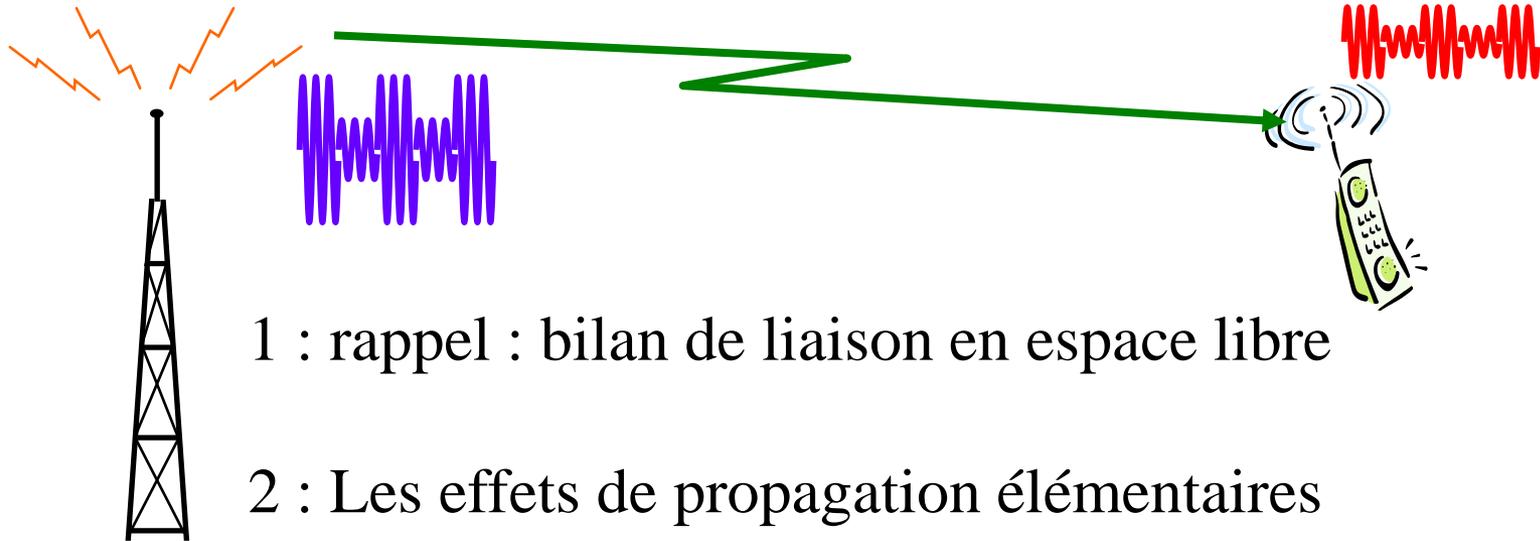


Wireless Communications (WCO)

Jean-Marie Gorce
Dept Télécommunications,
Services & Usages

Chap.4 – Propagation en env. réel



- 1 : rappel : bilan de liaison en espace libre
- 2 : Les effets de propagation élémentaires
- 3 : Effets de sol en espace ouvert
- 4 : Modélisation de l'effet de masque
- 5 : Synthèse

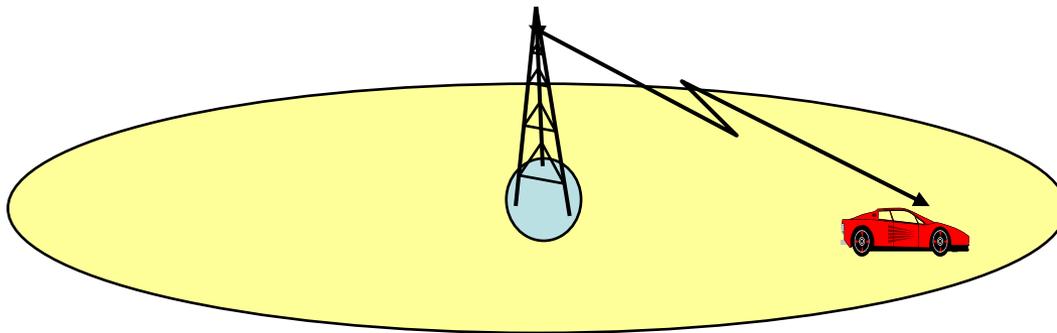
- Propagation, modèles

- Bilan de liaison

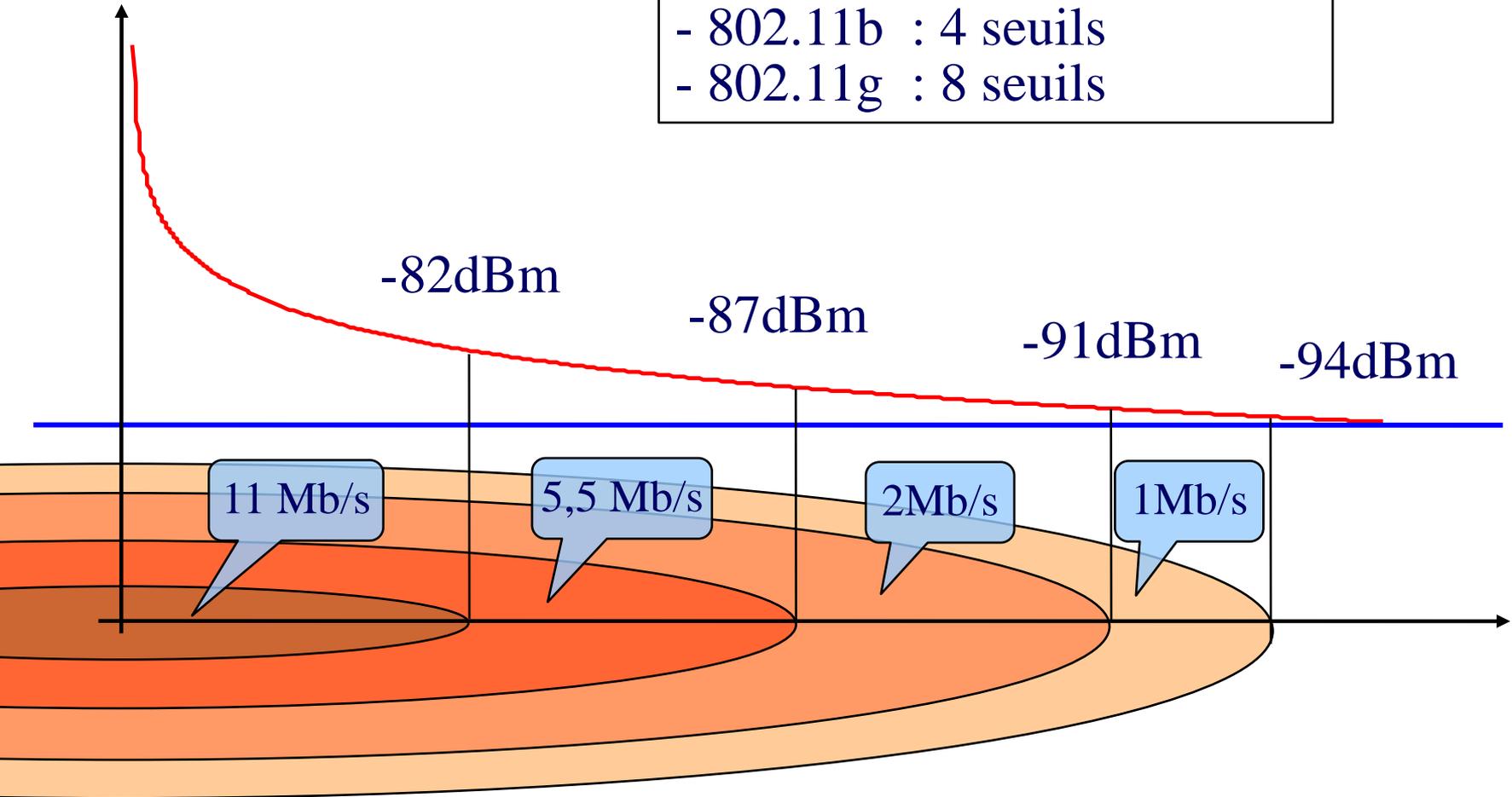
$$P_U = P_T + G_T + G_R - PL(f, \dots)$$

- Affaiblissement en espace libre

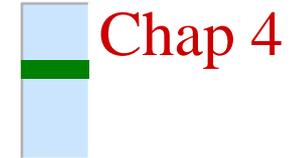
$$PL(d, f) = 22 + 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{\lambda} \right)$$



WiFi :
- 802.11b : 4 seuils
- 802.11g : 8 seuils

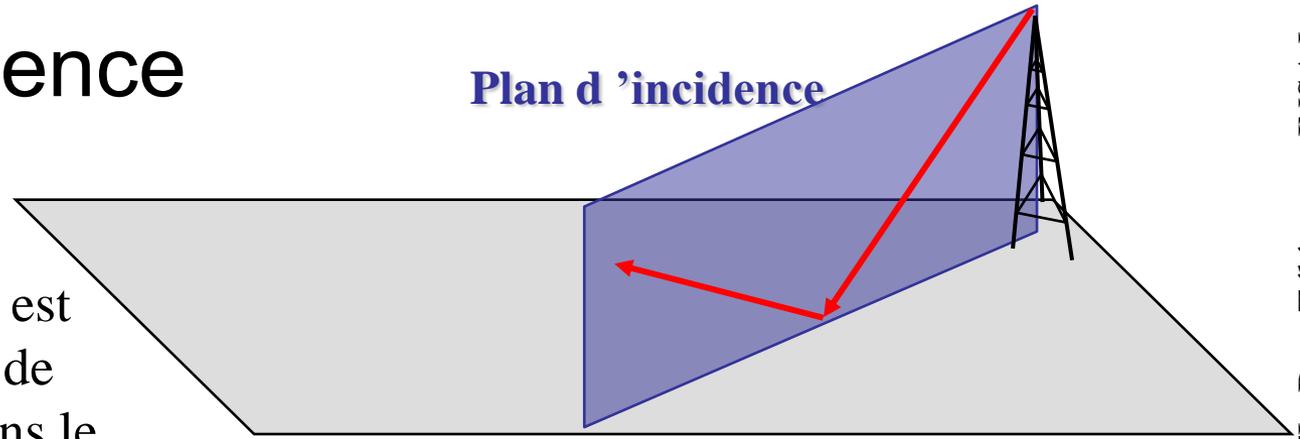


2 – Effets élémentaires de propagation



- Réflexion
- Diffusion
- Diffraction

Plan d'incidence



Le champ électrique, qui est orthogonal à la direction de propagation, peut être dans le plan d'incidence, ou orthogonal (ondes TE ou TM)

