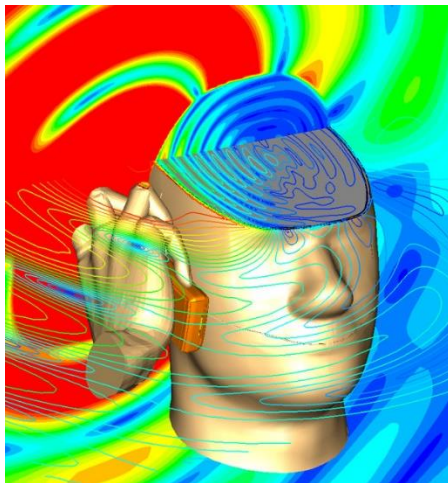
ANTENNES FILAIRES ET DISPOSITIFS PORTABLES



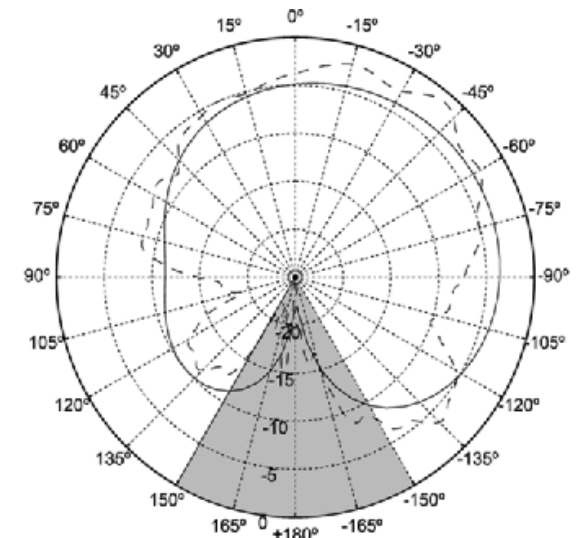
CentraleSupélec



Système antenne périphérique de l'iPhone 4



La miniaturisation n'est pas la seule contrainte. Le rayonnement vers l'utilisateur (si présent) doit aussi être minimisé, afin de réduire les risques pour la santé et les gaspillages d'énergie.



ISOTROPIE

- un dispositif mobile ne doit pas être directif (non isotrope)
- et le plus petit possible, idéalement avec $\ell < 0.25 \lambda$
- pour un dipôle court le long de z on trouverait

$$\begin{aligned} \mathbf{F}(\hat{r}) &= j\omega\mu \hat{r} \times \hat{r} \times \int_{\ell} dz \hat{z} I(z) e^{jkz \cos \vartheta} \\ &\simeq j\omega\mu \hat{\vartheta} \sin \vartheta \bar{I} \ell \quad \Rightarrow \quad \sim \text{dipôle Hertzien} \end{aligned}$$

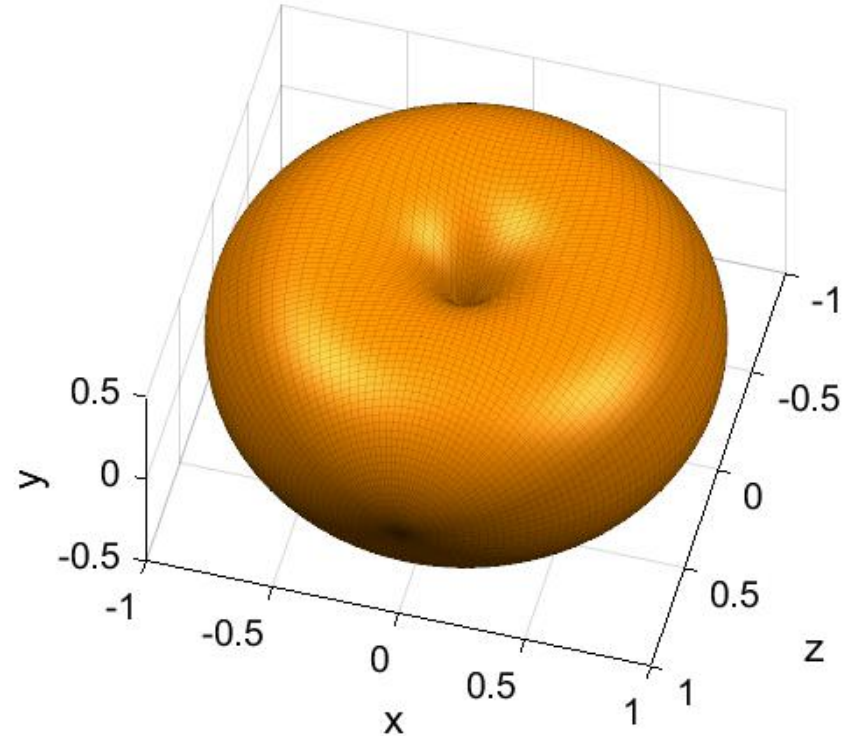
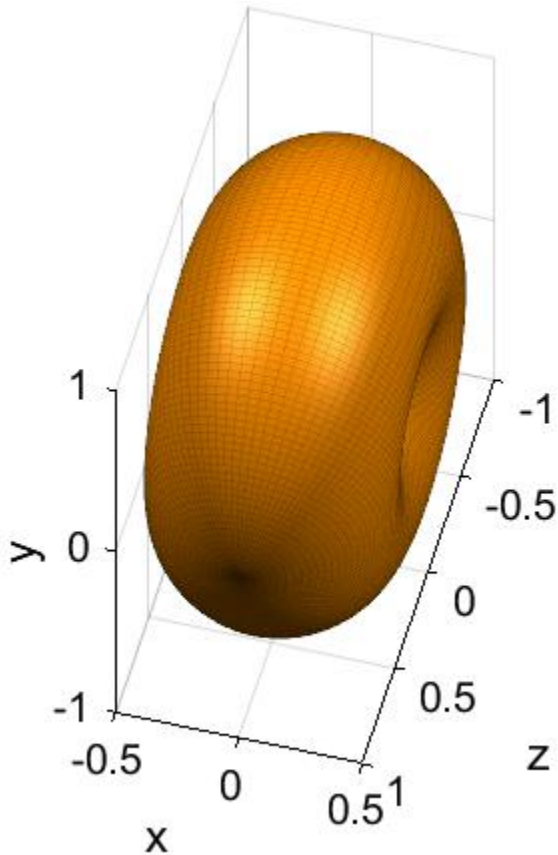
où $\bar{I}$ est le courant moyen le long du dipôle

- Une telle antenne serait-elle isotrope?
- La réception serait assurée pour toute orientation vers l'émetteur?

ISOTROPIE



CentraleSupélec

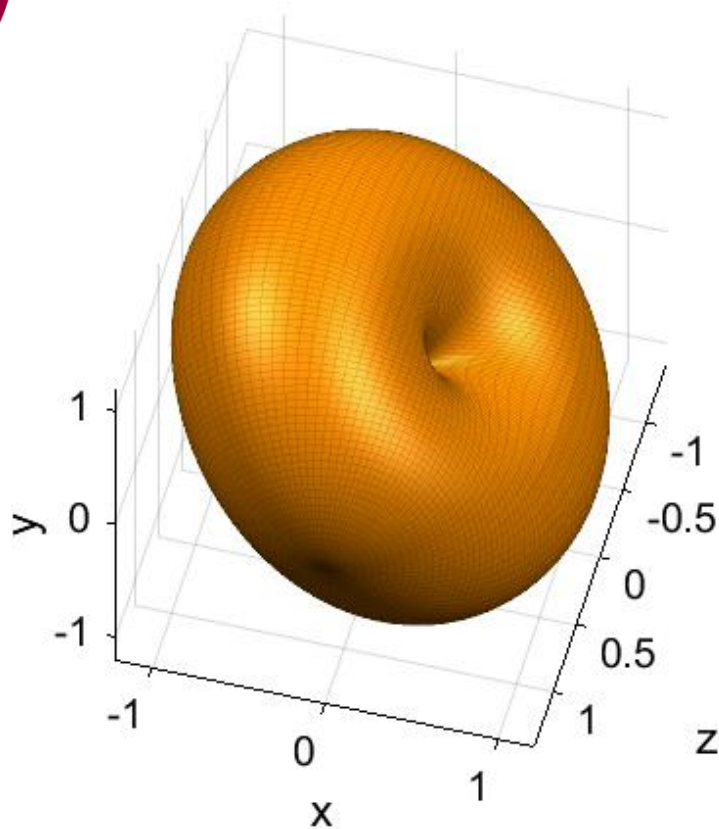


- chacun de ces deux dipôles présente un zéro de rayonnement le long de leur axes (x et y)
- on pourrait les combiner afin de combler leur zéros respectifs

ISOTROPIE



CentraleSupélec



Combinaison linéaire avec
courants d'alimentation en phase

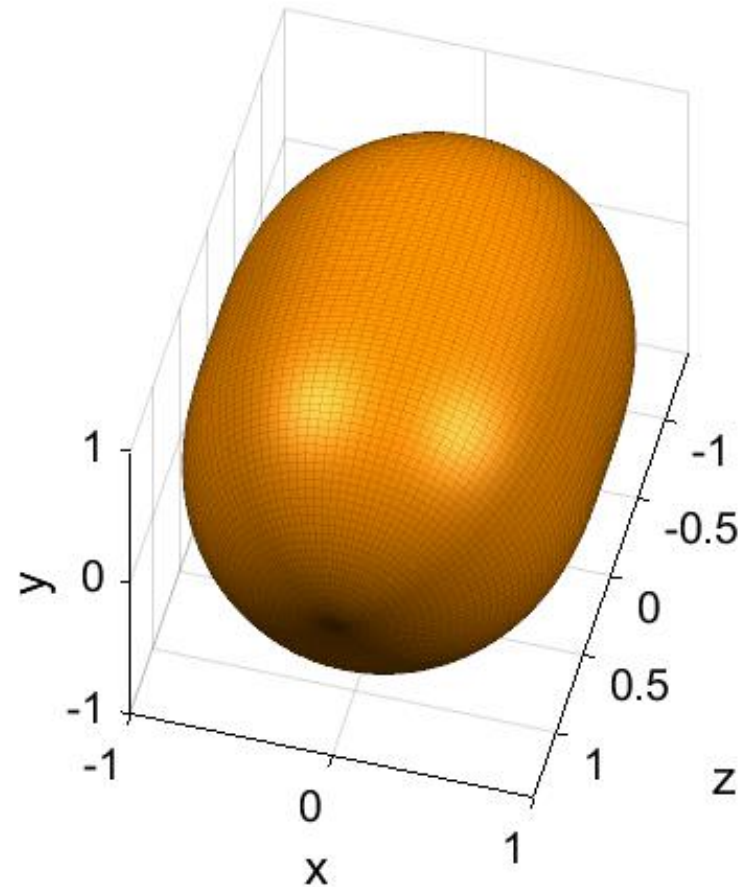
- Le rayonnement est équivalent à celui d'un dipôle à 45°
- Ceci arrive car la somme des champs rayonnés par les deux dipôles s'annule localement
- Il reste donc toujours un zéro de rayonnement le long de son axe

ISOTROPIE



CentraleSupélec

- Si un déphasage de 90° est appliqué, le module de la somme ne peut plus s'annuler
- le rayonnement est alors plus uniforme



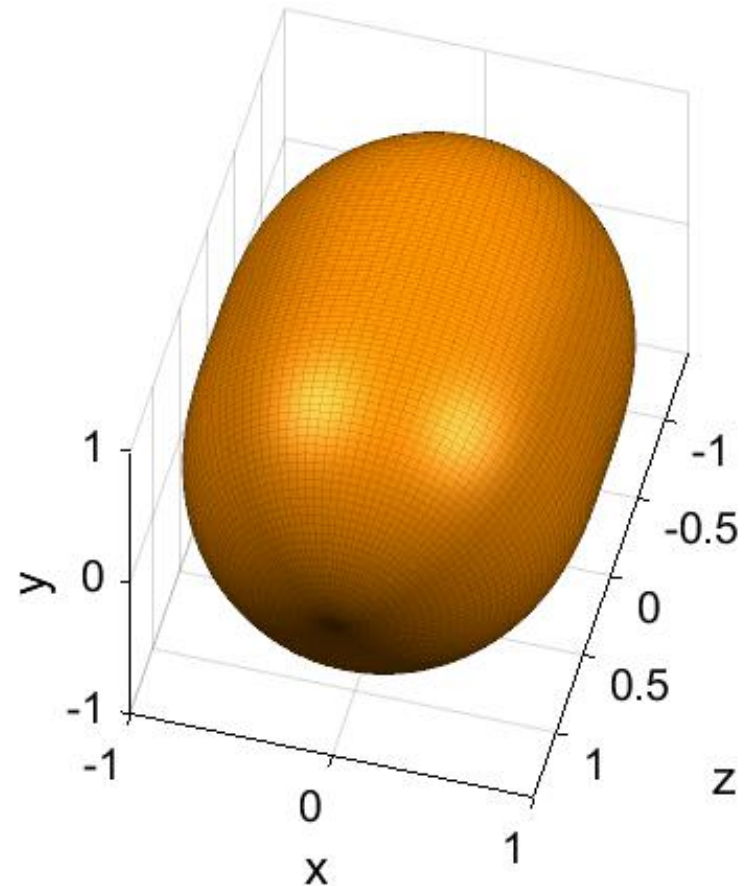
Combinaison linéaire avec courants d'alimentation en quadrature (90°)

ISOTROPIE



Les méandres ne servent pas uniquement à réduire les dimensions de l'antennes, mais aussi à assurer sont isotropie:

- deux polarisations croisées
- quadrature de phase



Combinaison linéaire avec courants d'alimentation en quadrature (90°)

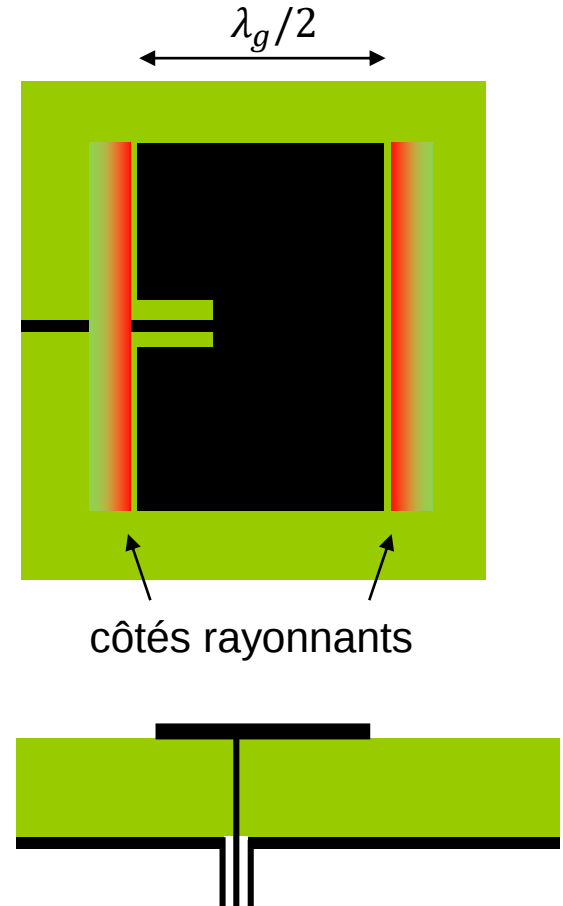
ANTENNES PATCH

Les antennes patch sont des structures métalliques basées sur des cavités résonnantes, avec des ouvertures latérales permettant le rayonnement de l'énergie EM. Pour un patch rectangulaire uniquement deux cotés rayonnent.

MCV Microwave



Elles ont une directivité modérée (rayonnement sur un demi espace), mais elles ont l'avantage de pouvoir être facilement intégrées dans des circuits imprimés (faible coût).

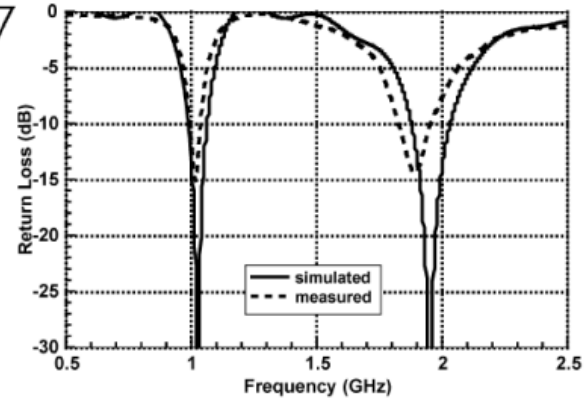
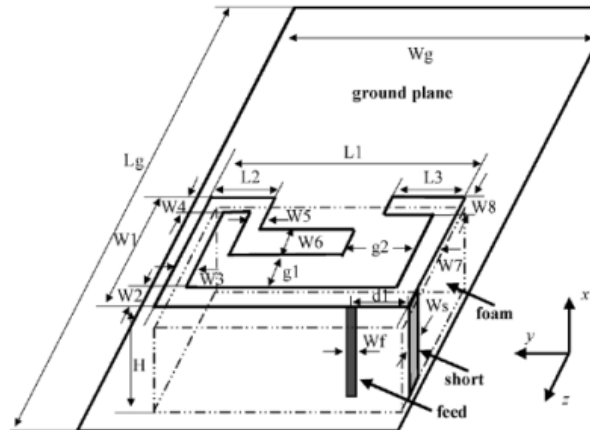


receding feed pour un patch

ANTENNES TYPE PATCH POUR APPL. MOBILES

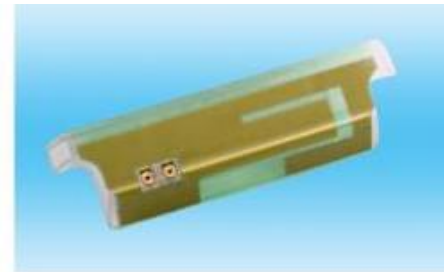
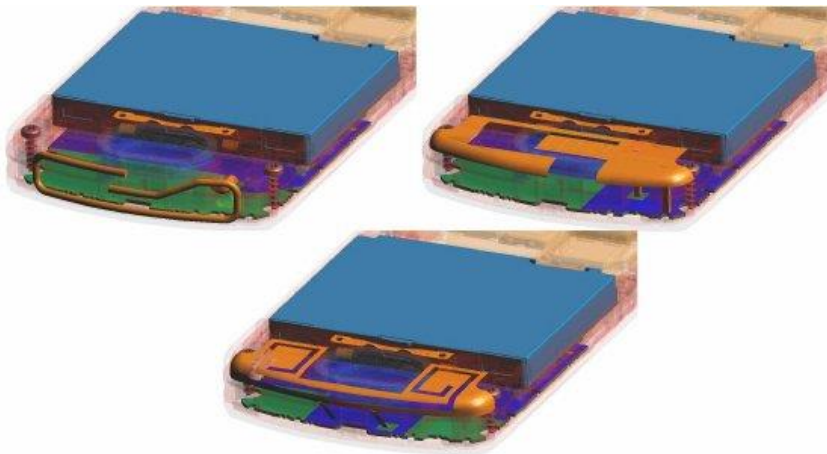