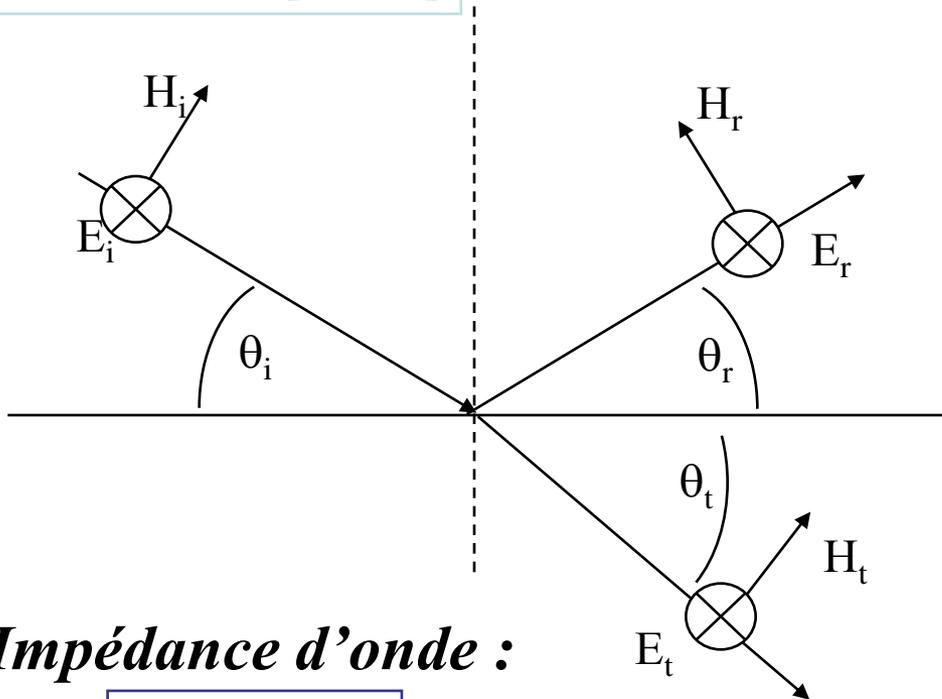
$$\underline{\vec{E}}(z, t) = \underline{E}(z) \cdot e^{j\omega t} \cdot \vec{p}_E \quad \text{avec} \quad \vec{p}_E = k \cdot \begin{pmatrix} E_{//} \\ E_{\perp} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \vec{u}_{//} \\ \vec{u}_{\perp} \end{pmatrix}$$

$$\underline{\vec{E}}_R = \underline{R} \cdot \underline{\vec{E}}_i \quad \text{avec} \quad \underline{R} = \begin{bmatrix} R_{//} & 0 \\ 0 & R_{\perp} \end{bmatrix}$$

A) Cas des ondes TE

= polarisation E, ou horizontale

trièdre direct : [v,E,H]



Impédance d'onde :

$$\frac{E}{H} = Z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

Continuité des composantes tangentes :

$$E_i + E_r = E_t$$

$$H_i \cdot \sin \theta_i - H_r \cdot \sin \theta_r = H_t \cdot \sin \theta_t$$

Lois de Snell-Descartes:

$$\sin \theta_i = \sin \theta_r$$

$$\sqrt{\epsilon_1} \cdot \sin \theta_i = \sqrt{\epsilon_2} \cdot \sin \theta_t$$

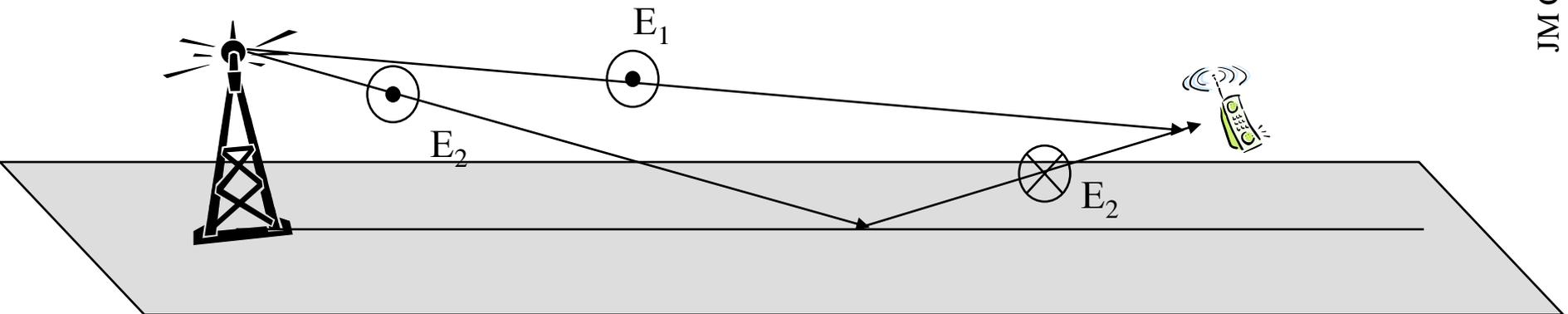


– Cas particulier: interface air-sol diélectrique

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\sin \theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\sin \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}$$

$$\begin{aligned} E_r^{\perp} &= \Gamma_{\perp} \cdot E_i^{\perp} \\ E_t^{\perp} &= (1 + \Gamma_{\perp}) \cdot E_i^{\perp} \end{aligned}$$

- En incidence rasante :
 $\approx \theta \rightarrow 0 : \Gamma \rightarrow -1$





– Cas particulier: interface avec un conducteur parfait

$$\mathbf{E}_i + \mathbf{E}_r = 0$$

$$\Gamma_{\perp} = -1$$

$$\sin \theta_i = \sin \theta_r$$

$$\mathbf{E}_r^{\perp} = \Gamma_{\perp} \cdot \mathbf{E}_i^{\perp}$$

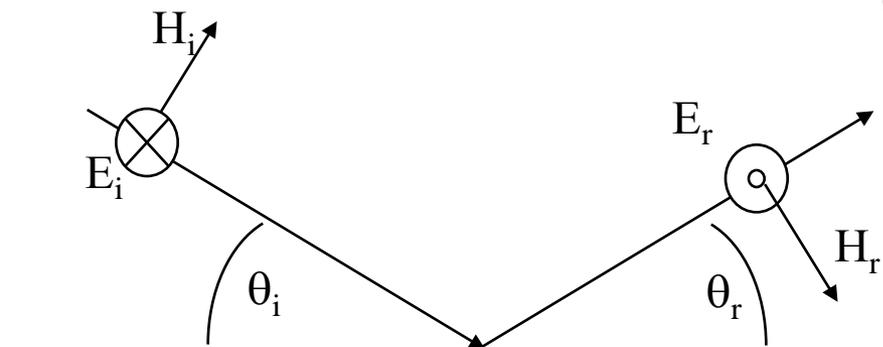
$$\mathbf{E}_t^{\perp} = (1 + \Gamma_{\perp}) \cdot \mathbf{E}_i^{\perp}$$

Le champ électrique est toujours perpendiculaire au conducteur.

Le champ magnétique est toujours tangent au conducteur.

Le champ électrique est proportionnel aux charges à la surface.

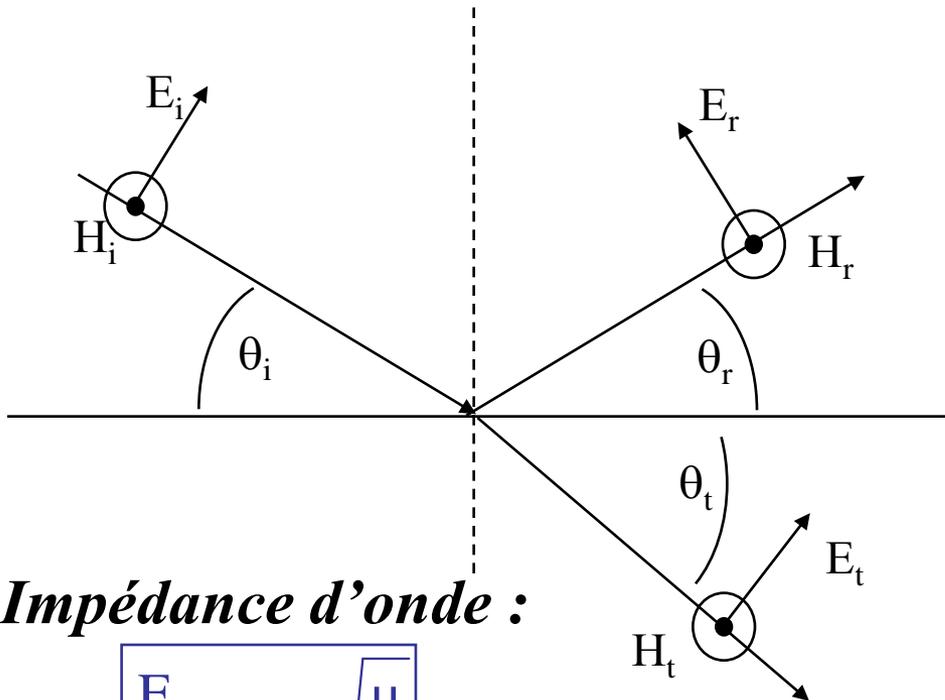
Le champ magnétique est proportionnel aux courants à la surface.



B) Cas des ondes TM

= polarisation M, ou verticale

trièdre direct : [v,E,H]



Impédance d'onde :

$$\frac{E}{H} = Z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

Continuité des composantes tangentes :

$$H_i + H_r = H_t$$

$$E_i \cdot \sin \theta_i - E_r \cdot \sin \theta_r = E_t \cdot \sin \theta_t$$

Lois de Snell-Descartes:

$$\sin \theta_i = \sin \theta_r$$

$$\sqrt{\epsilon_1} \cdot \sin \theta_i = \sqrt{\epsilon_2} \cdot \sin \theta_t$$

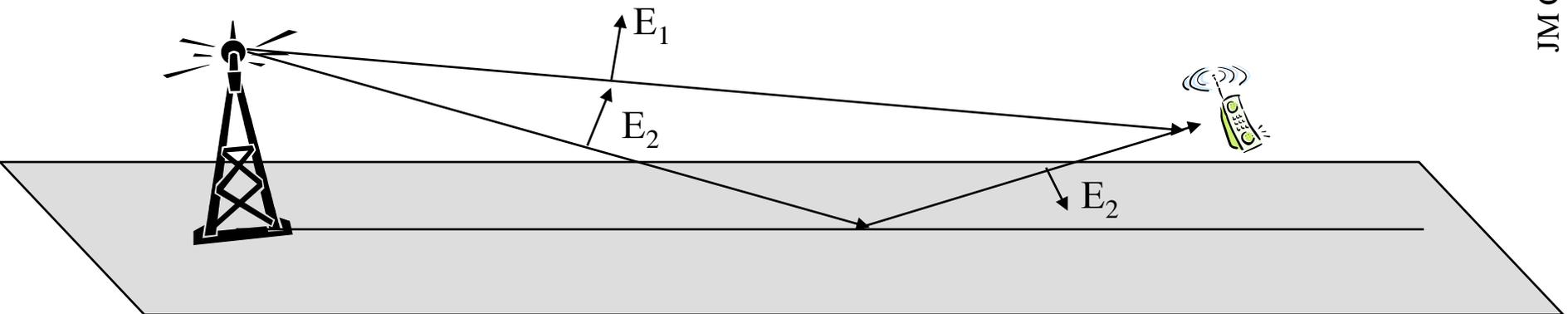
– Cas particulier interface air-sol diélectrique :

$$\Gamma_{//} = \frac{\epsilon_r \sin \theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\epsilon_r \sin \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}$$

$$E_r^{//} = \Gamma_{//} \cdot E_i^{//}$$

$$E_t^{//} = \frac{(1 + \Gamma_{//})}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot E_i^{//}$$

- En incidence rasante :
 $\approx \theta \rightarrow 0 : \Gamma \rightarrow -1$





– Cas particulier interface avec un conducteur parfait:

$$E_i - E_r = 0$$

$$\Gamma_{\perp} = -1$$

$$\sin \theta_i = \sin \theta_r$$

$$E_r^{\perp} = \Gamma_{\perp} \cdot E_i^{\perp}$$

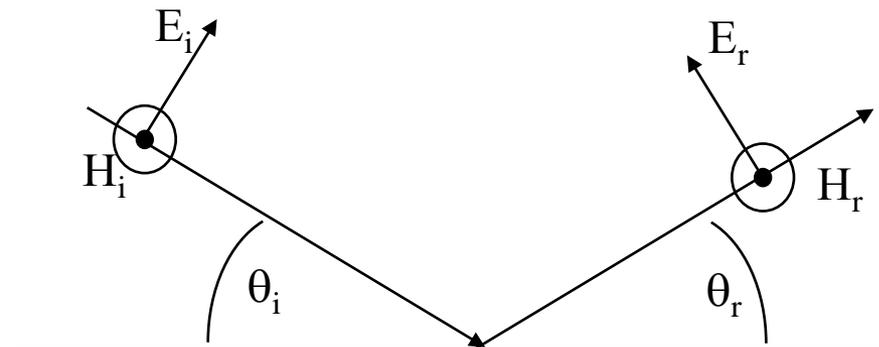
$$E_t^{\perp} = (1 + \Gamma_{\perp}) \cdot E_i^{\perp}$$

Le champ électrique est toujours perpendiculaire au conducteur.

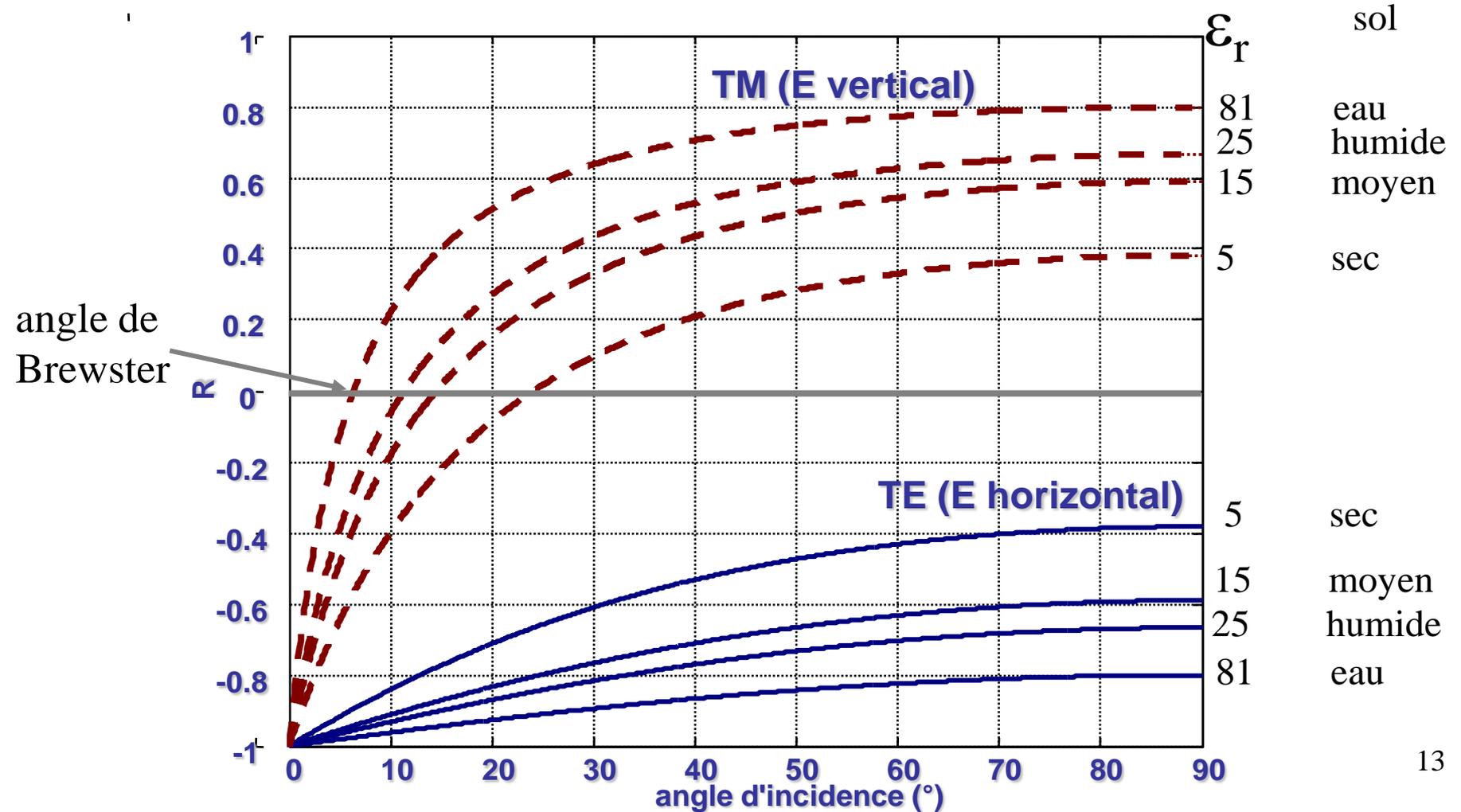
Le champ magnétique est toujours tangent au conducteur.

Le champ électrique est proportionnel aux charges à la surface.

Le champ magnétique est proportionnel aux courants à la surface.



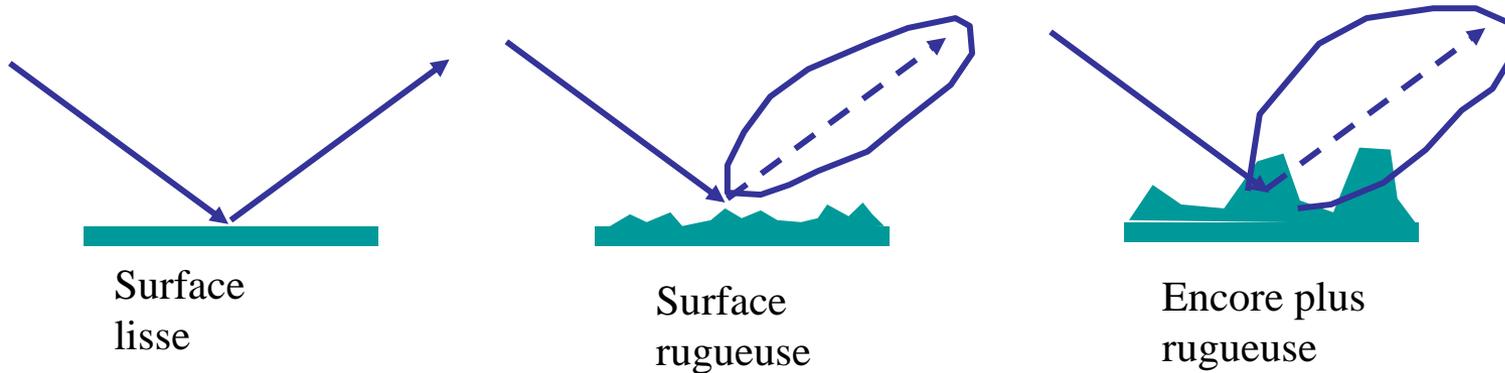
C) Réflexion sur un sol diélectrique quelconque



2.2 – Diffusion

Surface rugueuse (rough)

Le principe vu précédemment est valable pour 1 surface 'idéale'.



Qu'est-ce qui est lisse???

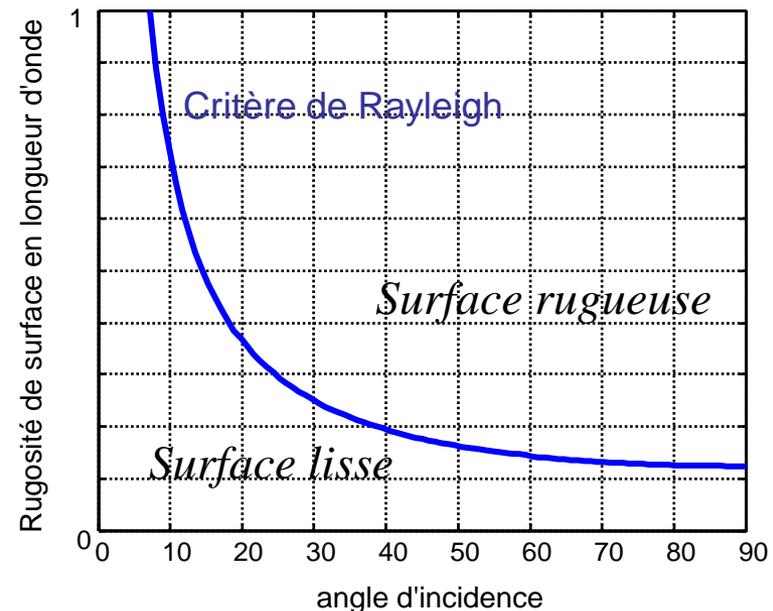
Question de déphasage des ondes élémentaires...

$$\Delta\phi = \frac{4\pi\Delta h \cdot \sin \theta_i}{\lambda}$$

Le critère de Rayleigh (déphasage $< 90^\circ$)

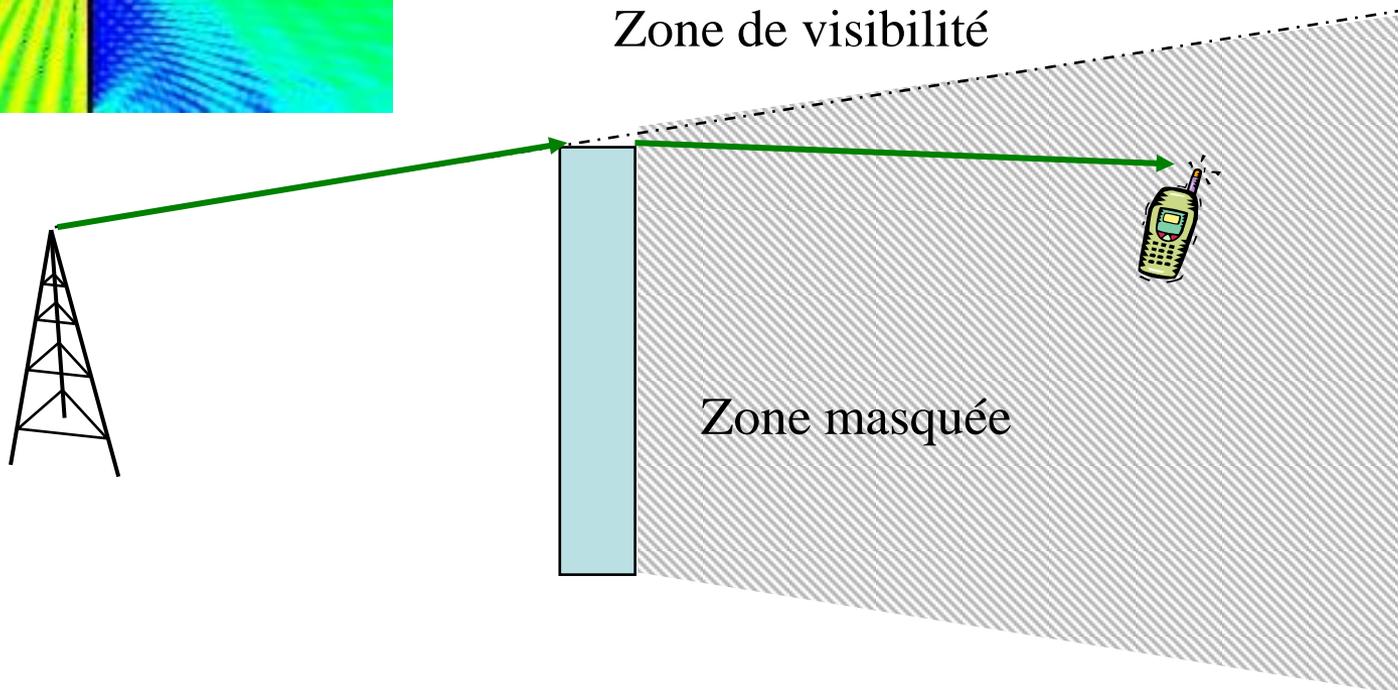
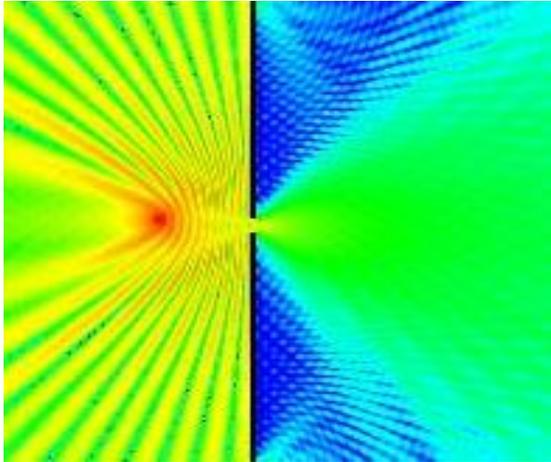
$$\Delta h < \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i}$$

En pratique, on choisit souvent : $1/4$ du critère de Rayleigh, i.e. déphasage $< \pi/8$.