CentraleSupélec



Guo et al. (2004)

Chen et al. (2010)



Amphenol

RAYONNEMENT DIRECTIF



CentraleSupélec

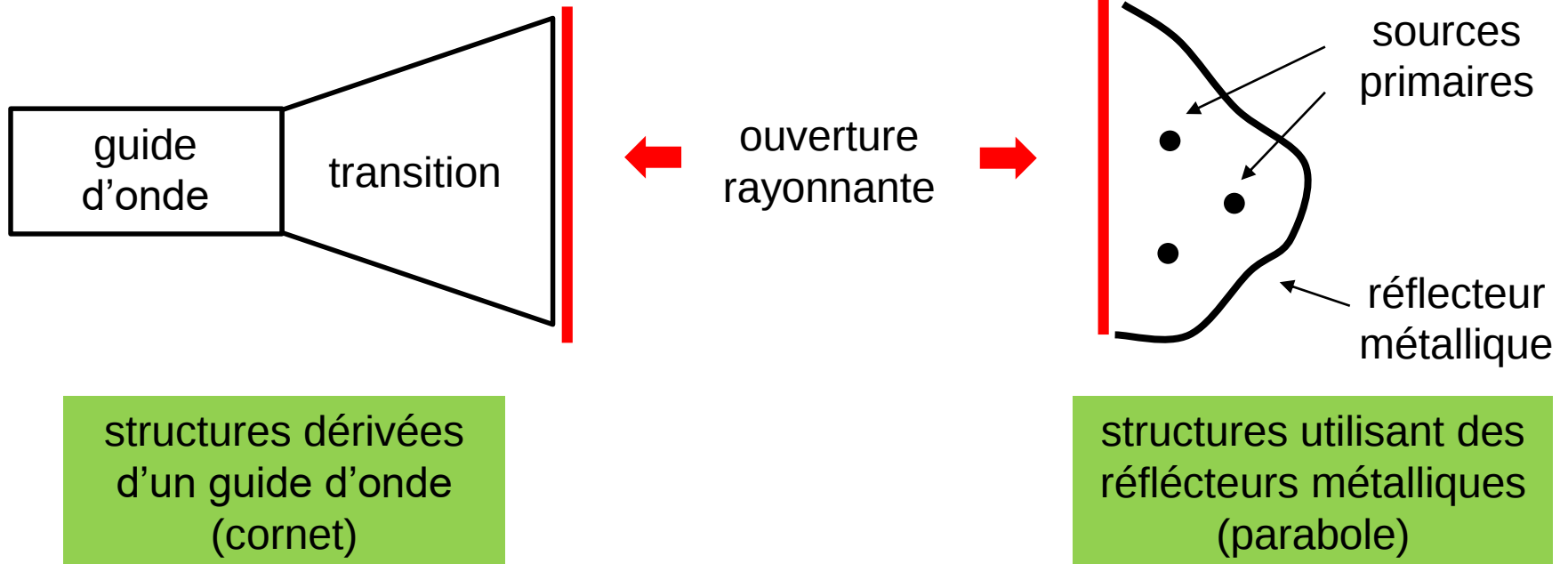


liaison Hertzienne (*radio link*) à grande distance entre deux tours de communication

- besoin: concentrer la puissance rayonnée dans un faisceau étroit, idéalement centré sur un unique récepteur (l'opposé de la télédiffusion!)
- les antennes filaires 1D ont une directivité uniquement dans une direction (passant par leur axe) et une isotropie dans le plan azimutal
- il est nécessaire d'utiliser des antennes 2D afin de contrôler la directivité simultanément dans deux coupes transversales

ANTENNES À OUVERTURE (2D)

- antennes générant des distributions de champ EM sur une surface, dont les dimensions dépassent typiquement la longueur d'onde
- cette distribution de champ remplace la distribution de courant des antennes filaires
- fonctionnement analogue à celui d'une lentille en optique



ANTENNES CORNET (GUIDE D'ONDE)



CentraleSupélec



Vivaldi



cornet pyramidal



horn reflector

AT&T long-distance towers

ANTENNES PARABOLIQUES (RÉFLECTEUR)



CentraleSupélec



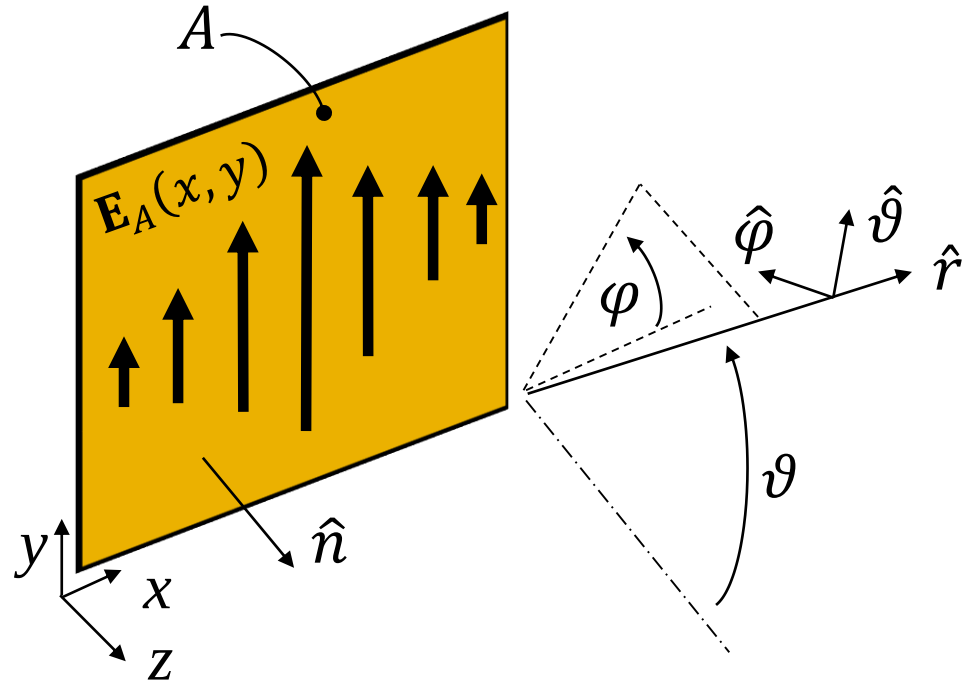
ANTENNES À OUVERTURE



CentraleSupélec

Hypothèse:

$$\mathbf{E}_A(x, y) = \hat{p} E_A(x, y)$$



Le diagramme de rayonnement d'une ouverture illuminée par un champ $\mathbf{E}_A(\mathbf{r}')$ s'écrit

$$\mathbf{F}(\hat{r}) = -2jk \hat{r} \times \hat{n} \times \int_A d\mathbf{r}' \mathbf{E}_A(\mathbf{r}') e^{+jk \mathbf{r}' \cdot \hat{r}} = -2jk \hat{r} \times \hat{n} \times \tilde{\mathbf{E}}_A(k_x, k_y)$$

où $\hat{n}$ est la normale à la surface de l'ouverture



ANTENNES À OUVERTURE



CentraleSupélec

- Pour une distribution séparable (surtout ouvertures rectangulaires)

$$E_A(x, y) \simeq E_x(x)E_y(y)$$

$$\tilde{E}_A(k_x, k_y) \simeq \int_A d\mathbf{r}' E_x(x)E_y(y)e^{+j(k_x x + k_y y)} = \tilde{E}_x(k_x)\tilde{E}_y(k_y)$$

$$\text{où } k_x = k \hat{r} \cdot \hat{x} = k \sin \vartheta \cos \varphi$$

$$k_y = k \hat{r} \cdot \hat{y} = k \sin \vartheta \sin \varphi$$

- la variation angulaire dans la coupe horizontale ($\varphi = 0$)

$$F(\vartheta) \propto \tilde{E}_A(k_x, k_y) = \tilde{E}_x(k \sin \vartheta)\tilde{E}_y(0)$$

dépend uniquement de la distribution du champ le long de x ; un résultat similaire se trouve pour la coupe verticale



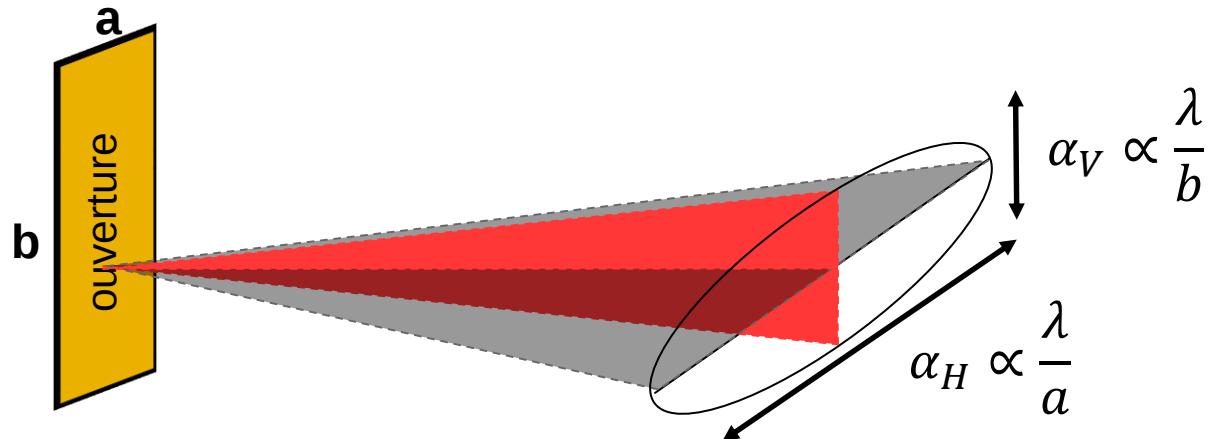
- passage d'un problème 2D à deux problèmes 1D : analogue au cas filaire. Dimensionnement simplifié possible aussi dans ce cas.

DIMENSIONNEMENT SIMPLIFIÉ 2D



CentraleSupélec

- Considérez une antenne à ouverture rectangulaire, de côtés a et b
- son lobe principal aura des angles -3 dB: α_V et α_H , définis sur la coupe verticale et horizontale



- pour une excitation uniforme de l'ouverture, le tableau vers p. 46 indique

$$\alpha_V^\circ \simeq 50.8 \frac{\lambda}{b} \text{ et } \alpha_H^\circ \simeq 50.8 \frac{\lambda}{a}$$

- donc une directivité maximale (pic du lobe principal)

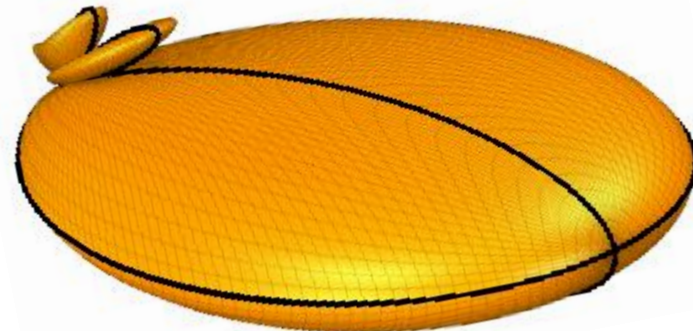
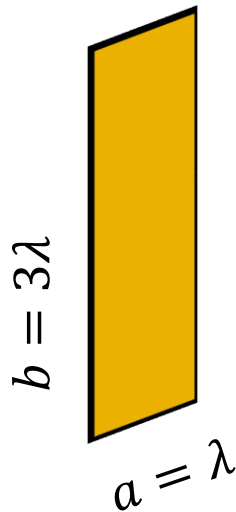
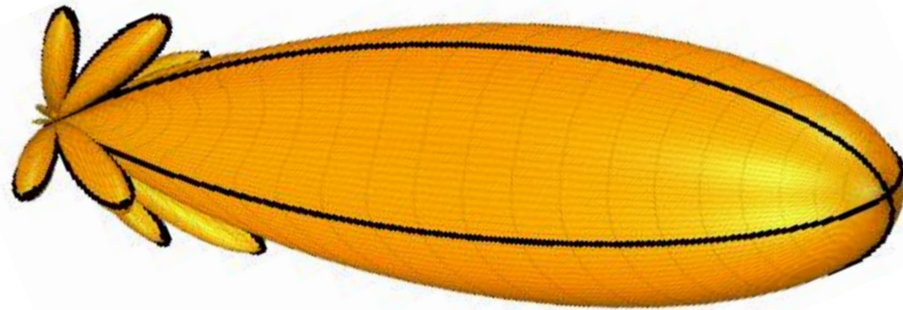
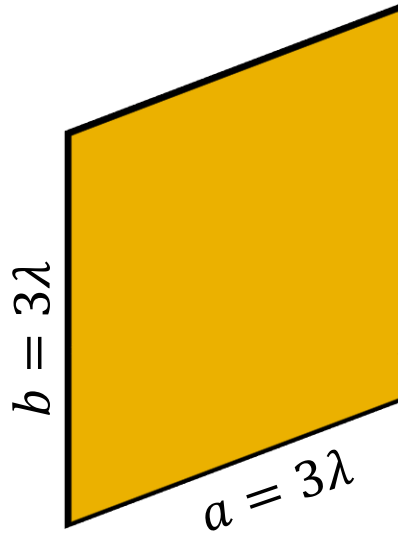
$$D_{max} \simeq \frac{4\pi}{\Delta\Omega} \simeq \frac{41253}{\alpha_V^\circ \alpha_H^\circ} \simeq 16 \frac{ab}{\lambda^2}$$

ANTENNES À OUVERTURE



CentraleSupélec

Illustration de la relation inverse
entre largeur du lobe et
dimensions de l'ouverture



OUVERTURES DE FORME ARBITRAIRE



CentraleSupélec

- Plus en général

$$D_{max} \simeq 4\pi \frac{A_e}{\lambda^2} = 4\pi \frac{A}{\lambda^2} \eta_a$$

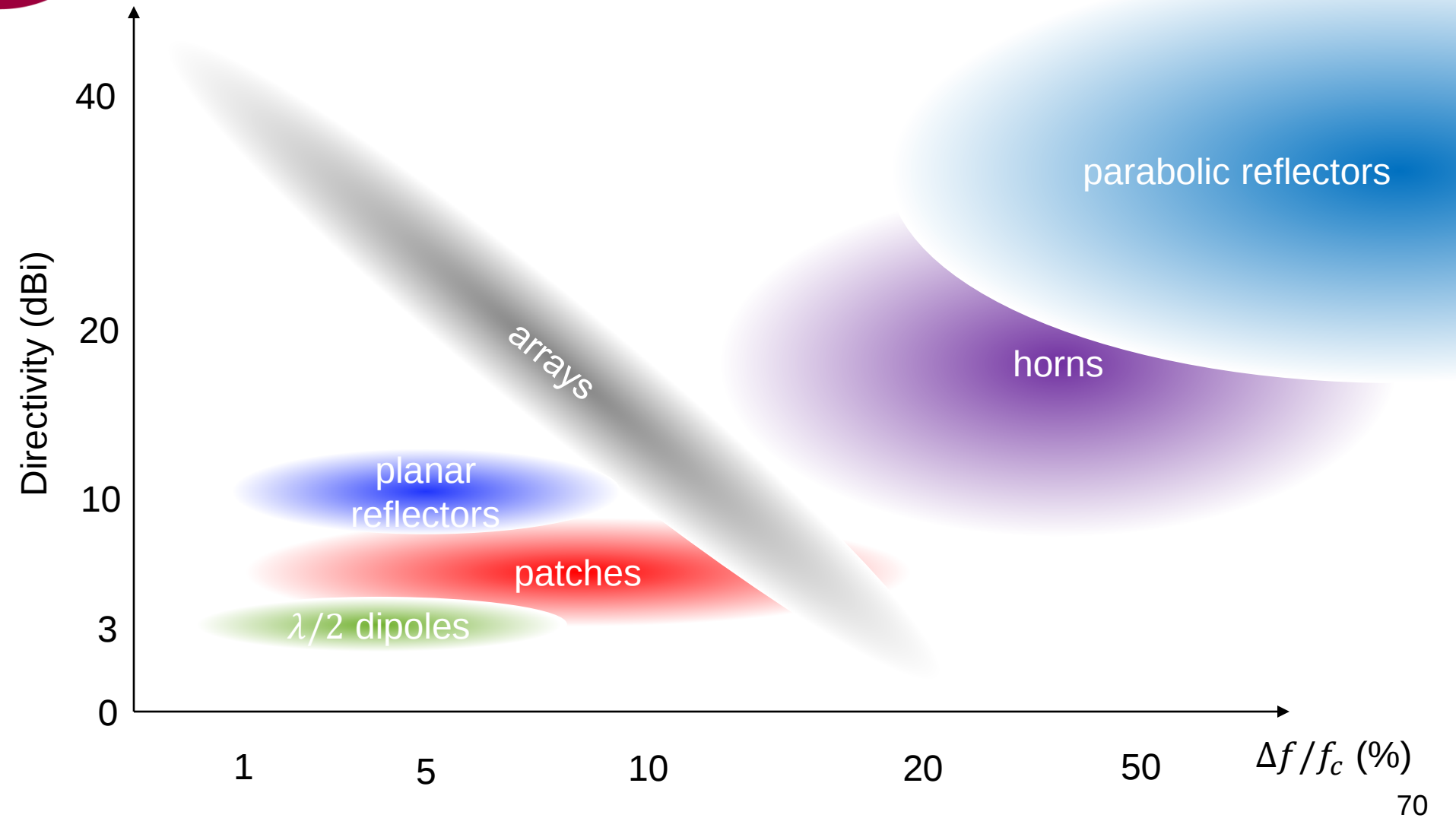
où A est l'aire géométrique de l'ouverture et η_a le rendement d'ouverture (*aperture efficiency*). A_e est l'aire effective (cf. p. 39).

- $\eta_a \in [0,1]$, indique si l'ouverture est illuminée efficacement: $\eta_a = 1$ uniquement pour une distribution uniforme. Si la distribution diminue vers les bords, $\eta_a < 1$ indique qu'une partie de l'ouverture contribue moins au rayonnement
- pour une parabole circulaire de diamètre D , $\eta_a \in [0.5,0.8]$, $\alpha^\circ > 70 \lambda/D$
- NB: il n'est plus possible, en général, de factoriser la distribution de champ sur l'ouverture.

IL N'Y A PAS QUE LA DIRECTIVITÉ ...



CentraleSupélec



POINTS IMPORTANTS

- antennes filaires 1D

- omni-directionnelles en azimuth, directivité dans les coupes verticales
- relation entre distribution de courant et diagramme de rayonnement
- tableau pour transformée Fourier
- relation inverse entre dimensions géométriques et largeur du lobe principal

- antennes à ouverture 2D

- faisceaux directifs pour transmission point à point
- relation inverse entre dimensions géométriques et largeur du lobe principal
- deux degrés de liberté, angle de couverture variable



CentraleSupélec

Réseaux d'antennes

- interférence & directivité
- facteur de réseau



SOURCES MULTIPLES

Clamp to range: (Min: -15/ Max: 15)



Type	E-Field
Monitor	e-field (t=0..end(0.1);z=0) [1]
Component	z
Plane at z	0
Maximum-2d	5344.62 U/m at 0 / 0 / 0
Sample	1 / 93
Time	0

Clamp to range: (Min: -60/ Max: 60)



Type	E-Field
Monitor	e-field (t=0..end(0.1);z=0) [1[1.0,0.0]*2[1.0,0.0]+3[1.0,0.0]+4[1.0,0.0]]
Component	z
Plane at z	0
Maximum-2d	4871.03 U/m at 0 / 0 / 0
Sample	1 / 91
Time	0

Clamp to range: (Min: -60/ Max: 60)



Type	E-Field
Monitor	e-field (t=0..end(0.1);z=0) [endFire]
Component	Abs
Plane at z	0
Maximum-2d	6805.02 U/m at 300 / 0 / 0
Sample	1 / 99
Time	0

Clamp to range: (Min: -60/ Max: 60)

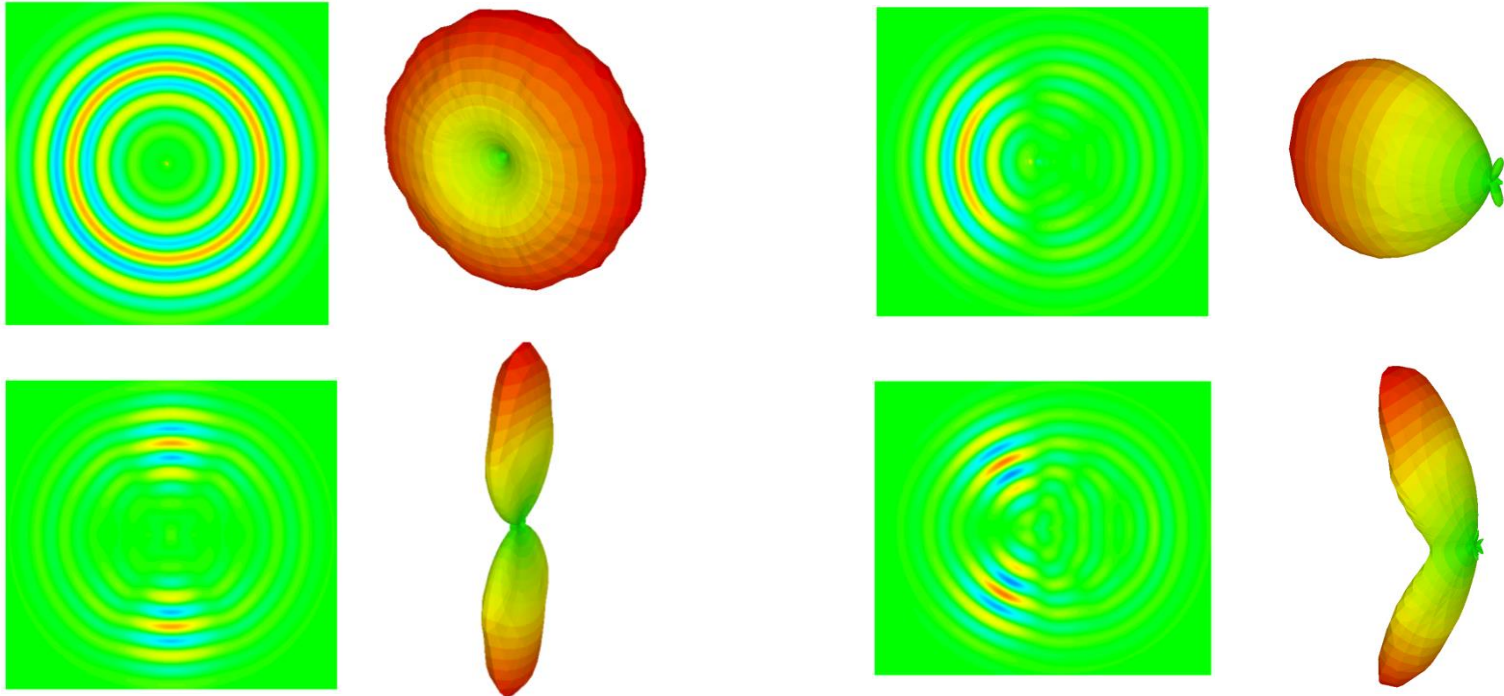


Type	E-Field
Monitor	e-field (t=0..end(0.1);z=0) [endFire]
Component	z
Plane at z	0
Maximum-2d	8931.39 U/m at 0 / 0 / 0
Sample	1 / 95
Time	0

SOURCES MULTIPLES

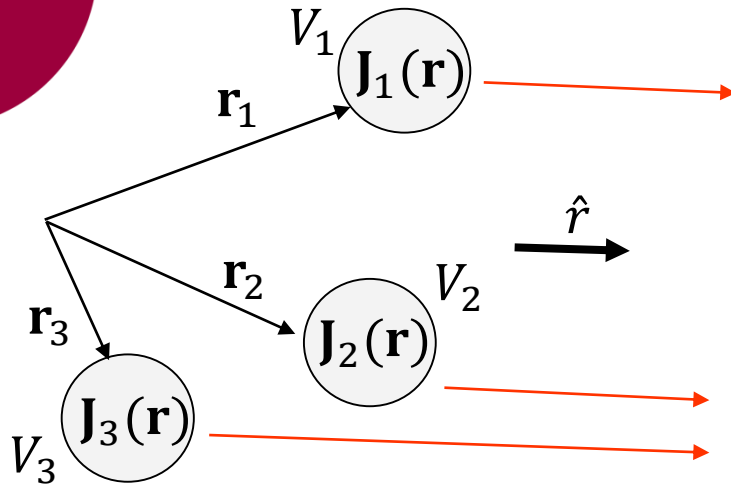


CentraleSupélec



- possible de créer de la directivité à partir de sources simples
- excitation retardée (déphasage): contrôle de la direction du lobe principal

FACTEUR DE RÉSEAU



- En présence de N sources

$$\begin{aligned} \mathbf{F}(\hat{\mathbf{r}}) &= j\omega\mu \hat{\mathbf{r}} \times \hat{\mathbf{r}} \times \int d\mathbf{r}' \mathbf{J}(\mathbf{r}') e^{j\mathbf{k}\mathbf{r}' \cdot \hat{\mathbf{r}}} \\ &= j\omega\mu \hat{\mathbf{r}} \times \hat{\mathbf{r}} \times \sum_{n=1}^N \int_{V_n} d\mathbf{r}' \mathbf{J}_n(\mathbf{r}') e^{j\mathbf{k}\mathbf{r}' \cdot \hat{\mathbf{r}}} \end{aligned}$$

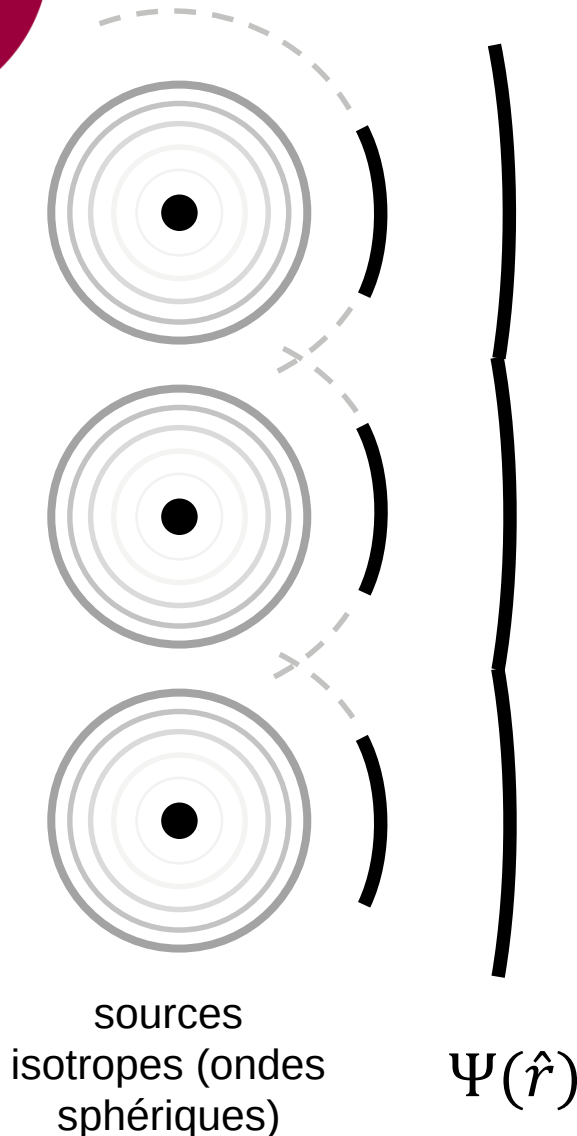
- Hyp: sources identiques: $\mathbf{J}_n(\mathbf{r}) = \mathbf{J}_o(\mathbf{r} - \mathbf{r}_n)$, avec diagramme $\mathbf{F}_o(\hat{\mathbf{r}})$
- passage à un repère local pour chaque intégrale $\mathbf{r}' = \mathbf{r}'' + \mathbf{r}_n$

$$\mathbf{F}(\hat{\mathbf{r}}) = \underbrace{j\omega\mu \hat{\mathbf{r}} \times \hat{\mathbf{r}} \times \int_{V_o} d\mathbf{r}'' \mathbf{J}_o(\mathbf{r}'') e^{j\mathbf{k}\mathbf{r}'' \cdot \hat{\mathbf{r}}}}_{\text{diagramme de rayonnement d'une seule source (dans l'origine)}} \underbrace{\sum_{n=1}^N e^{j\mathbf{k}\mathbf{r}_n \cdot \hat{\mathbf{r}}}}_{\text{facteur de réseau (interférence)}} = \mathbf{F}_o(\hat{\mathbf{r}}) \Psi(\hat{\mathbf{r}})$$

FACTEUR DE RÉSEAU



CentraleSupélec



- le facteur de réseau modélise uniquement les effets d'interférence dus aux différences de marche (retards)
- implicite: à lui seul, le facteur correspond au rayonnement de sources isotropes (sources ponctuelles)
- ces sources n'ont pas de polarisation, elles représentent un champ scalaire
- il faudra le multiplier par diagramme de rayonnement $\mathbf{F}_o(\mathbf{r})$ des sources effectives afin de retrouver le diagramme de rayonnement effectif (incluant la polarisation)

FACTEUR DE RÉSEAU



CentraleSupélec

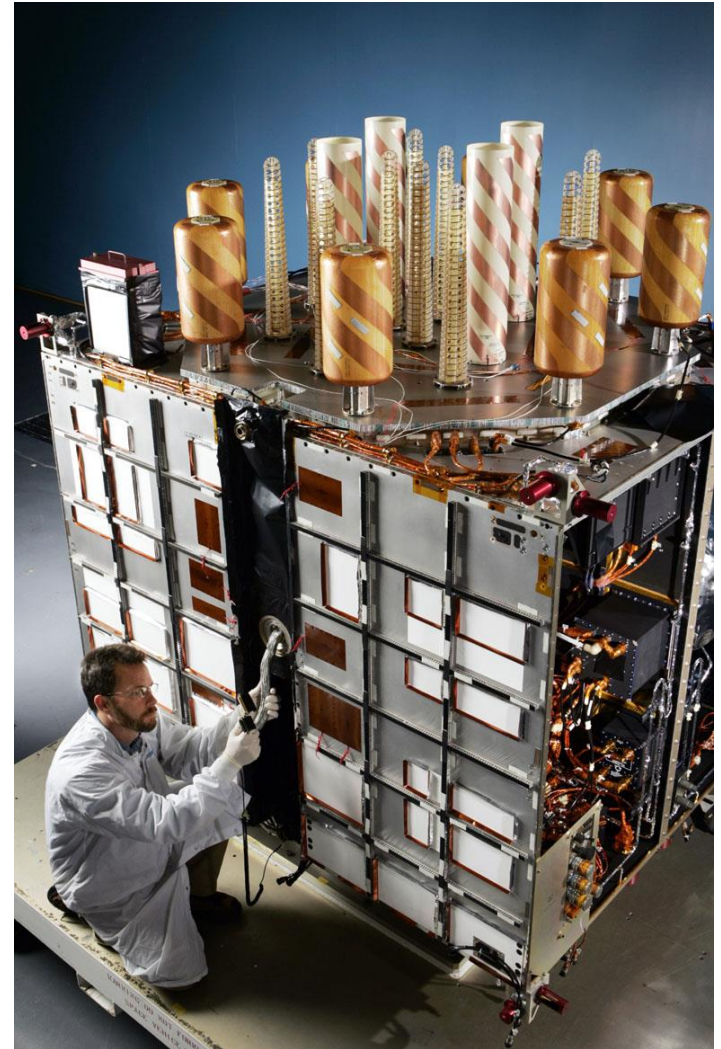
Un forme plus générale de facteur de réseau

$$\Psi(\hat{r}) = \sum_{n=1}^N w_n e^{jk \mathbf{r}_n \cdot \hat{r}}$$

où l'excitation de chaque antenne est pondérée par un coefficient $w_i \in \mathbb{C}$

Il existe un grand nombre de topologies de réseaux. Ils se différencient par

- la disposition des antennes: sur une ligne droite, cercle, etc.
- le nombre de dimensions (linéaire, planaire)
- la distance entre sources (uniforme ou pas)
- la coexistence d'antennes différentes
- l'orientation des axes des antennes (surfaces conformées)



RÉSEAUX LINÉAIRES (UNIFORM LINEAR ARRAYS)

- sources déployées sur l'axe z
- distance d constante, ou

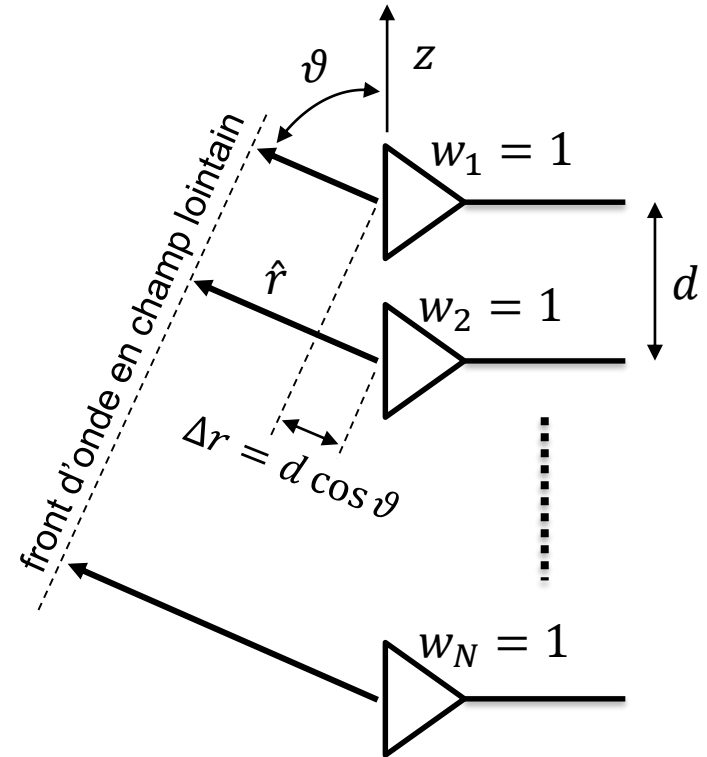
$$\mathbf{r}_n = \hat{z} n d$$

- excitations identiques, $w_i = 1, \forall i$
- il en résulte

$$\Psi(\hat{r}) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jk\mathbf{r}_n \cdot \hat{r}} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jnkd \cos \vartheta}$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} (e^{j\xi})^n = \frac{1 - e^{jN\xi}}{1 - e^{j\xi}}$$

$$|\Psi(\xi)| = \left| \frac{\sin N\xi/2}{\sin \xi/2} \right|$$

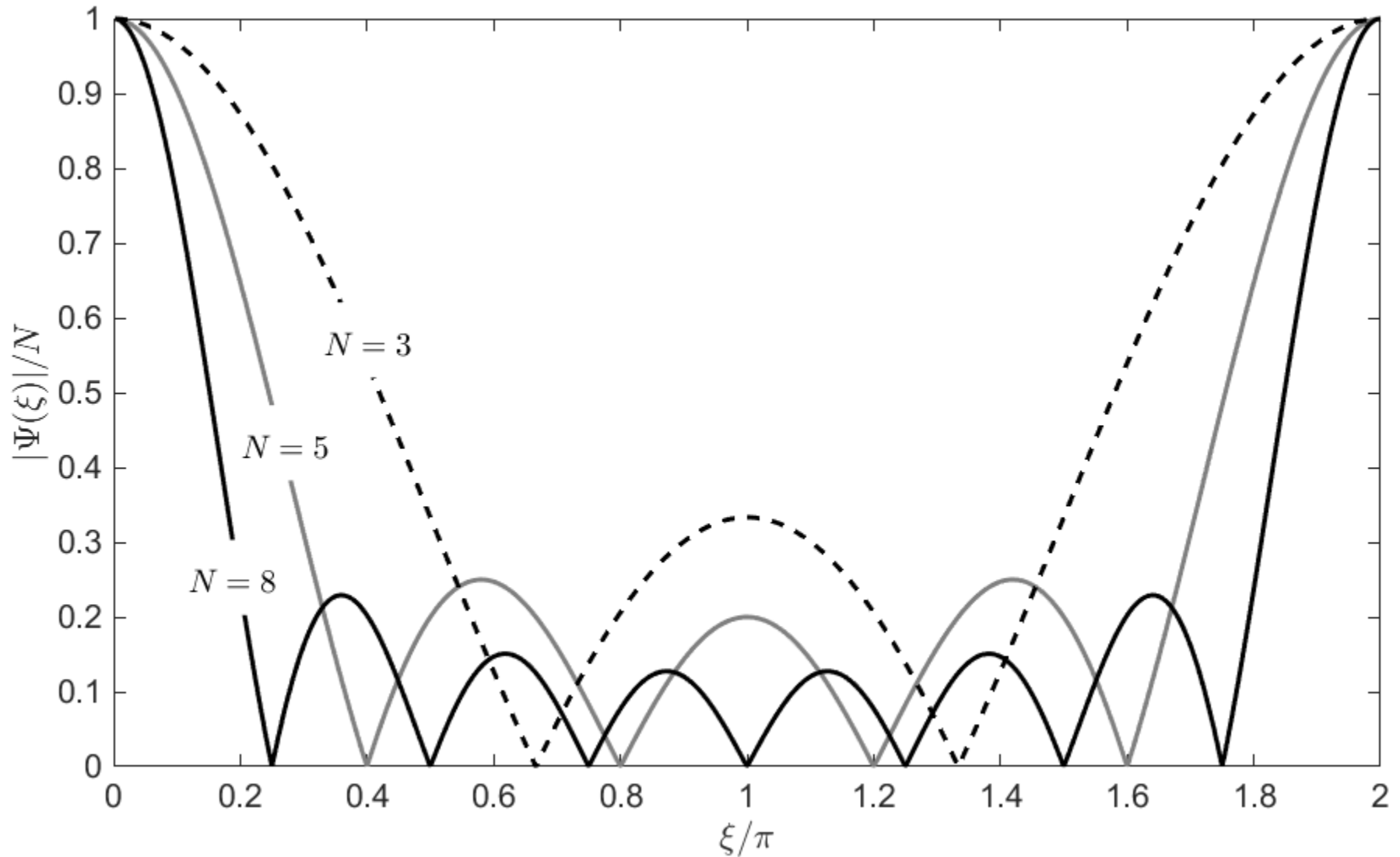


où $\xi = kd \cos \vartheta$ représente la différence de phase, due à la différence de marche, entre les champs rayonnés par deux sources adjacentes.