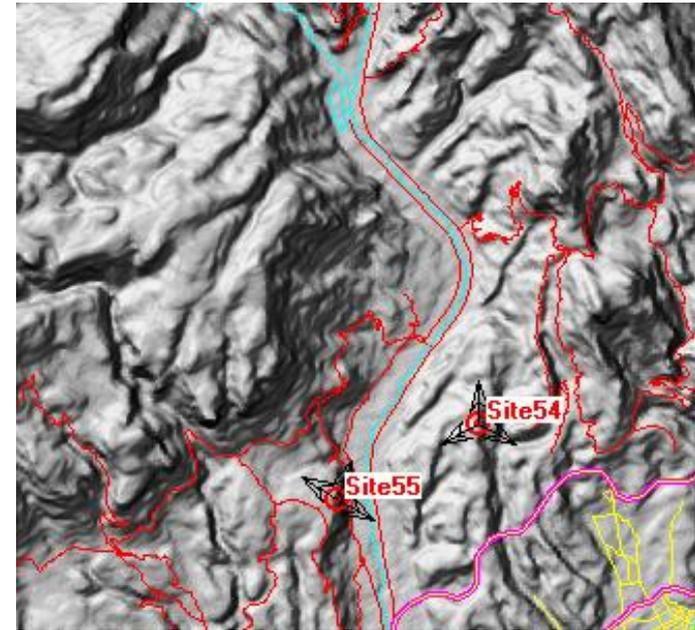
2.3 – Diffraction

- Phénomène non géométrique

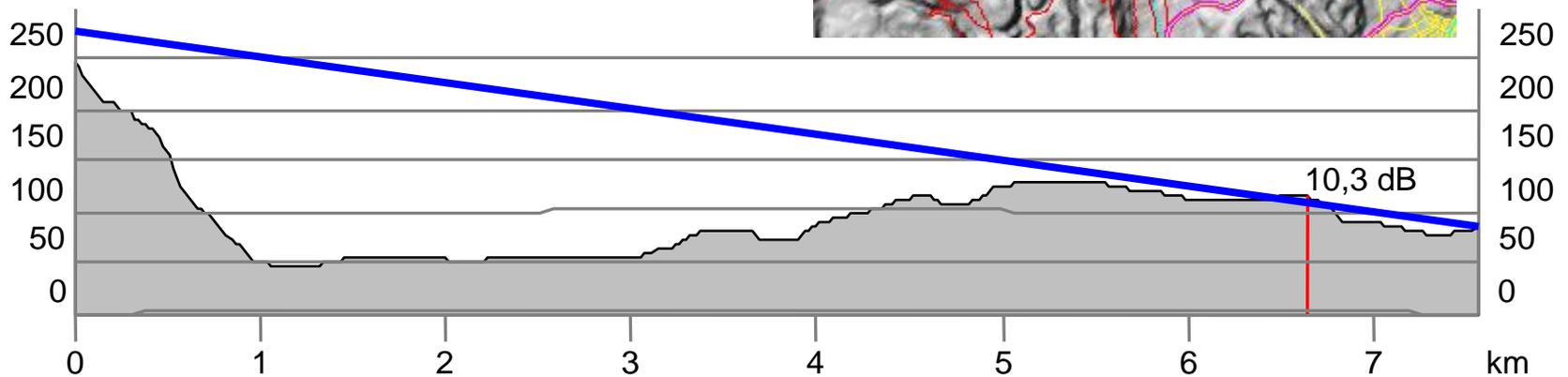


3 – Effets de sol en espace ouvert

- Modèle à 2 raies
- Diffraction



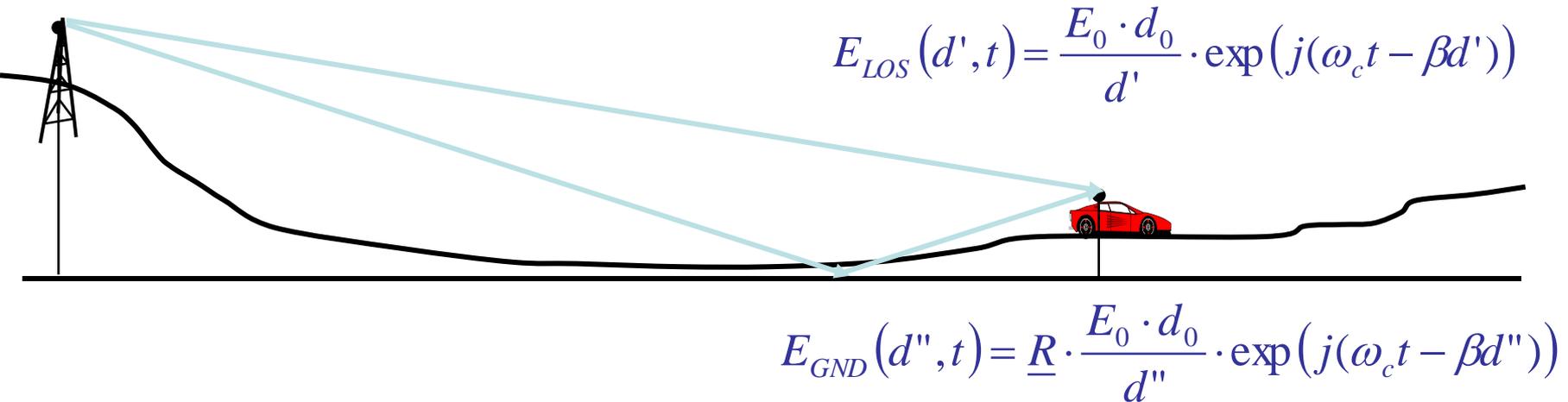
Profil de terrain :



3-1. Modèle à deux raies



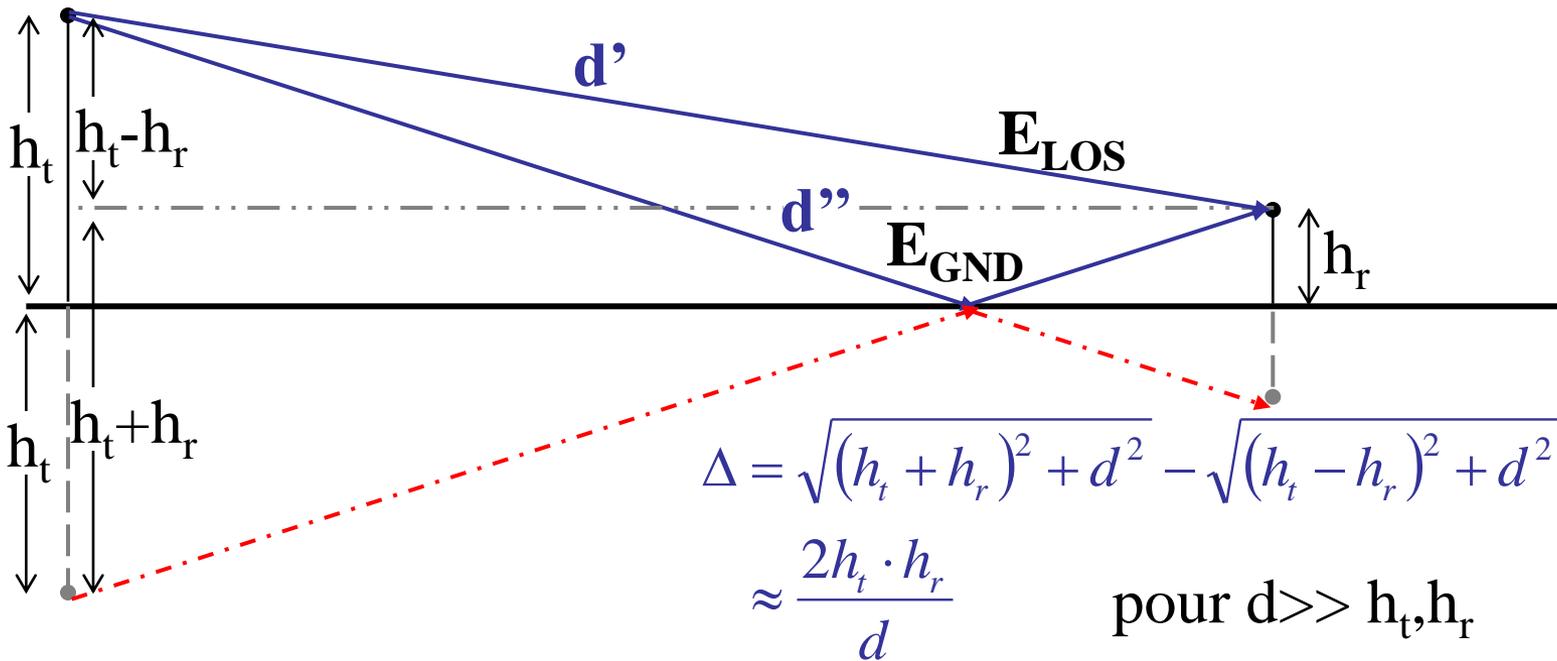
En LOS : 2 trajets principaux



$$E_{TOT}(d, t) = \frac{E_0 \cdot d_0}{d} \cdot \exp(j(\omega_c t - \beta d')) \cdot [1 + \underline{R} \cdot \exp(-j\beta\Delta)]$$

$$PL \approx 22 + 20 \log\left(\frac{d}{\lambda}\right) - 20 \log|1 + \underline{R} \cdot \exp(-j\beta\Delta)|$$

• Modélisation géométrique



PL devient :

$$PL \approx 22 + 20 \log\left(\frac{d}{\lambda}\right) - 20 \log\left|\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right)\right|$$

avec :

$$\varphi = \frac{2\pi\Delta}{\lambda}$$



- Conséquence à grande distance (incidence rasante)
 - PL devient :

$$PL \approx 22 + 20 \log\left(\frac{d}{\lambda}\right) - 20 \log\left|\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right)\right| \quad \text{avec : } \varphi = \frac{2\pi\Delta}{\lambda}$$

$$\text{si } d > \frac{20 \cdot h_r \cdot h_t}{\lambda} \quad (\sin \varphi \rightarrow \varphi)$$