FACTEUR DE RÉSEAU



CentraleSupélec



RÉSEAUX LINÉAIRES



CentraleSupélec

Réseau d'antennes

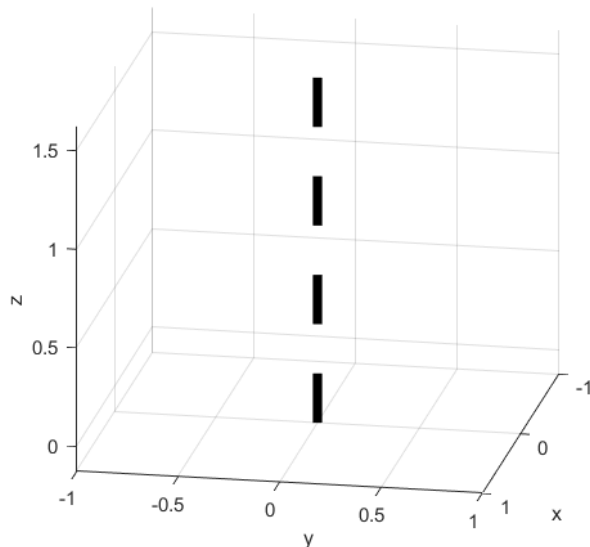
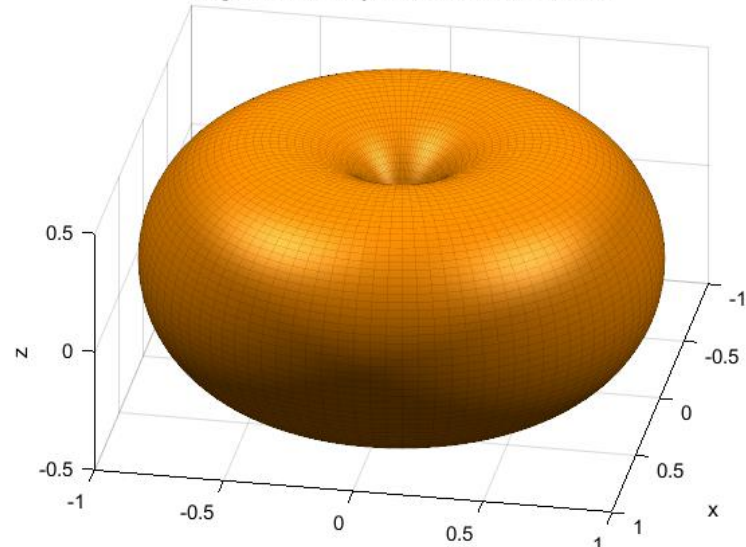


Diagramme de rayonnement d'un élément



Facteur de réseau

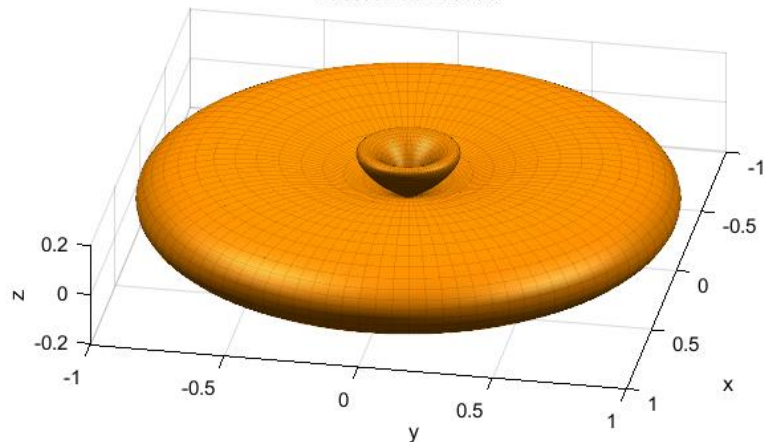
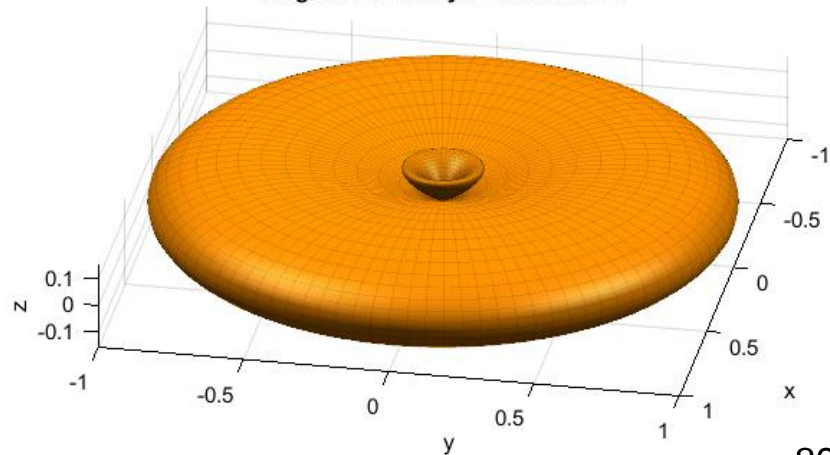


Diagramme de rayonnement final



RÉSEAUX LINÉAIRES



CentraleSupélec

Réseau d'antennes

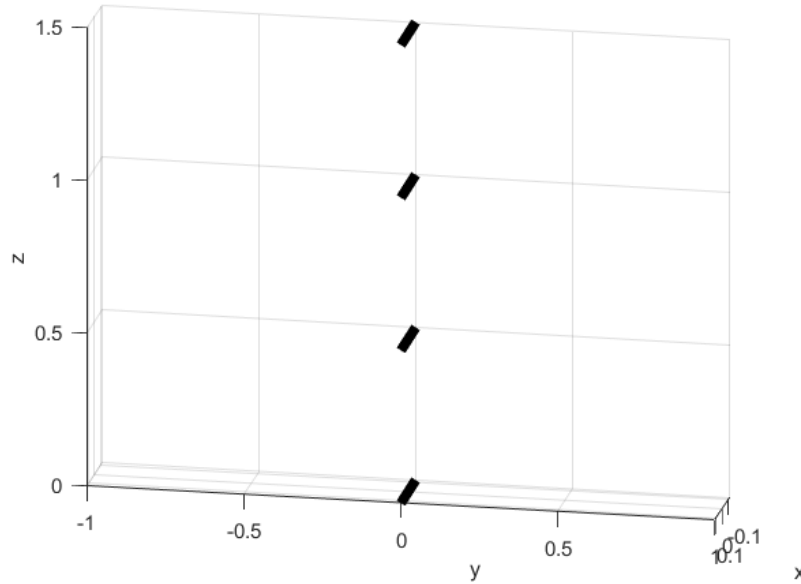
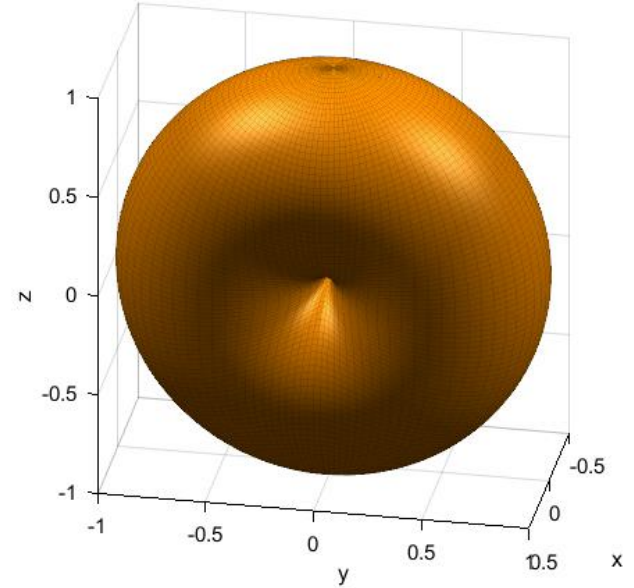


Diagramme de rayonnement d'un élément



Facteur de réseau

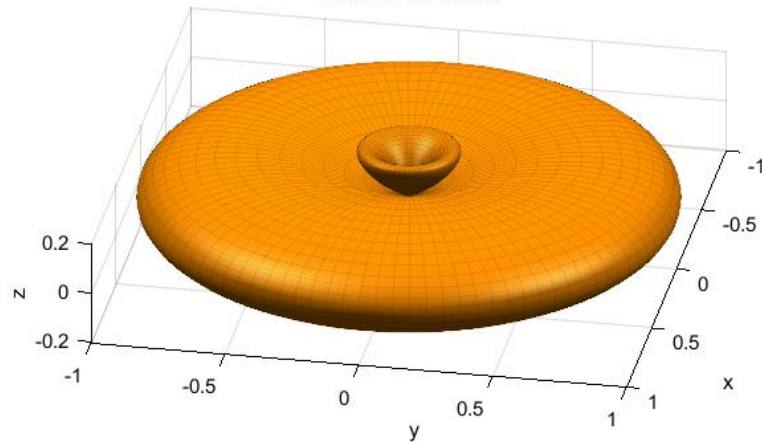
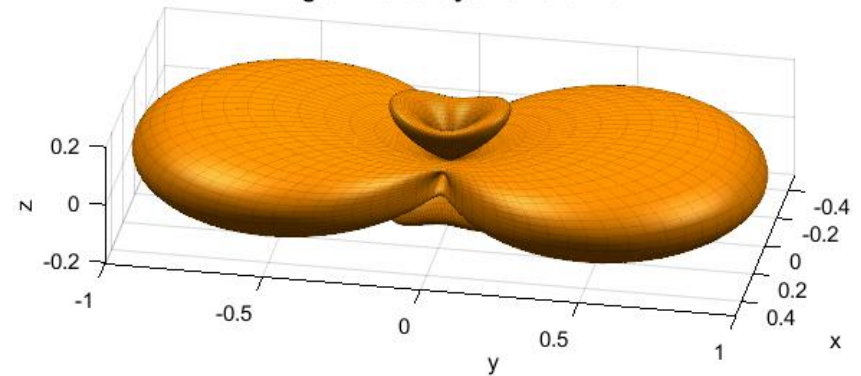


Diagramme de rayonnement final

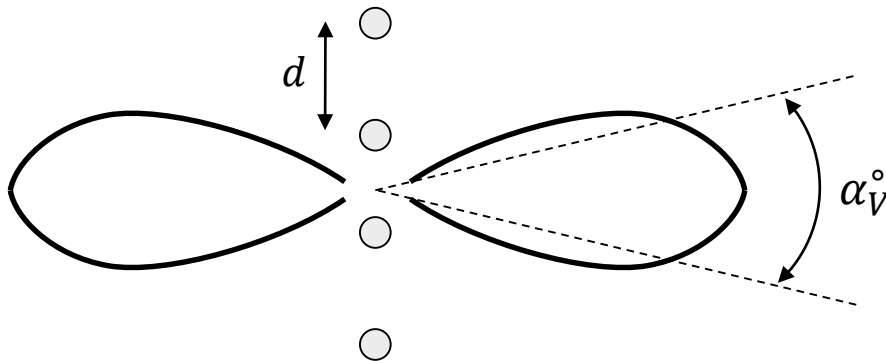


DIMENSIONNEMENT D'UN RÉSEAU BROADSIDE

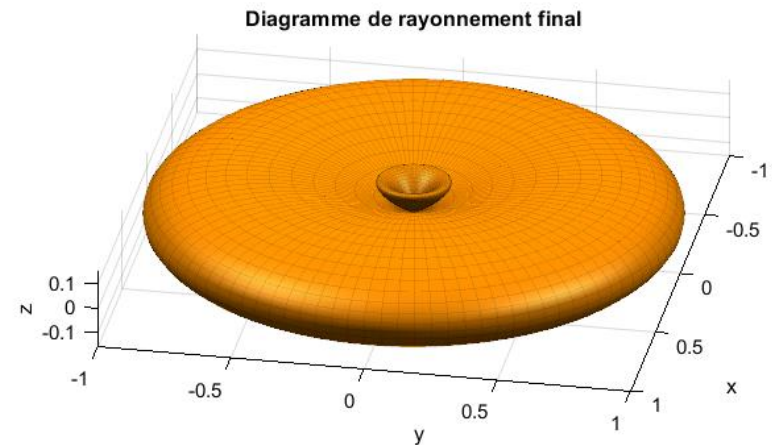


CentraleSupélec

- réseau co-axial de 4 dipôles
- aucun déphasage (rayonnement latéral)
- on souhaite un lobe principal avec un angle à -3 dB $\alpha_V^\circ = 30^\circ$
- dimensionner la distance d entre dipôles



rayonnement latéral
(plan azimuthal)



DIMENSIONNEMENT D'UN RÉSEAU BROADSIDE



CentraleSupélec

1. max. rayonnement pour $\vartheta_o = \frac{\pi}{2}$

2. condition - 3 dB:

$$\left\| \frac{\mathbf{F}(\vartheta_o \pm \alpha_V / 2)}{\mathbf{F}(\vartheta_o)} \right\| = 1/\sqrt{2}$$

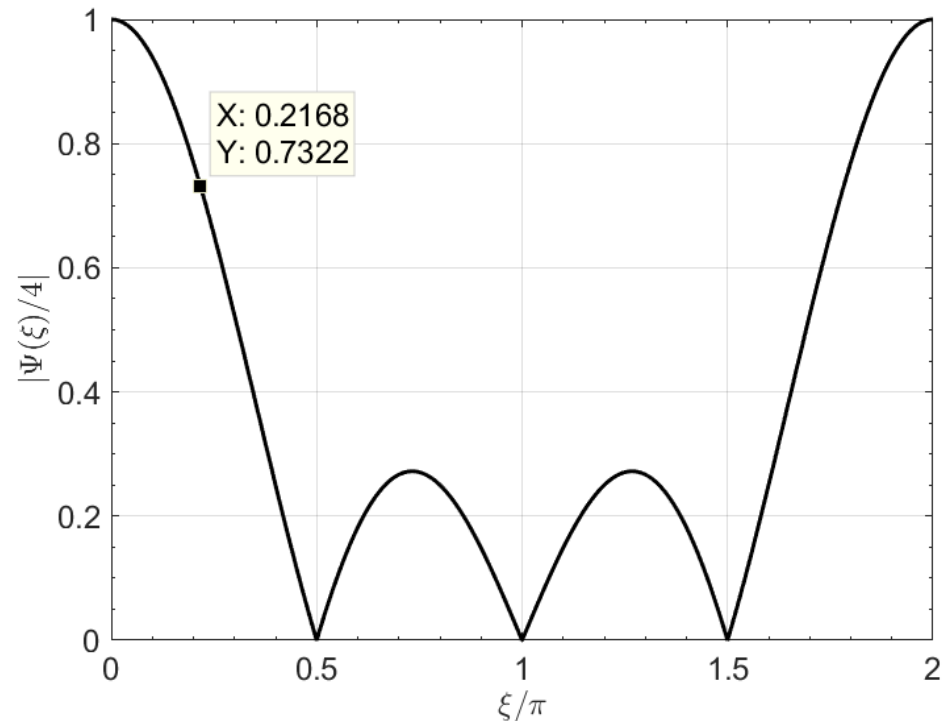
3. factorisation $\mathbf{F}(\vartheta) = \mathbf{F}_o(\vartheta)\Psi(\vartheta)$

$$\begin{aligned} \left\| \frac{\mathbf{F}_o(\vartheta_o \pm \alpha_V / 2)}{\mathbf{F}_o(\vartheta_o)} \right\| \left| \frac{\Psi(\vartheta_o \pm \alpha_V / 2)}{\Psi(\vartheta_o)} \right| &= \\ = \left| \frac{\sin(\pi/2 \pm \alpha_V/2)}{\sin(\pi/2)} \right| \left| \frac{\Psi(\xi(\vartheta_o \pm \alpha_V / 2))}{\Psi(\xi(\vartheta_o))} \right| \end{aligned}$$

$$= \cos(\alpha_V/2) \left| \frac{\Psi(kd \sin \alpha_V / 2)}{\Psi(0)} \right| = \cos(\alpha_V/2) \left| \frac{\Psi(kd \sin \alpha_V / 2)}{4} \right|$$

4. la condition 2. donne alors

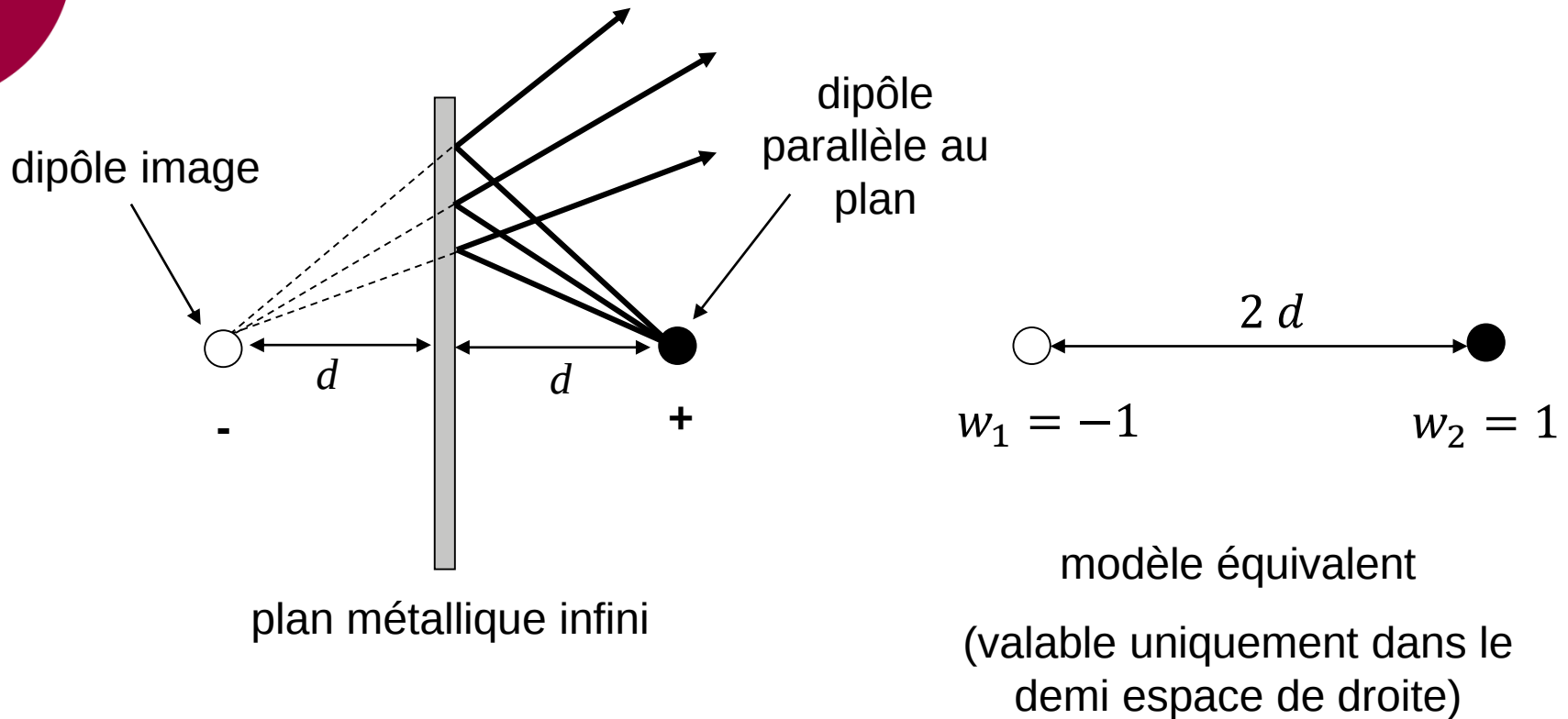
$$\left| \frac{\Psi(kd \sin \alpha_V / 2)}{4} \right| = \frac{1}{\sqrt{2} \cos(\alpha_V/2)} = 0.732 \Rightarrow kd \sin \alpha_V / 2 = 0.2168 \pi \Rightarrow d \simeq 0.42 \lambda$$



DIPÔLE SUR PLAN MÉTALLIQUE



CentraleSupélec



- l'onde réfléchiée par un plan métallique apparaît comme générée par une source image (fictive)
- les conditions aux limites métalliques imposent un changement de signe dans le courant de l'image
- cette configuration est donc équivalente à un réseau de deux dipôles



ANTENNES DE STATION DE BASE



CentraleSupélec



Technique largement utilisée dans les antennes relais des réseaux cellulaires



POINTS IMPORTANTS

- directivité à partir de sources isotropes (interférence)
- facteur de réseau
 - fonction scalaire
 - indépendant du diagramme des antennes



CentraleSupélec

Milieux complexes (urbain / indoor)

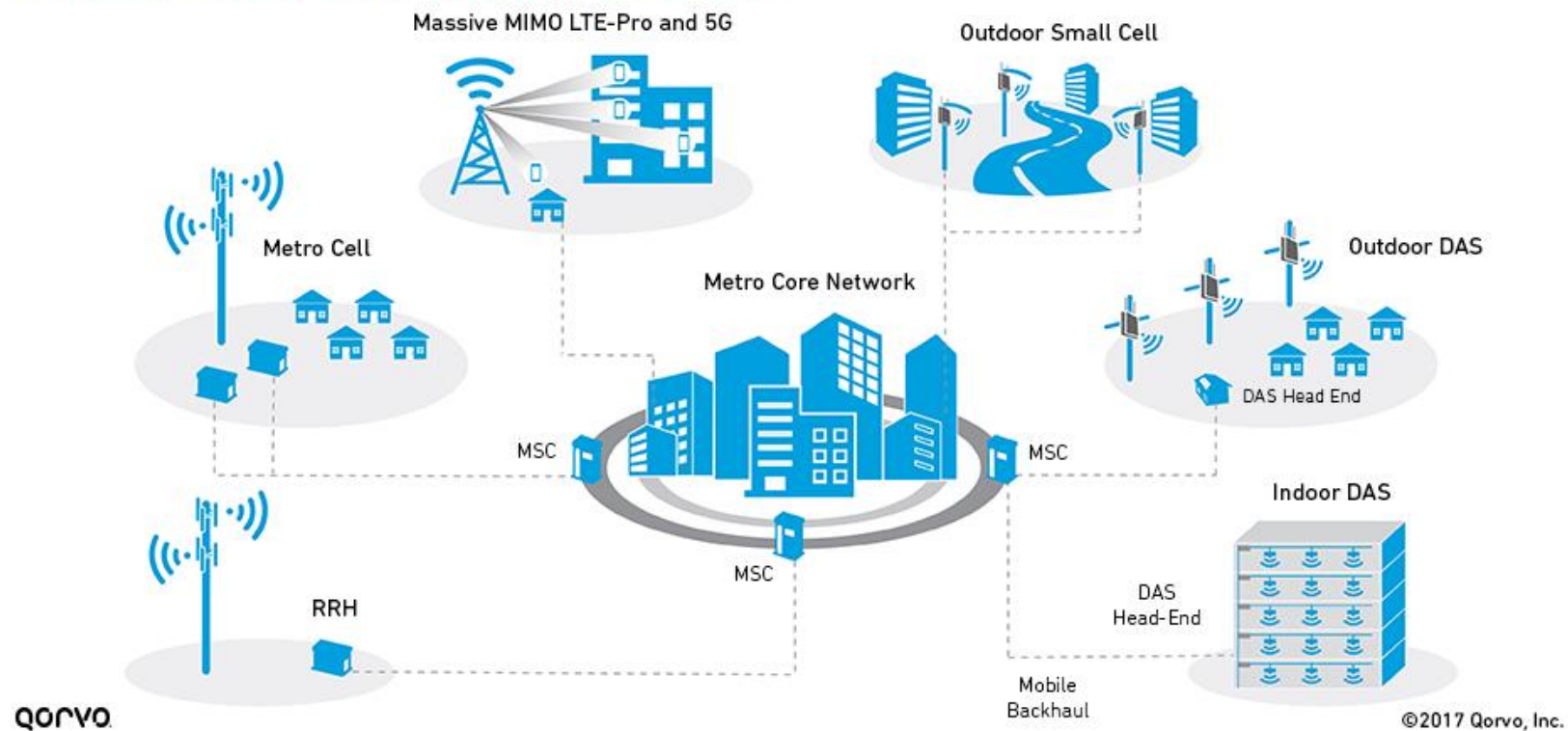
- propagation multi-trajet
- interférence et fading
- diversité d'antenne

DES SCENARIOS TRÈS VARIABLES



CentraleSupélec

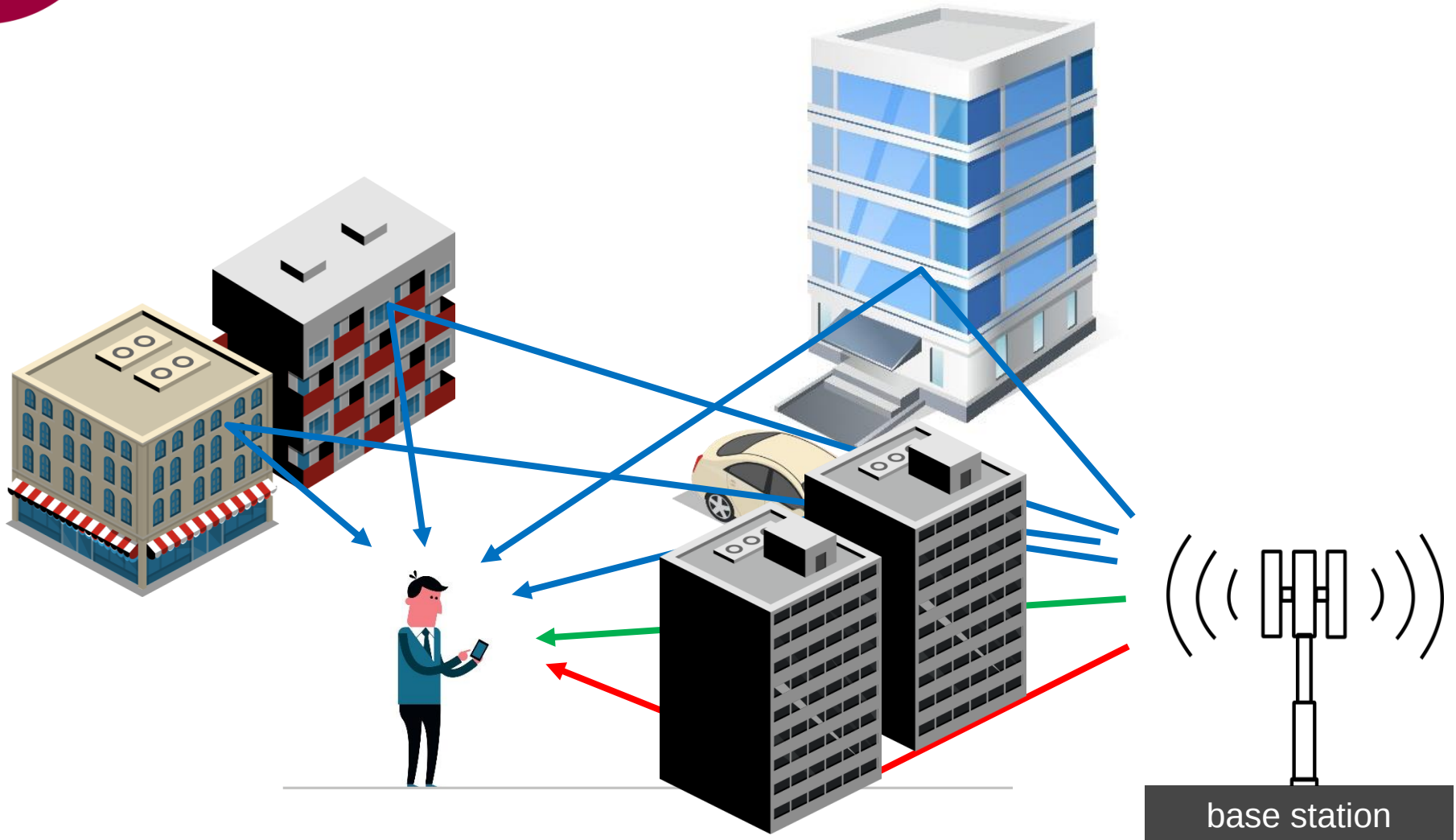
Wireless Infrastructure: A Heterogeneous Network



PROPAGATION DANS UN MILIEU COMPLEXE



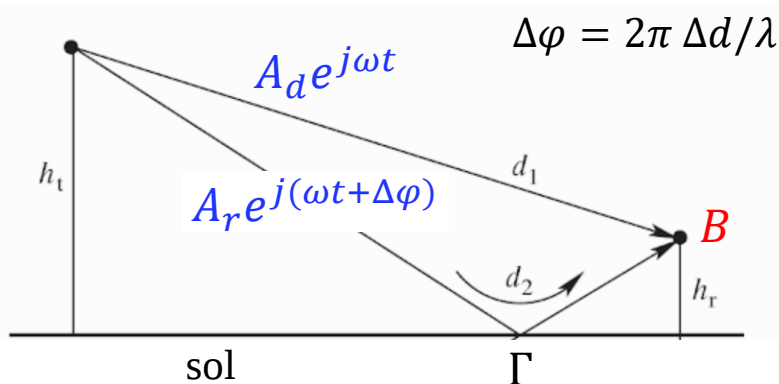
CentraleSupélec



- les règles de dimensionnement vues pour l'espace libre ne sont plus suffisantes
- le but ici n'est pas d'étudier la propagation des ondes afin d'établir des bilans de liaisons
- plutôt, comprendre le rôle joué par les antennes dans le contrôle des effets négatifs liés à la propagation (fading)
- trois cas seront étudiés
 - 1 réflexion sur sol & faisceaux Hertziens: dimensionner la directivité
 - 2 fading par deux ondes et récepteur portable : diversité d'antennes
 - 3 propagation multi-trajet aléatoire : diversité d'antennes

FADING DE RÉFLEXION (*TWO-WAVE FADING*)

1



- réflexion sur sol; coefficient de réflexion Γ
- déphasage $\Delta\phi$ entre les ondes: différence de marche

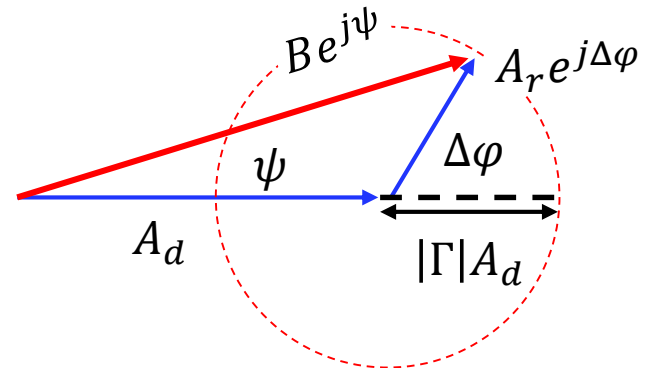
- module B du signal reçu: résultat de l'interférence entre les deux ondes

$$B^2 = A_d^2 + A_r^2 + 2 A_d A_r \cos \Delta\phi$$

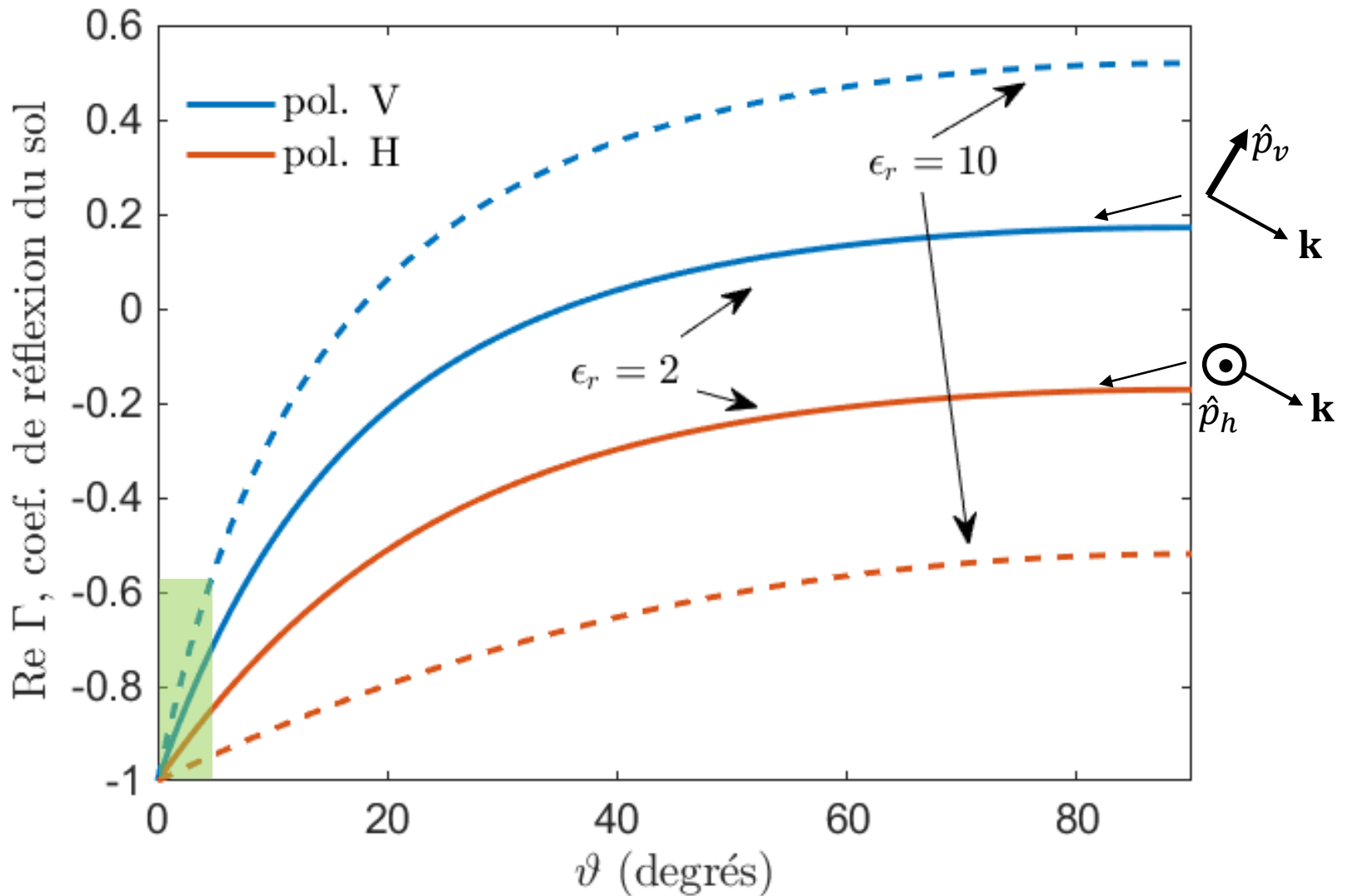
- variation potentiellement importante par rapport au cas espace libre, A_d