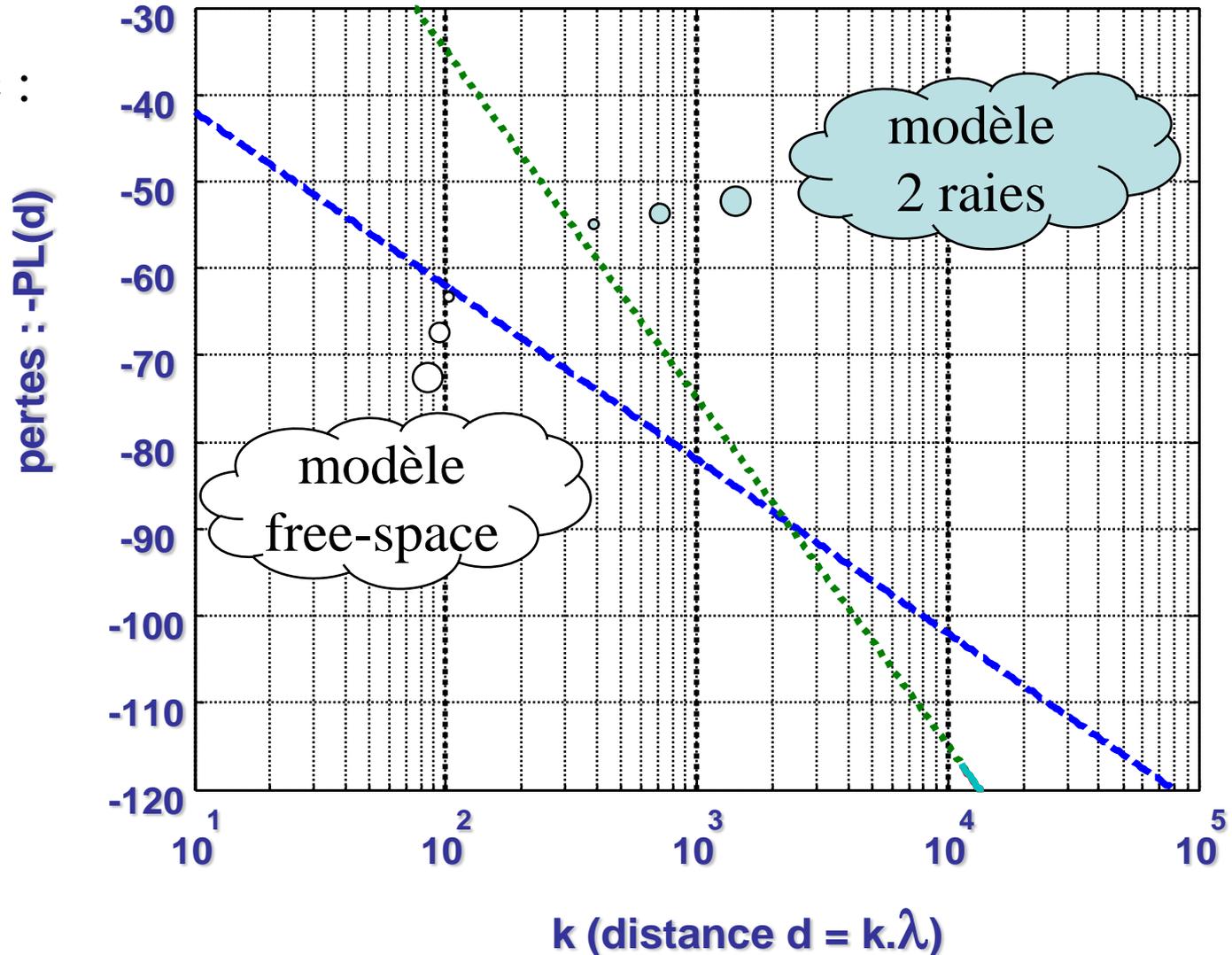
$$\text{on obtient : } PL = 40 \log d - 20 \log h_T - 20 \log h_R$$

Rem : pour respecter les 'règles' d'utilisation des dB,
on devrait écrire :

$$PL = 20 \log\left(\frac{d}{h_T}\right) + 20 \log\left(\frac{d}{h_R}\right)$$

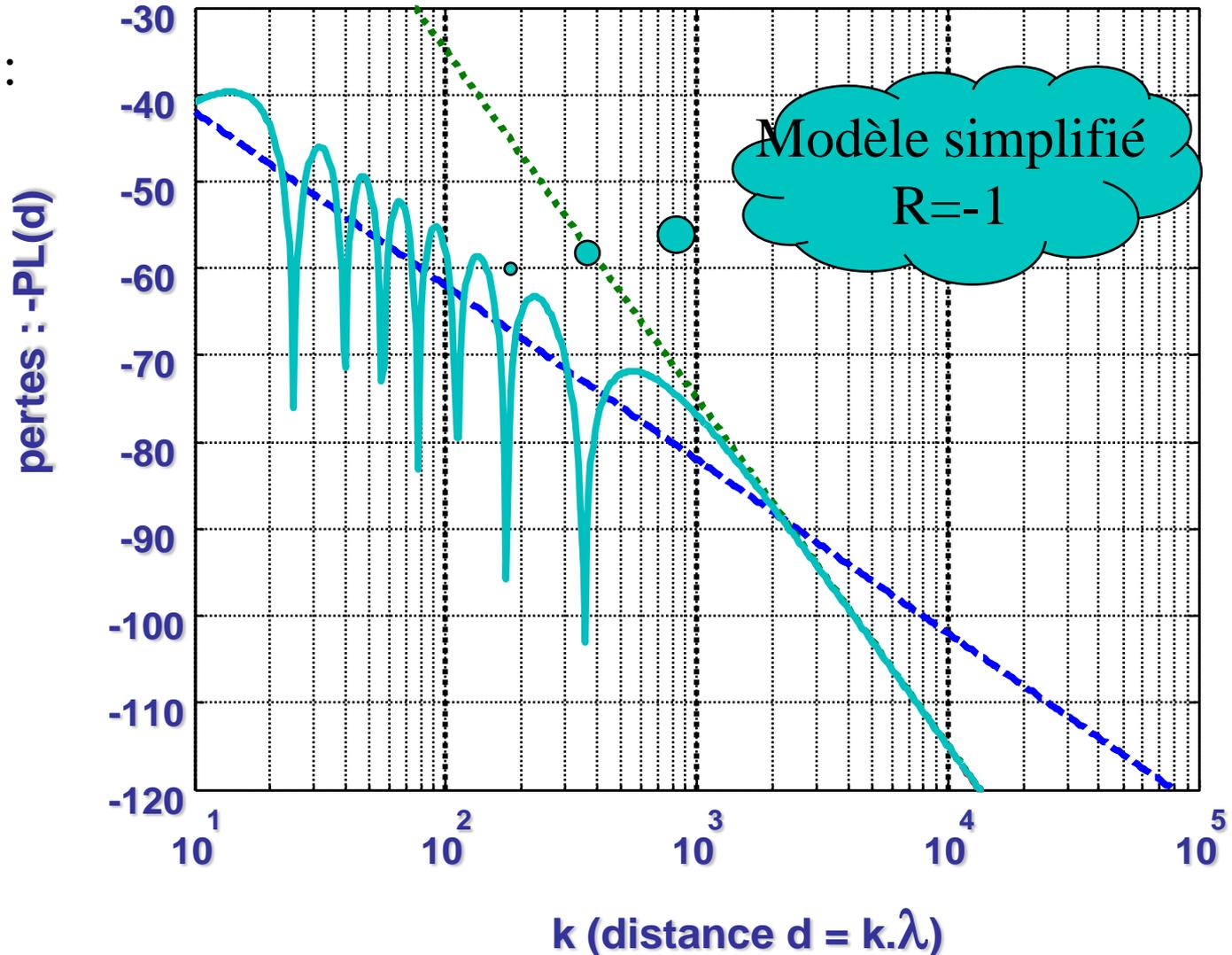
Exemple : GSM, $\lambda=30\text{cm}$, $h_E=15\text{m}$; $h_R=1,5\text{m}$

Sol sec :
 $\epsilon_r=5$



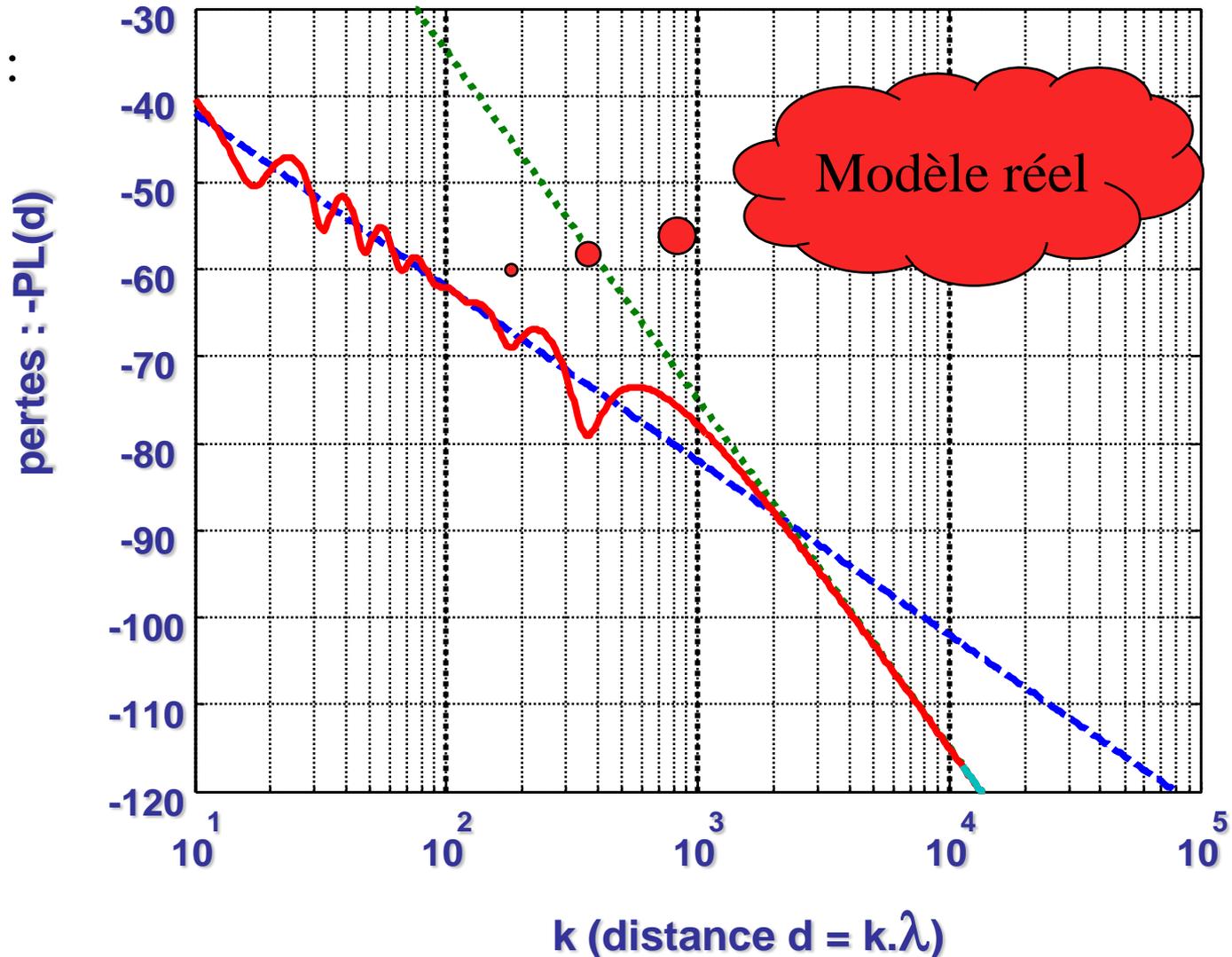
Exemple : GSM, $\lambda=30\text{cm}$, $h_E=15\text{m}$; $h_R=1,5\text{m}$

Sol sec :
 $\epsilon_r=5$

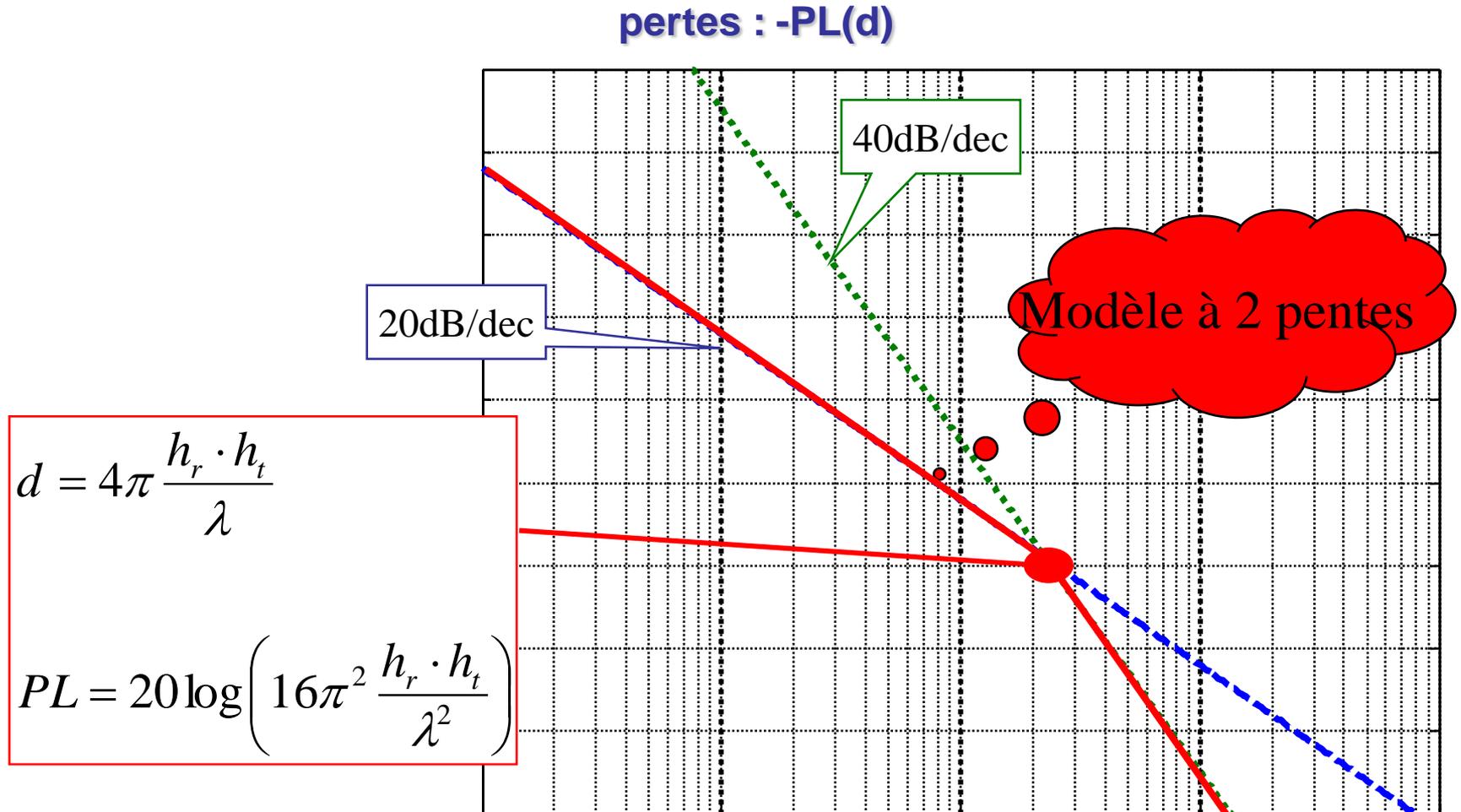


Exemple : GSM, $\lambda=30\text{cm}$, $h_E=15\text{m}$; $h_R=1,5\text{m}$

Sol sec :
 $\epsilon_r=5$



Exemple : GSM, $\lambda=30\text{cm}$, $h_E=15\text{m}$; $h_R=1,5\text{m}$





☞ Etudiez pour le GSM, la position du point de rupture (dans la bande des 900MHz, et des 1800MHz) pour 1 BTS à 15m de hauteur, et un récepteur à 2m du sol.

Conclusions

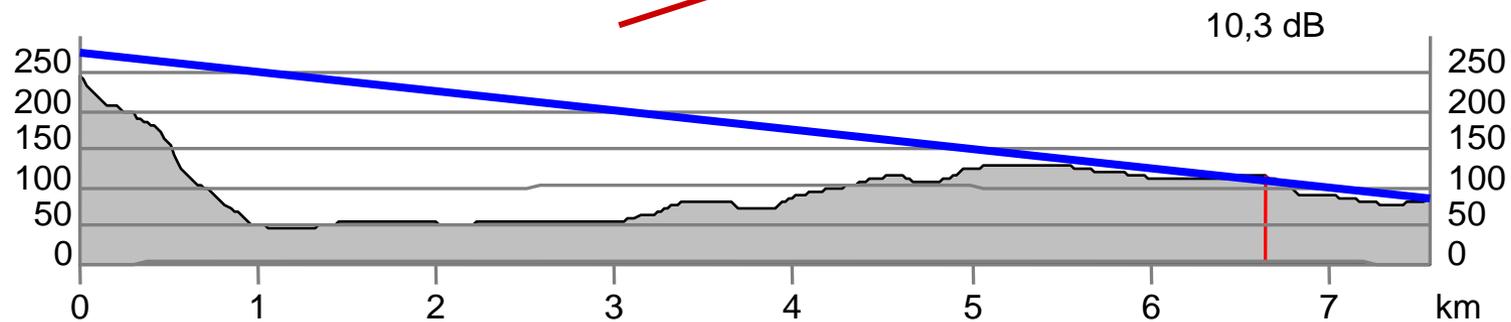
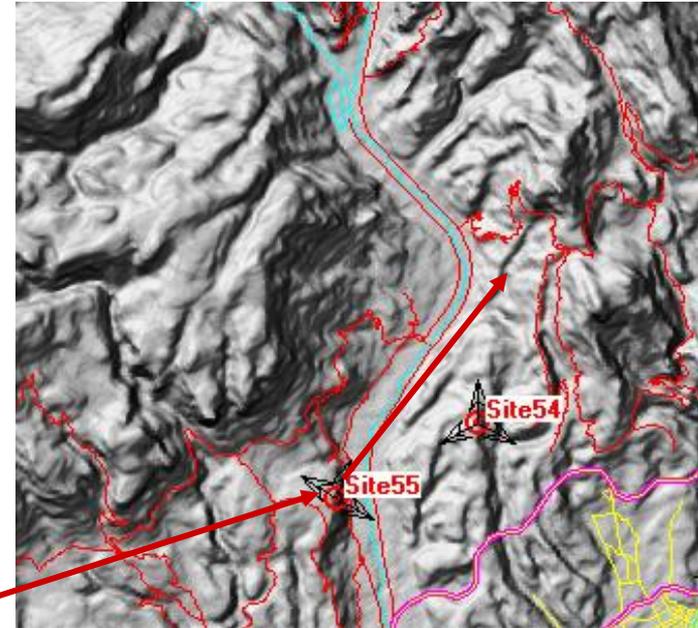
☞ Pour du WiFi, à 2,4GHz, faudrait-il tenir compte de ce modèle en Indoor ?

3-2. Diffraction

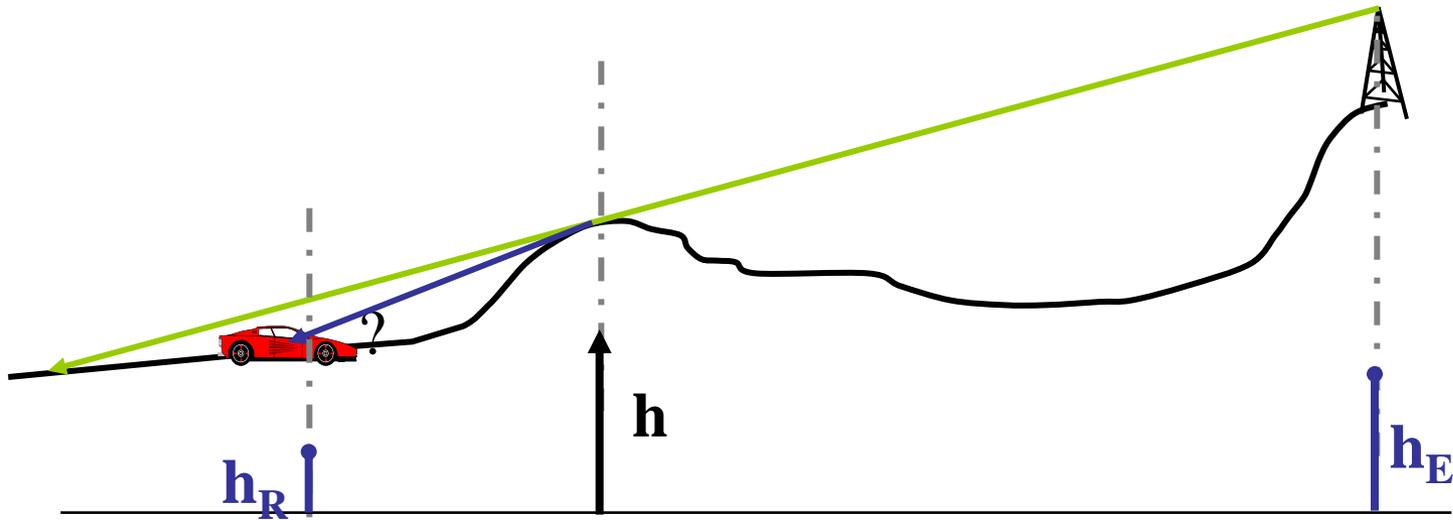
- Obstacle

On n'a plus de visibilité directe (NLOS)

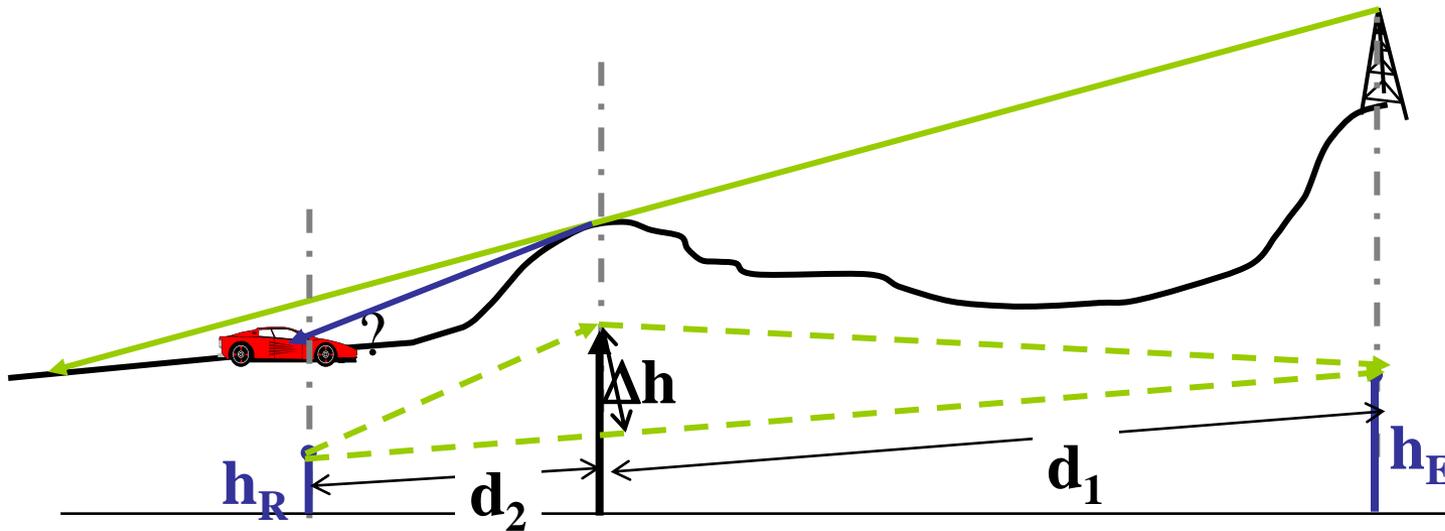
Une approche purement géométrique indiquerait l'absence de signal ...