$$1 - |\Gamma| \leq \frac{B}{A_d} \leq 1 + |\Gamma|$$

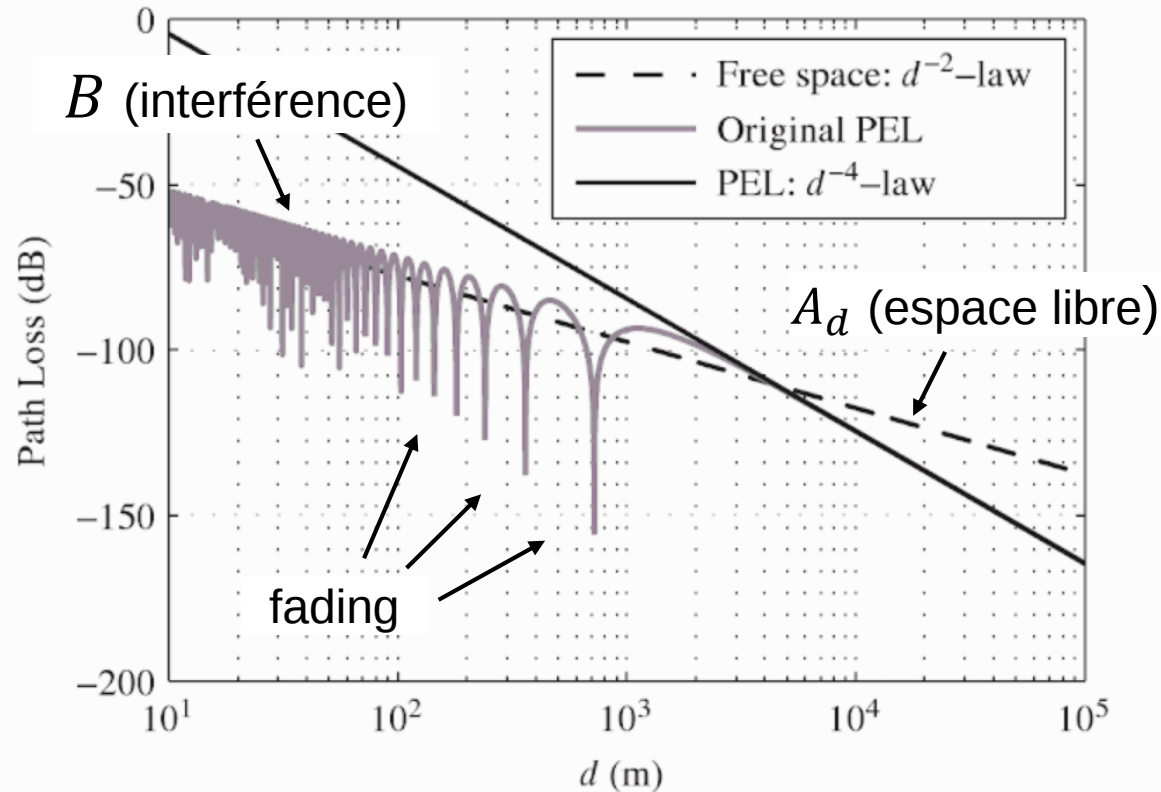
dépendant de la réflectivité du sol



Représentation dans le plan complexe

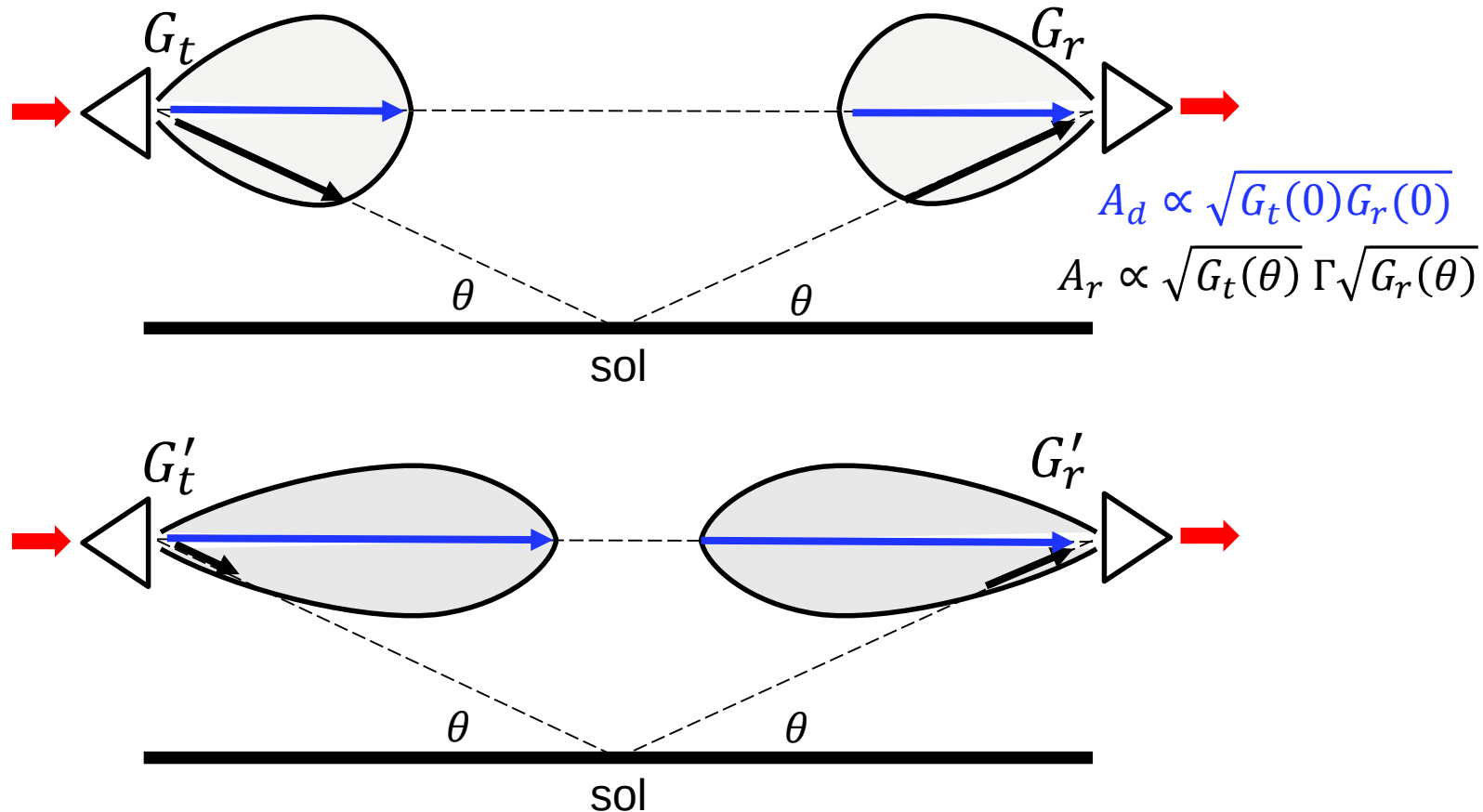


Plane Earth Loss (PEL)



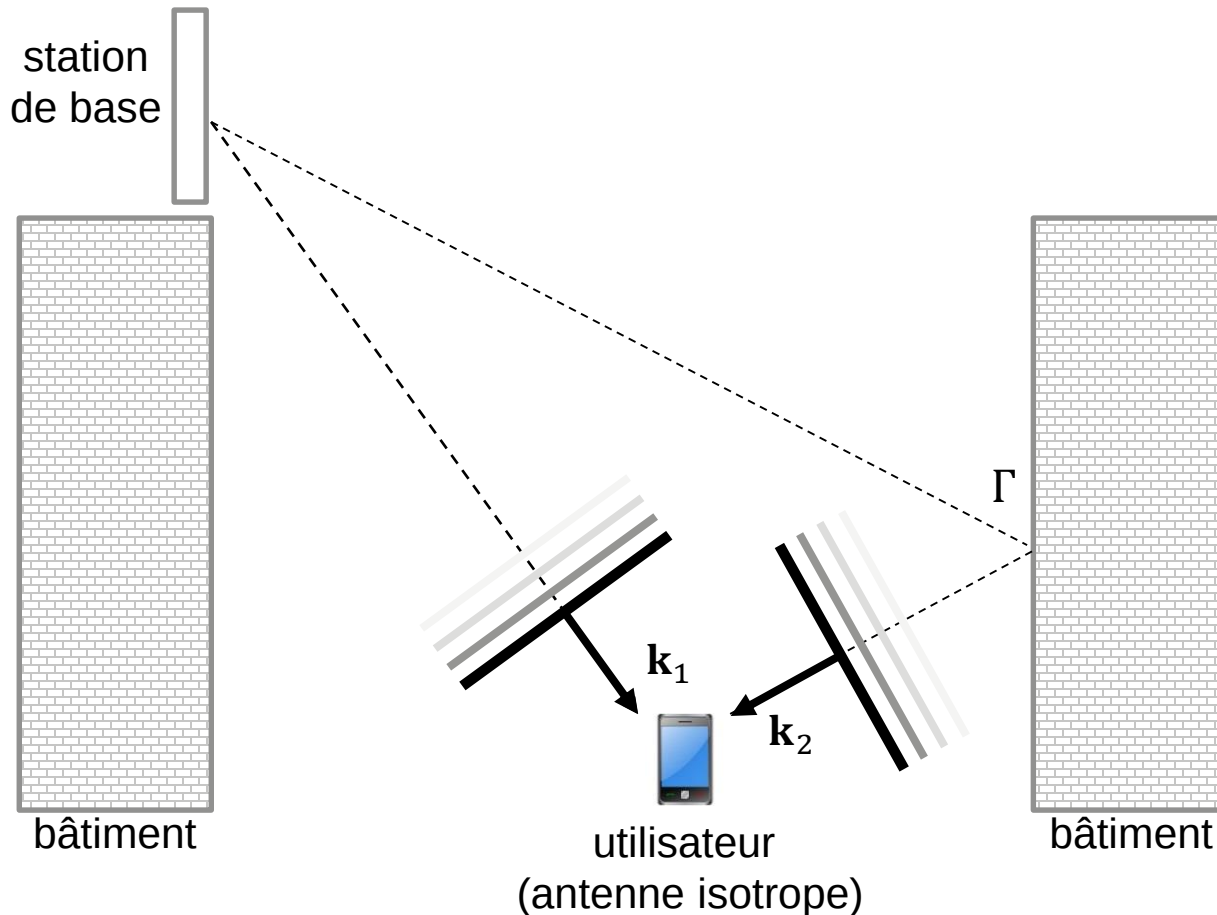
Simulation of plane earth loss for $h_t = 40$ m, $h_r = 1.5$ m, and $f = 1800$ MHz.

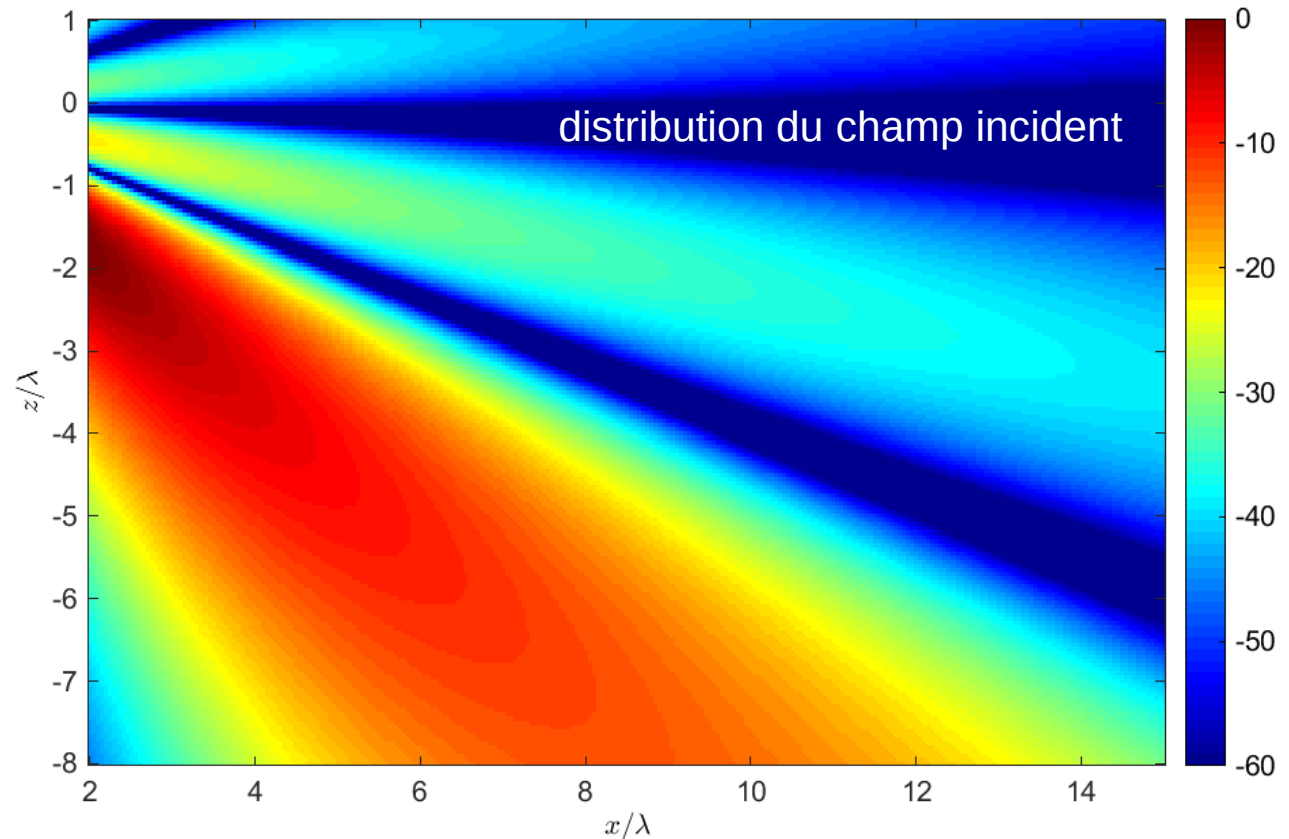
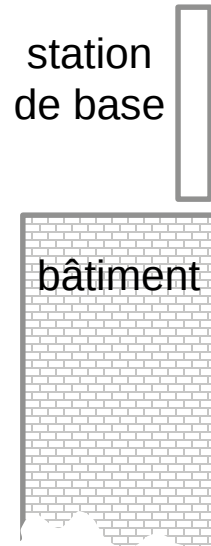
- incidence rasante
- sol réfléchissant $\Gamma \simeq -1$ indépendamment de la polarisation
- atténuation en d^{-4} à grande distance



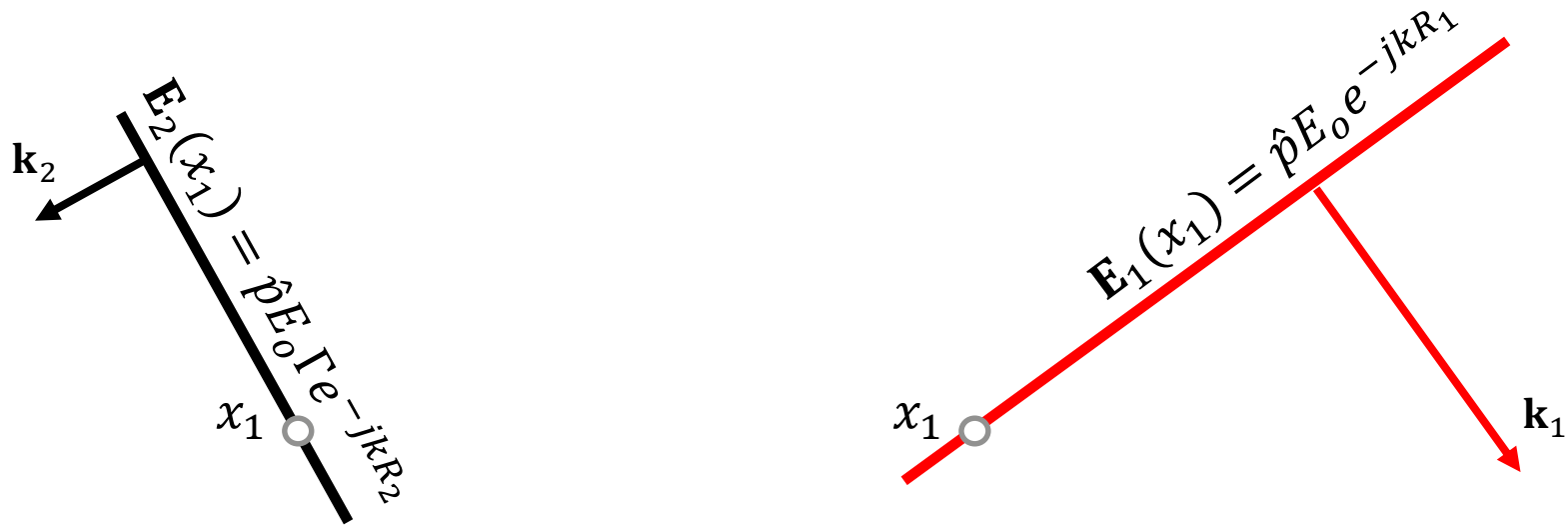
- une antenne plus directive réduit la puissance réfléchiée par le sol, avec $A'_r / A'_d < A_r / A_d$
- le gain doit être dimensionné afin d'assurer une puissance reçue suffisante, pour le pire cas d'interférence destructive

- récepteur portable $\equiv$ isotropie
- impossible d'exploiter la directivité afin de réduire le fading
- les contribution de deux ondes peuvent s'annuler





- scène illuminée par le lobe principale $\Rightarrow$ ondes d'intensité similaire
- polarisation horizontale: indép. de la direction $\Rightarrow$ problème scalaire
- réflexion sur l'immeuble, $\Gamma \simeq -1$



- récepteur à la position x_1
- rappel équation onde plane: $\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_0e^{-j\mathbf{k}_{\text{inc}}\cdot\mathbf{r}}$
- signal reçu: $|V_o(x_1)| = |\mathbf{h}_e \cdot \hat{p}(E_1(x_1) + E_2(x_1))|$
 $\propto |E_1(x_1) + E_2(x_1)| = E_o |1 + \Gamma e^{-j\phi}|$

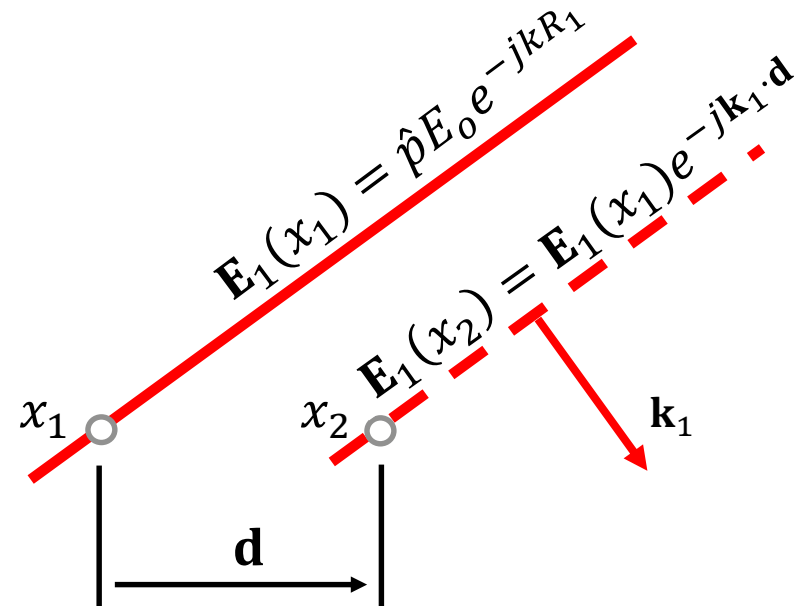
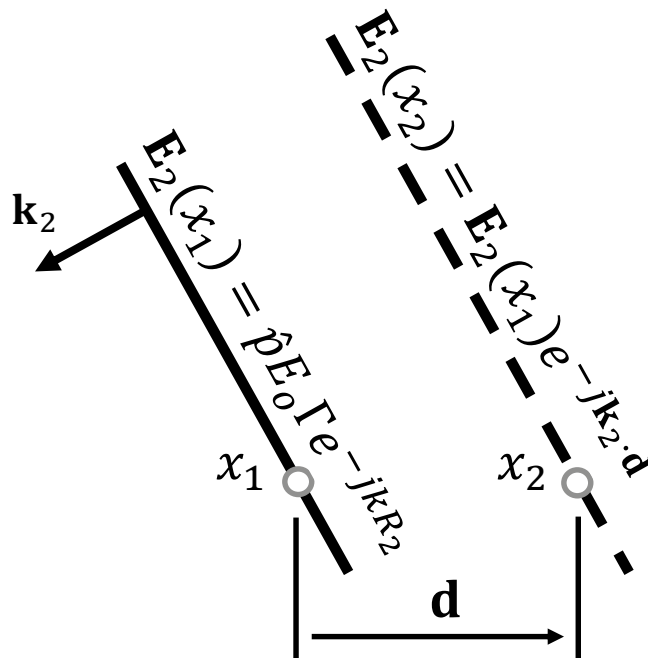
où $\phi = k(R_2 - R_1)$ est la différence de phase due à la diff. de marche