A) Modélisation géométrique



A) Modélisation géométrique



$$\Delta = \frac{\Delta h^2}{2} \cdot \frac{(d_1 + d_2)}{d_1 \cdot d_2}$$

$$v = \Delta h \cdot \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda \cdot d_1 \cdot d_2}}$$

$$\Phi = \frac{\pi v^2}{2}$$

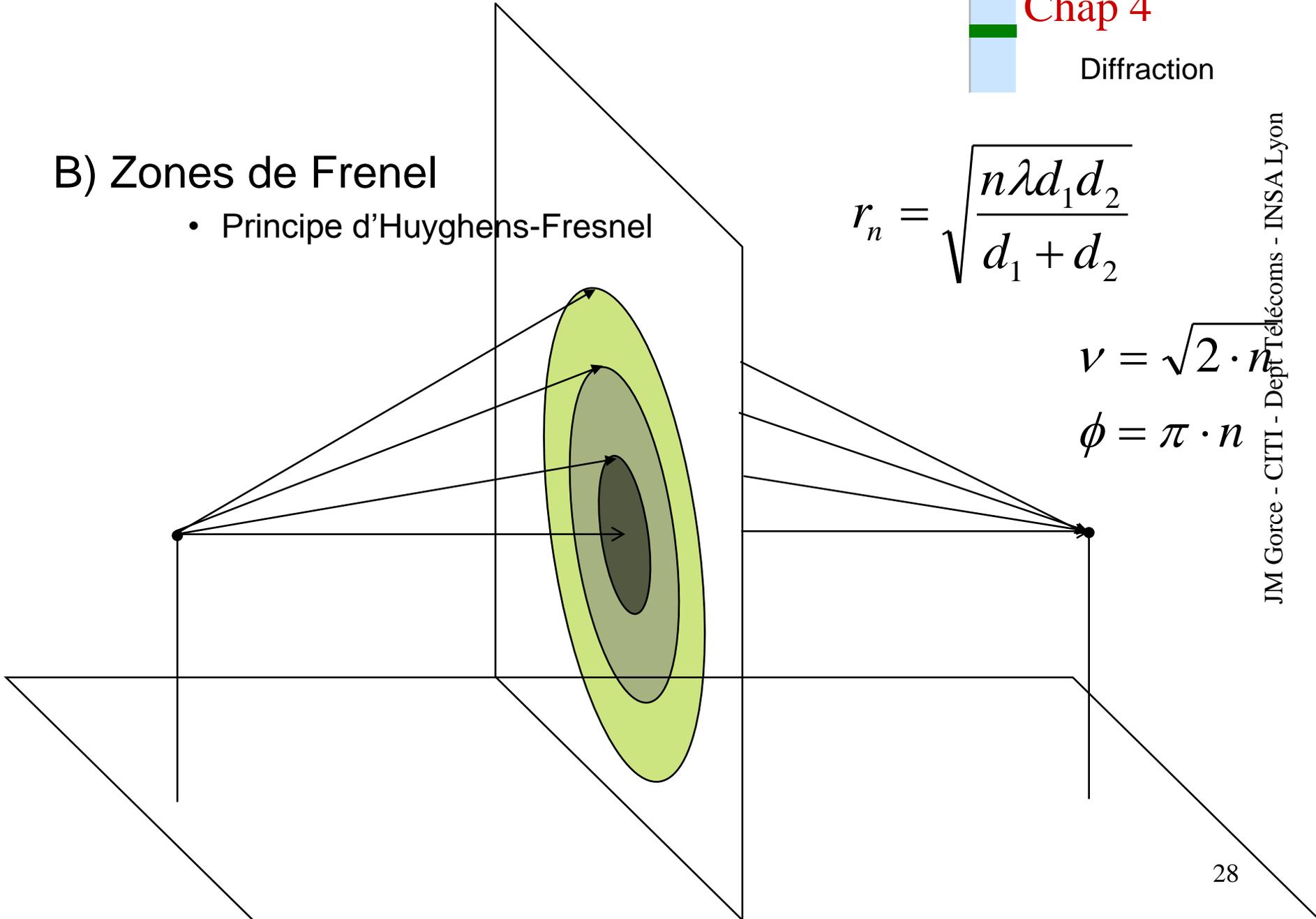
B) Zones de Frenel

- Principe d'Huyghens-Fresnel

$$r_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

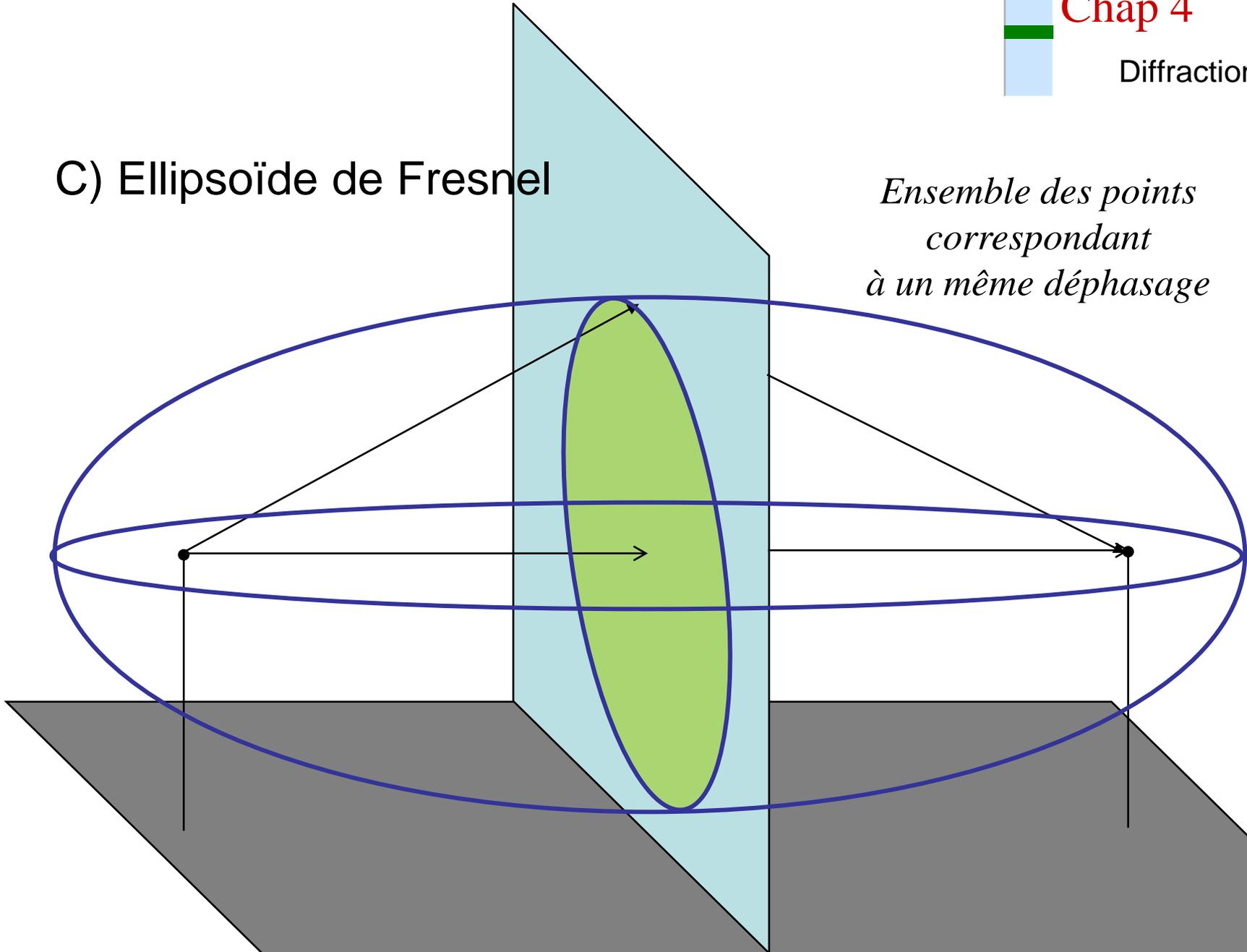
$$\nu = \sqrt{2 \cdot n}$$

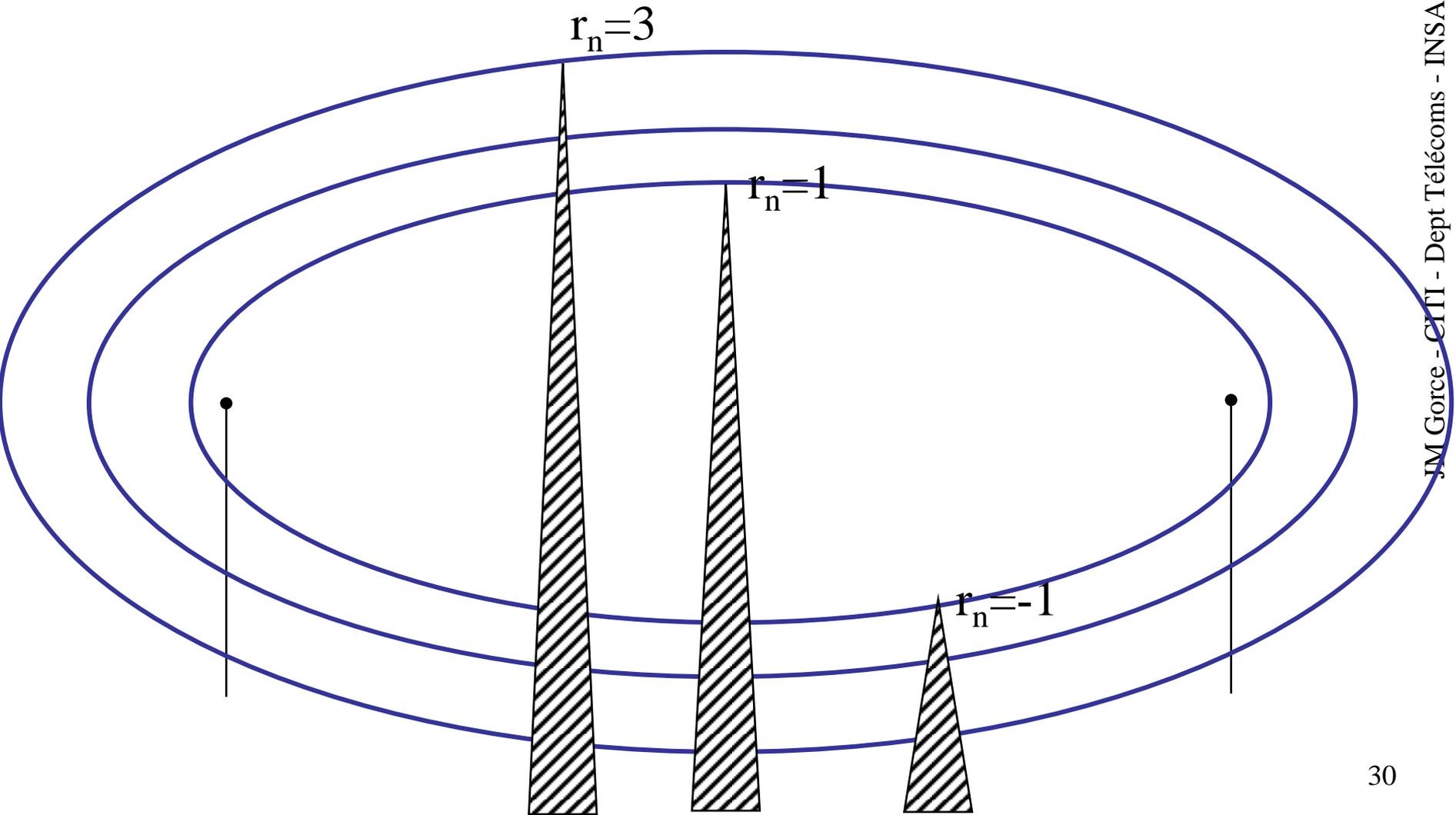
$$\phi = \pi \cdot n$$



C) Ellipsoïde de Fresnel

*Ensemble des points
correspondant
à un même déphasage*

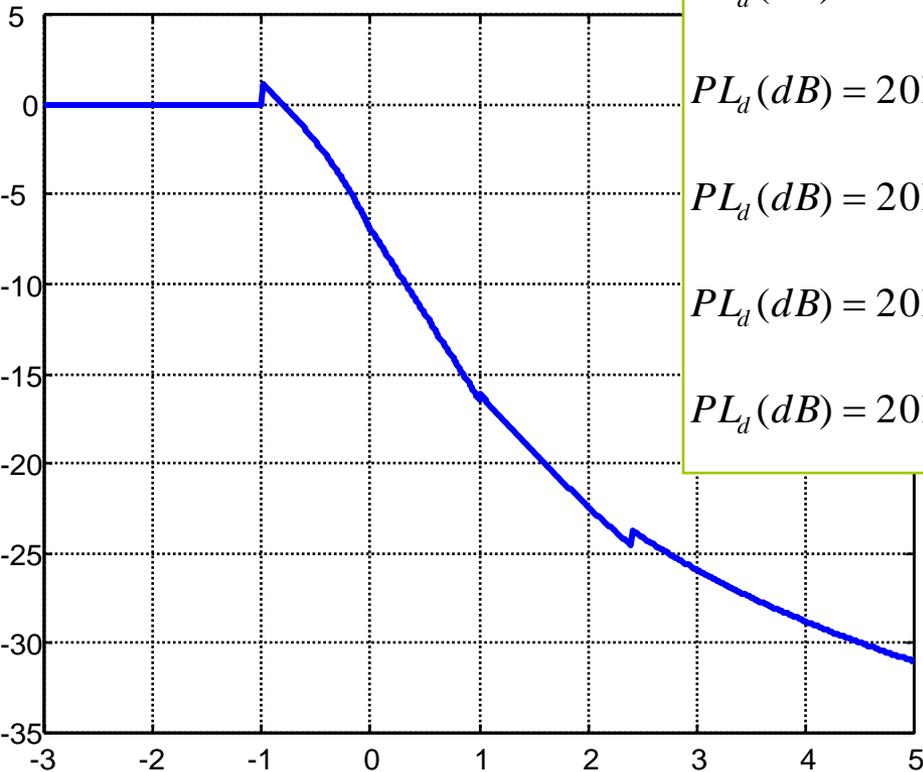




$$PL_d(dB) = 20 \cdot \log|F(\nu)|$$

Calcul approché :

$-PL_d(dB)$

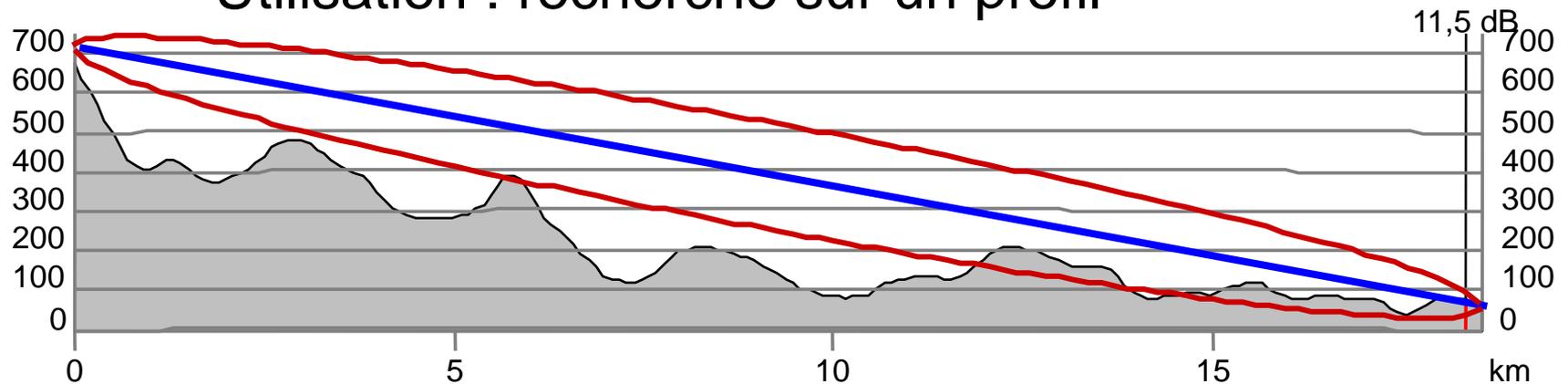


$PL_d(dB) = 0$	$;\nu \leq -1$
$PL_d(dB) = 20\log(0.5 - 0.62\nu)$	$;-1 \leq \nu \leq 0$
$PL_d(dB) = 20\log(0.5 \exp(-0.95\nu))$	$;0 \leq \nu \leq 1$
$PL_d(dB) = 20\log\left(0.4 - \sqrt{0.1184 - (0.38 - 0.1\nu)^2}\right)$	$;1 \leq \nu \leq 2.4$
$PL_d(dB) = 20\log\left(\frac{0.225}{\nu}\right)$	$;\nu > 2.4$

rem : $F(\nu)$ intégrale de Fresnel

$$F(\nu) = \frac{1+j}{2} \int_{\nu}^{\infty} \exp\left(-\frac{j\pi \cdot t^2}{2}\right) \cdot dt$$

- Utilisation : recherche sur un profil