- $|E_2/E_1|$ potentiellement $\simeq 1$, possibilité d'un fading important, sans aucun mécanisme pour le réduire

LE CAS D'UN RÉCEPTEUR PORTABLE

2



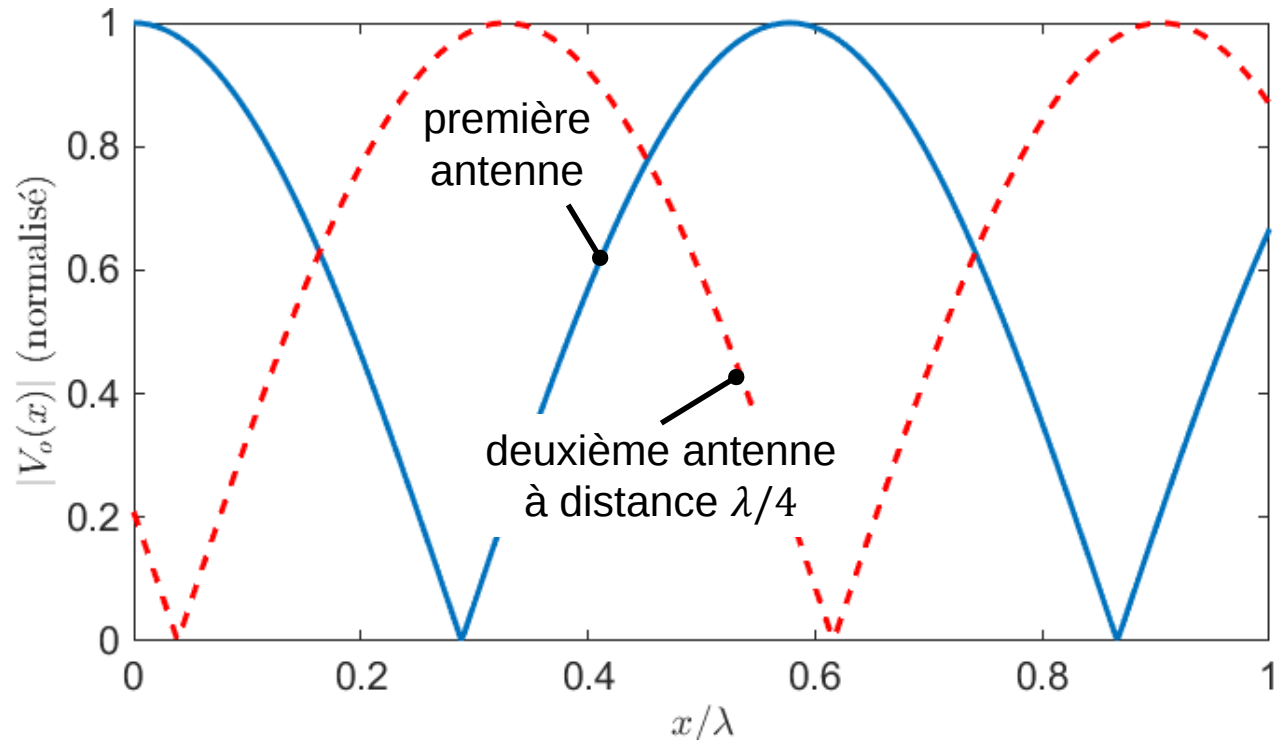
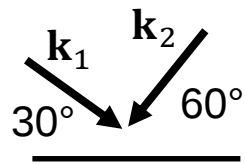
- changement de position : récepteur en x_2
- signal reçu

$$|V_o(x_2)| \propto |E_1(x_2) + E_2(x_2)| = E_o |1 + \Gamma e^{-j\phi} e^{-j(\mathbf{k}_2 - \mathbf{k}_1) \cdot \mathbf{d}}|$$

où $\mathbf{d} = d\hat{x}$ est le vecteur déplacement entre les deux positions

- si une antenne en x_1 subit un fading fort ($\phi \simeq 0$), la situation pourrait s'améliorer en x_2 (déphasage différent)





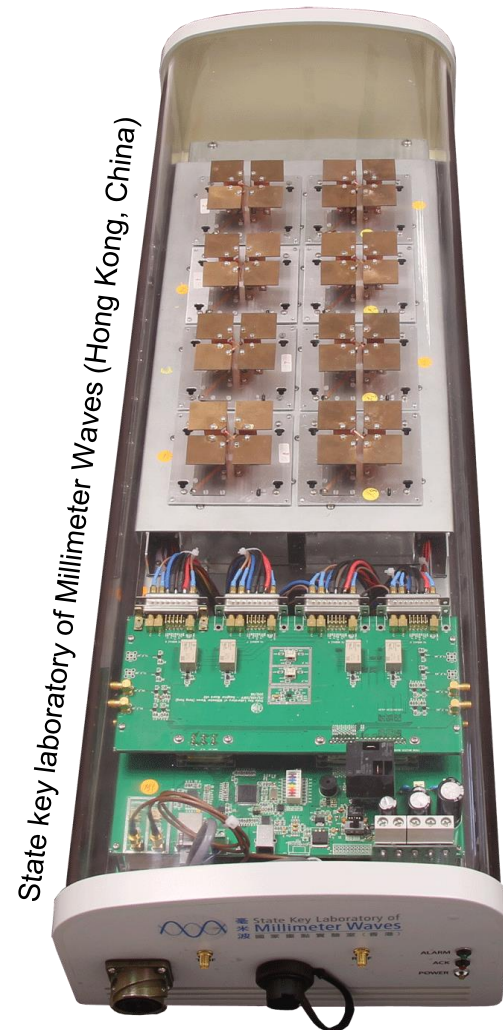
- diversité de position: récepteur doté d'au moins deux antennes
- à chaque position, il est probable qu'au moins un parmi les signaux reçus soit suffisamment fort pour assurer une bonne transmission
- la notion de diversité peut être implémentée selon différents mécanismes: position, polarisation, fréquence, direction.



Router avec diversité de position
(deux bandes wifi)



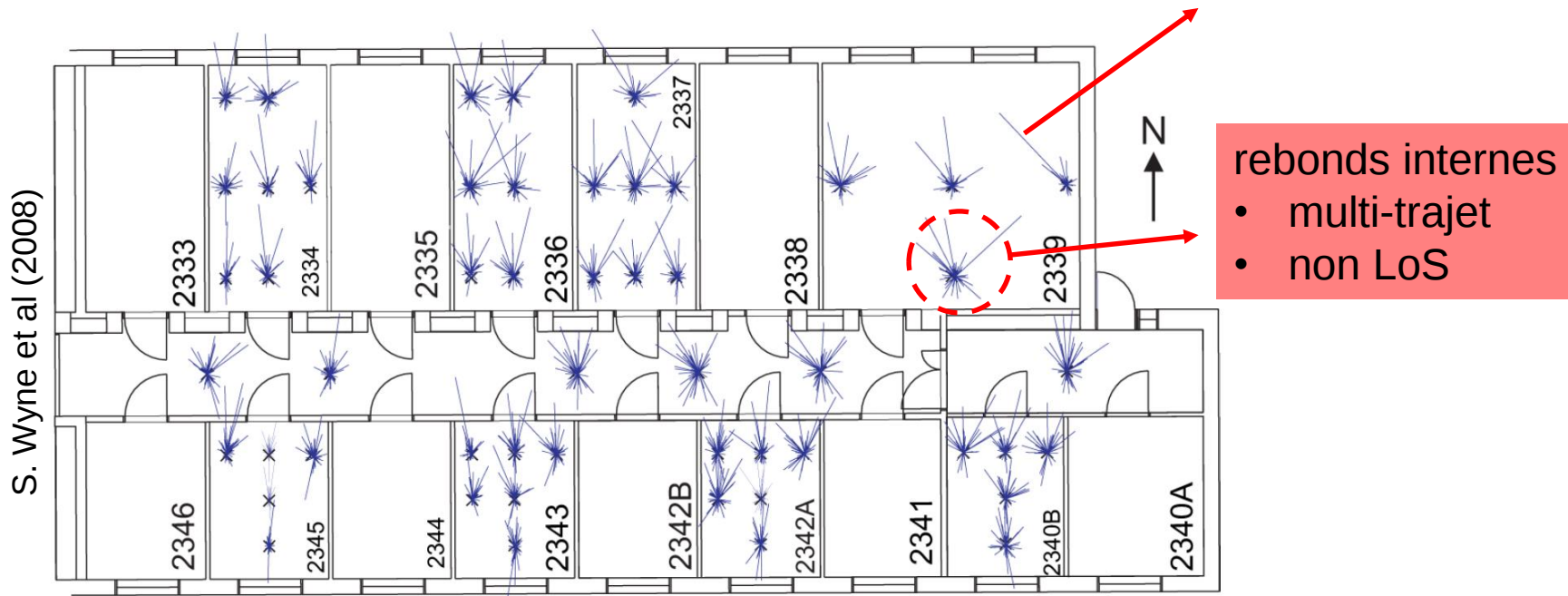
Antennes log-periodiques avec
polarisations orthogonales



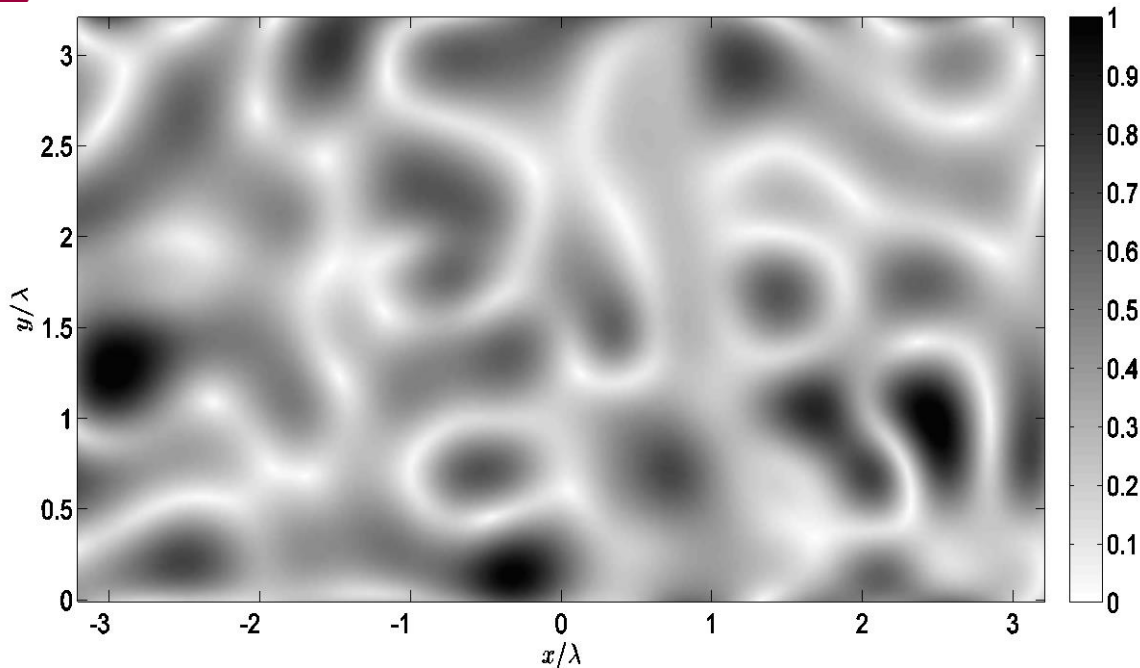
Station de base utilisant des
dipôles à double polarisation
(B.Q. Wu et al. 2009)



- propagation directe type “espace libre”
- line of sight (LoS)



Distribution des directions d'arrivée à l'intérieur d'un bâtiment (*indoor*), pour un émetteur externe (face nord)



- N ondes planes incident sur le récepteur

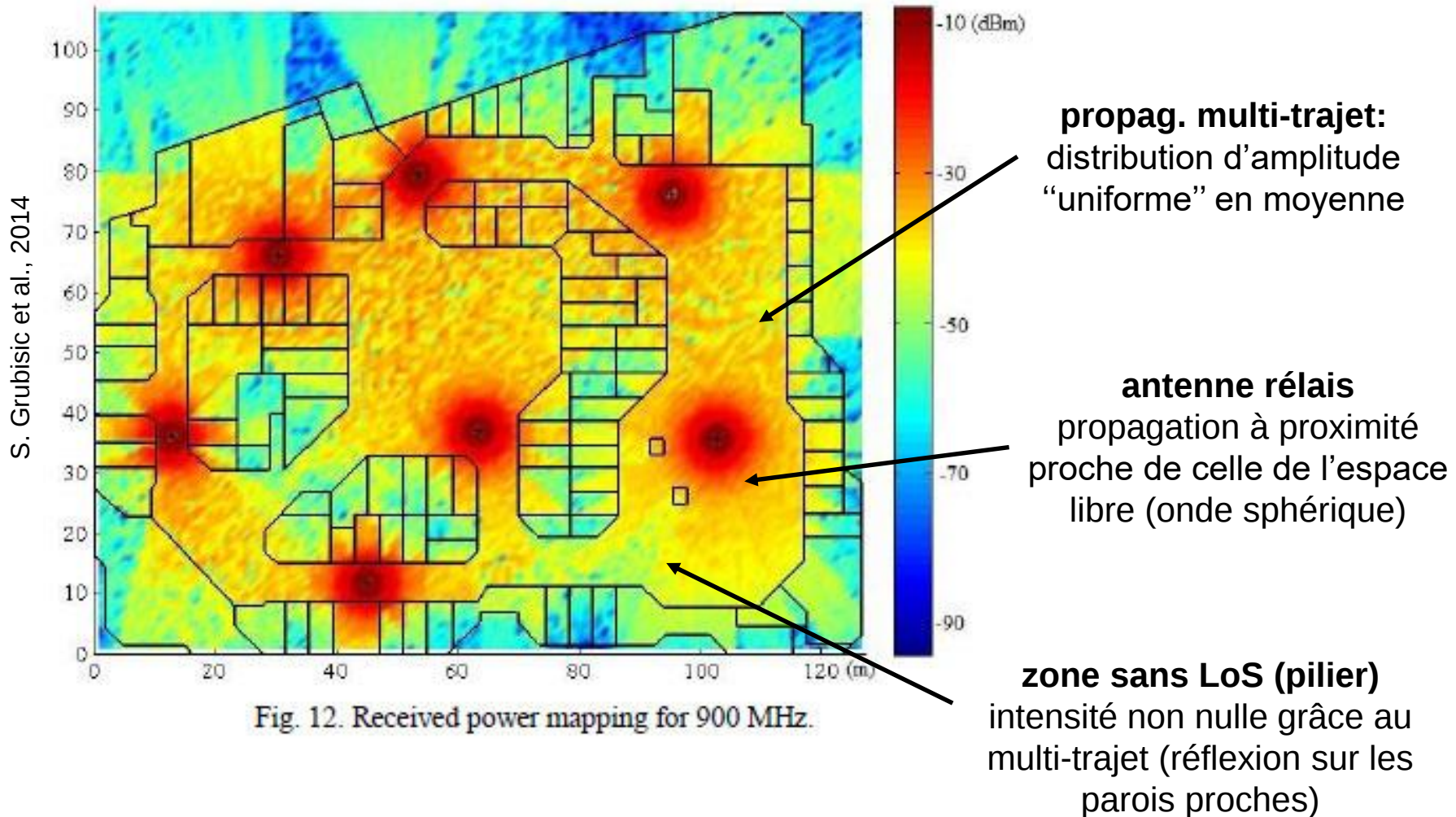
$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \sum_{n=1}^N A_n e^{-j\mathbf{k}_n \cdot \mathbf{r}}$$

- directions et amplitudes “aléatoires”

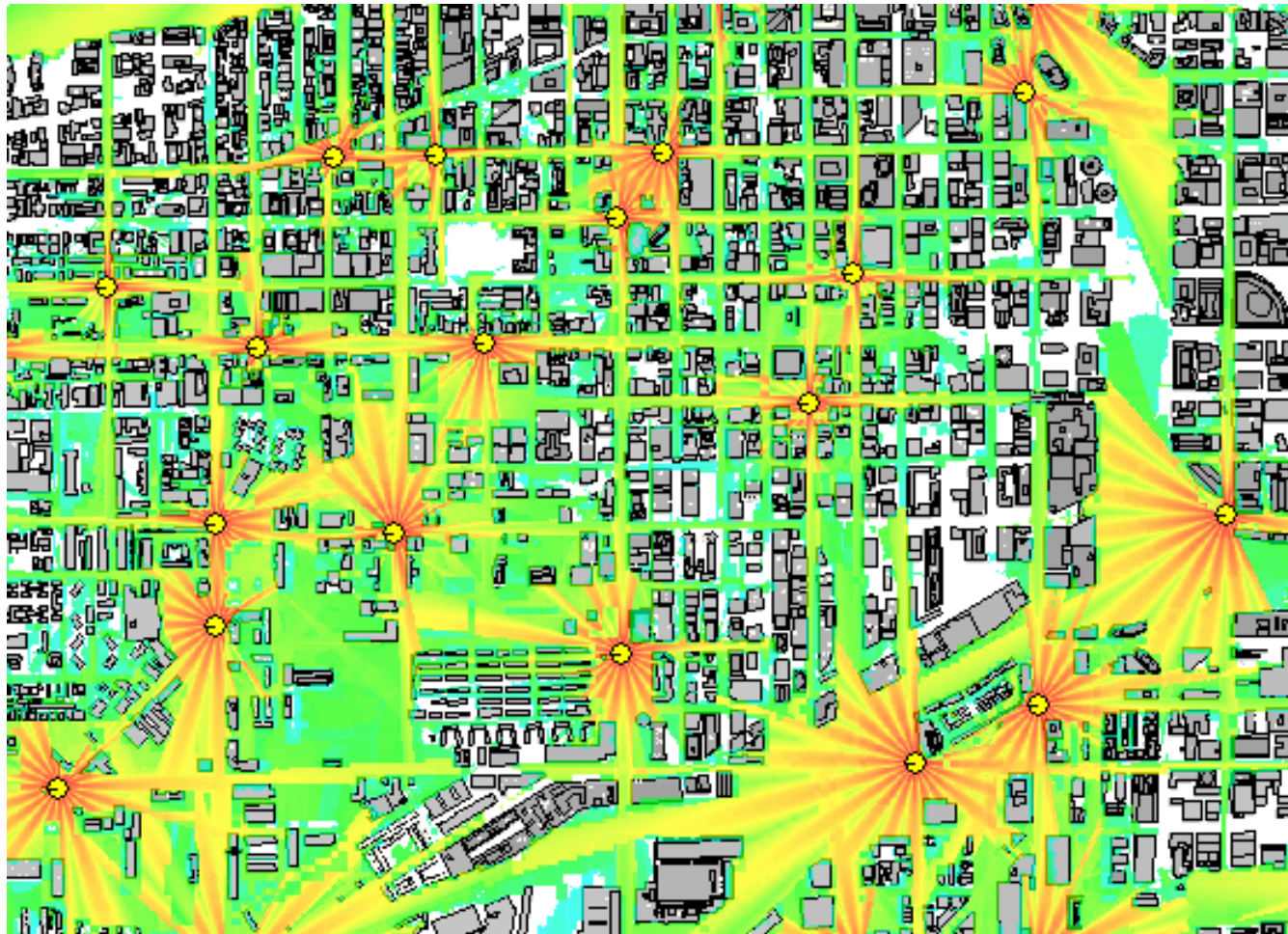
On remarque:

- une intensité fortement variable, assimilable à une variable aléatoire
- avec une moyenne et écart type constants : uniformité même sans vue directe de l'émetteur
- des structures type lobes de largeur $\sim \lambda/2$: cellules de cohérence
- des zéros ou “nœuds”, où l'intensité est très faibles : fading

Scénario indoor



Scénario urbain



Atoll

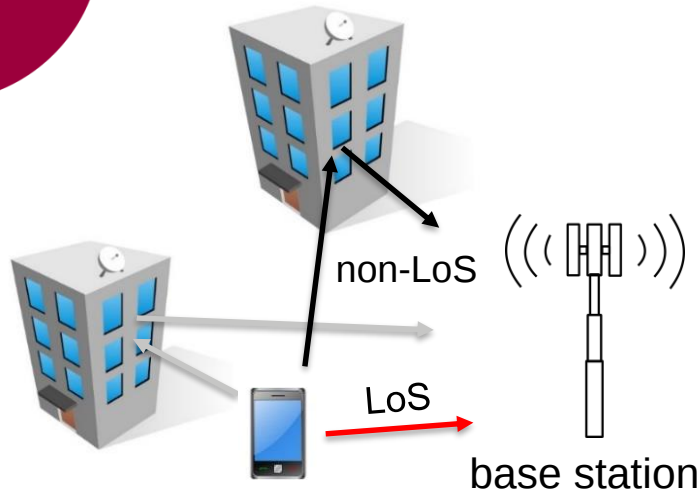
AUTRES MILIEUX COMPLEXES

3



CentraleSupélec





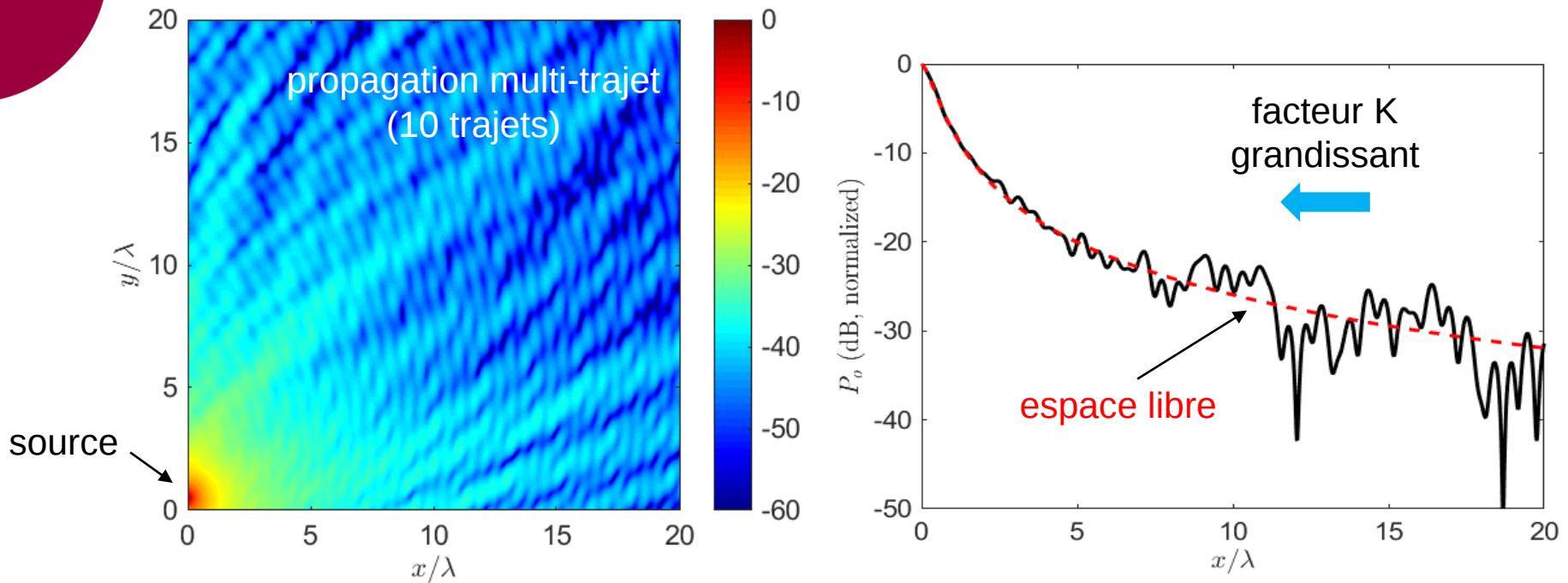
Dans un milieu multi-trajet, tout signal reçu peut être séparé en deux contributions:

- une contribution directe, correspondant au cas de l'espace libre (*line of sight, LoS*)
- plusieurs contributions indirectes, dues aux réflexions sur les obstacles, e.g., bâtiments (*non-LoS*)

- La complexité d'un milieu est indiquée par la contribution relative des trajets indirects, et elle est mesurée par la facteur K

$$K = \frac{\text{puissance LoS reçue}}{\text{puissance moyenne non - LoS reçue}} = \frac{P_{LoS}}{\langle P_{NLoS} \rangle}$$

- la contribution LoS, ou espace libre, est déterministe et donc prévisible
- celle non-LoS est essentiellement aléatoire, à cause de sa sensibilité aux conditions de propagation (géométrie, positions des antennes, surfaces, etc.)



Un même milieu peut présenter un facteur K variable

- à proximité d'une source, conditions proches de l'espace libre ($K \gg 1$)
- loin de la source, contributions indirectes significatives ($K \sim 1$)
- risque de fading plus important pour $K \sim 1$



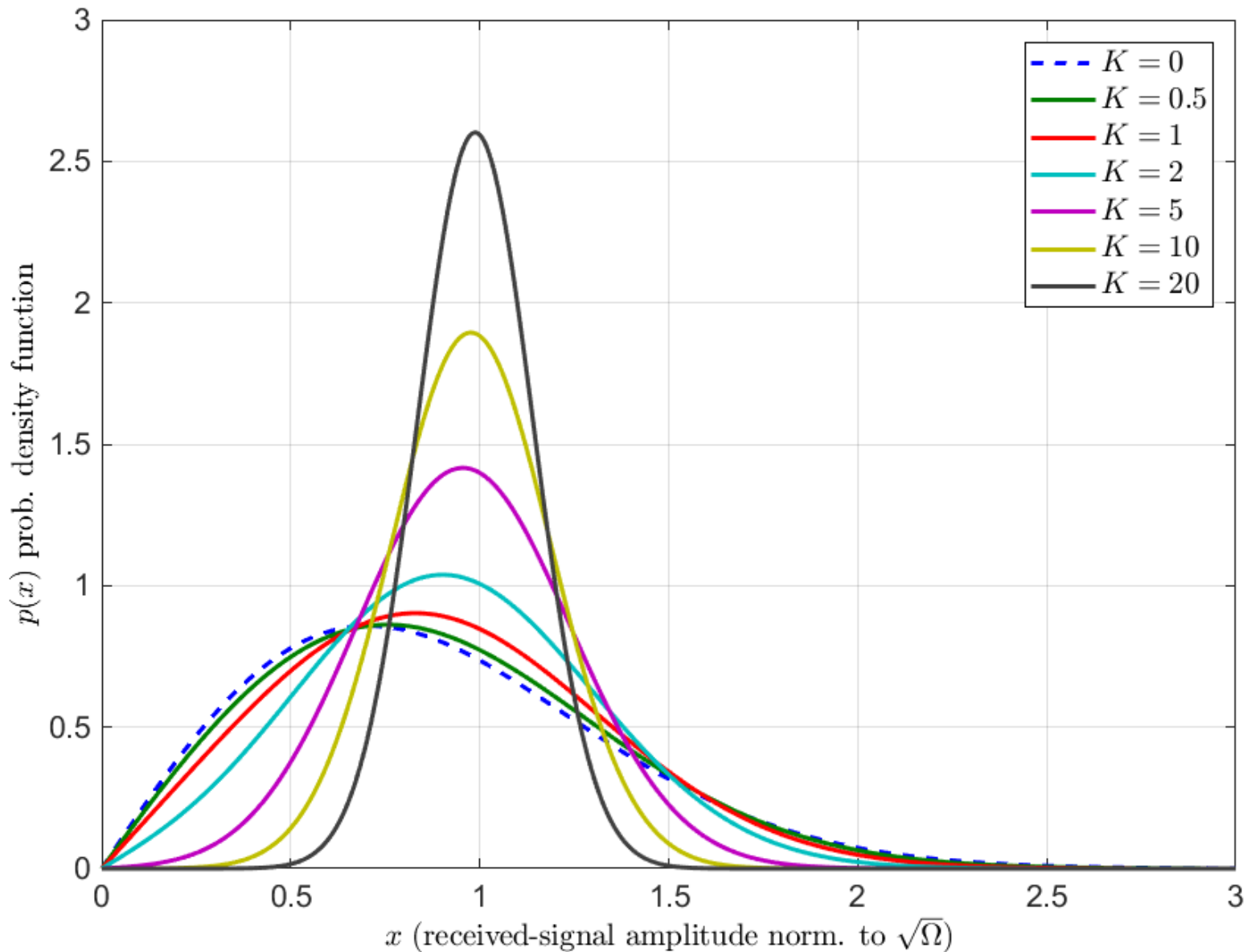
- signal reçu $Y(\omega) = Y_{LoS}(\omega) + Y_{NLoS}(\omega)$
- Y_{LoS} contribution directe (espace libre): déterministe, calculable
- Y_{NLoS} contributions indirectes (réflexions): aléatoire, à distribution Gaussienne (grand nombre de trajets)
- la puissance moyenne reçue est $\Omega = P_{LoS} + \langle P_{NLoS} \rangle \propto |Y_{LoS}|^2 + \sigma_{Y_{NLoS}}^2$
- en pratique: on souhaite estimer l'écart entre la puissance effectivement reçue ($\propto |Y|^2$) et celle moyenne Ω
- la distrib. de probabilité de $X = |Y|/\sqrt{\Omega}$ correspond à une loi de Rice

$$p_X(x) = 2(K + 1)x e^{(-K - (K+1)x^2)} I_0 \left(2x\sqrt{K(K + 1)} \right)$$

où $K = \frac{P_{LoS}}{\langle P_{NLoS} \rangle} = \frac{|Y_{LoS}|^2}{\sigma_{Y_{NLoS}}^2}$. Si $K = 0$ on parle plutôt de loi de Rayleigh

MODÈLES PROBABILISTES (RICE/RAYLEIGH)

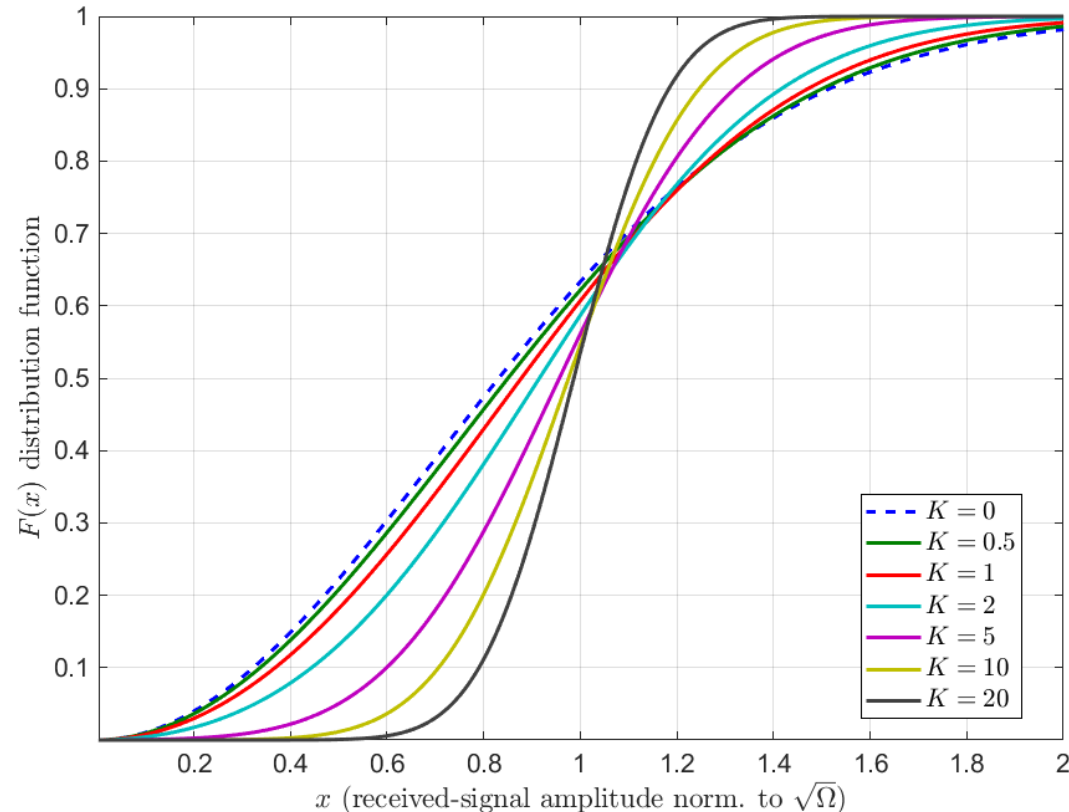
3



En pratique:

- on cherche la probab. que X soit inférieur à un seuil minimal x
- cela correspond à la fonction de répartition

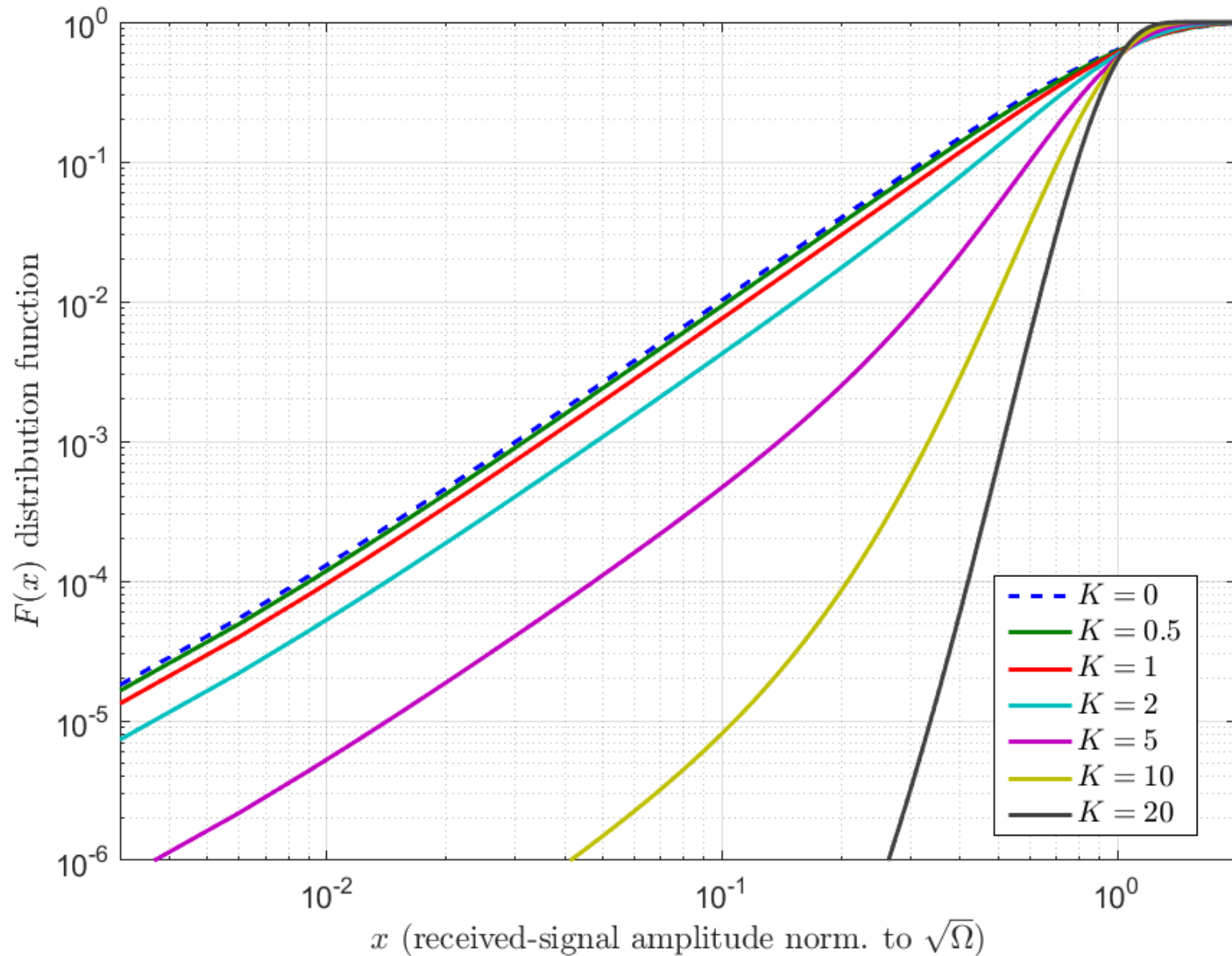
$$F_X(x) = P(X < x)$$



- L'écart entre la puissance reçue et celle attendue en espace libre est obtenu en remarquant que

$$\frac{P_{LoS}}{\Omega} = \frac{K}{K+1}$$

et donc $X = \frac{|Y|}{\sqrt{\Omega}} = \frac{|Y|}{\sqrt{P_{LoS}}} \sqrt{K/(K+1)}$



POINTS IMPORTANTS



CentraleSupélec

- différences par rapport à l'espace libre
 - propagation multi-trajet
 - fading (interférence destructive)
 - modèles déterministes & probabilistes
- dimensionnement d'antenne pour minimiser le fading
 - faisceaux Hertziens sur sol
 - récepteur isotrope & diversité d'antenne