Exercice

Etudiez l'influence d'un obstacle dans les conditions suivantes :

contexte : GSM : $f=900\text{MHz}$, $\lambda\sim 30\text{cm}$

distances : 300m, 3km, 30km, obstacle à -10m, 0m, +- 10m de la LOS

réponses :

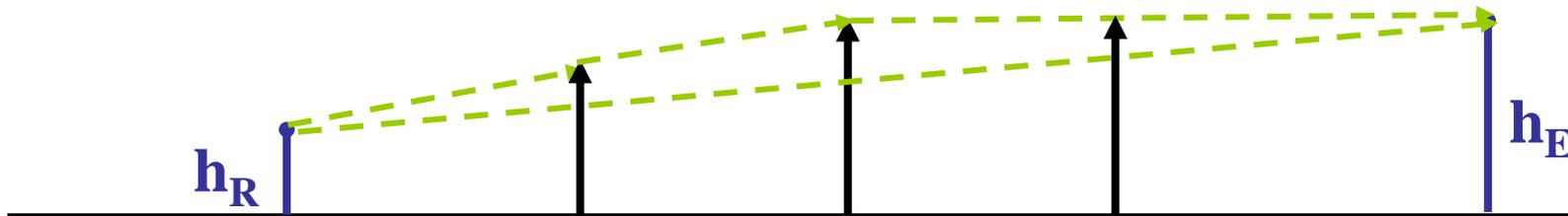
obstacle à : -10 m : négligeable sauf pour 30km (-6dB)

0 m : -6dB pour tous

10 m : resp. -25dB, -16dB, -10dB

D) Diffraction multiple

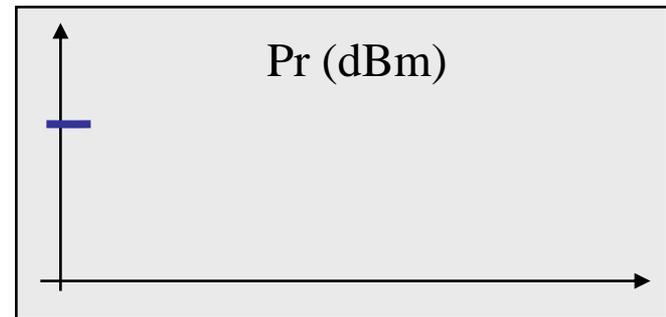
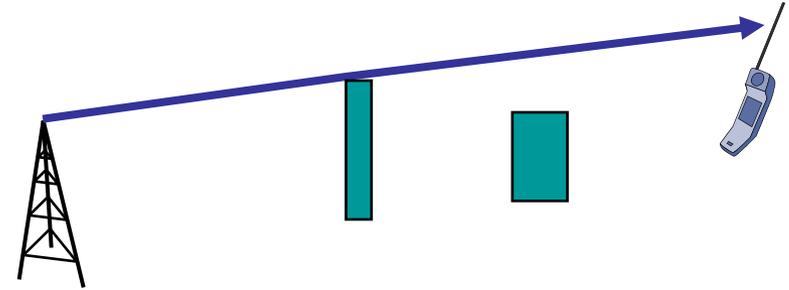
- (multiple knife-edge diffraction)



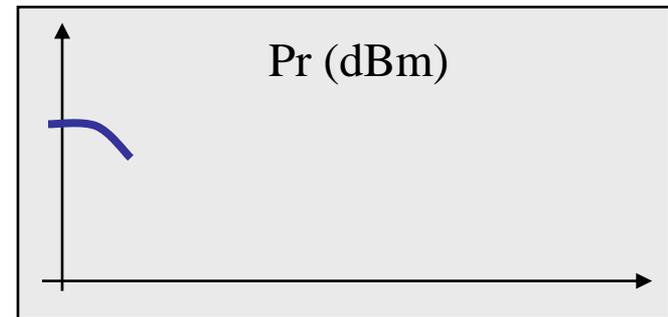
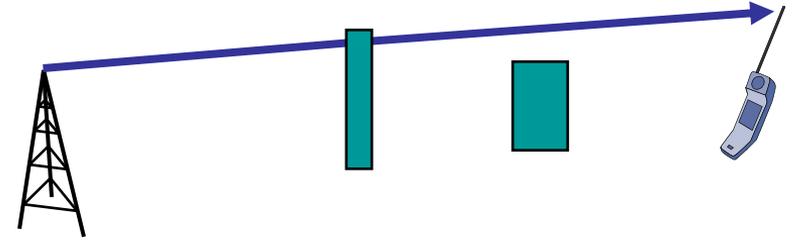
Caractérisé par la présence de plusieurs arêtes (plusieurs points sur le profil ayant un paramètre de Fresnel supérieur à -1).

- Résolution approchée (méthode de Deygout)
 - 1) parmi les points de diffraction, sélectionner le plus élevé. Calculer le coef. de pertes C1.
 - 2) considérer ce point comme récepteur/émetteur intermédiaire.
 - 3) rechercher sur chacun des 2 sous-chemins le nouveau point de diffraction. Calculer des nouveaux coefficients de pertes C2, C3.
 - 4) réitérer jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de diffraction

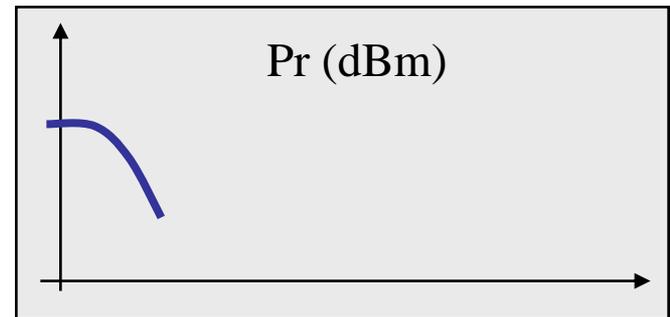
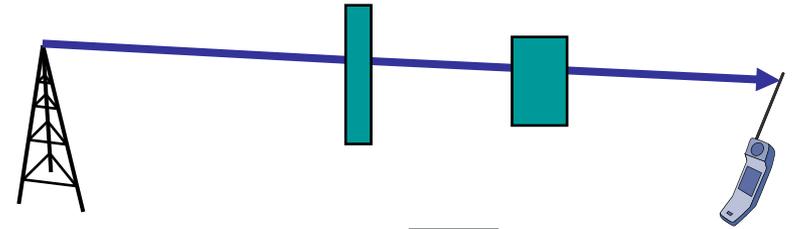
4- Shadowing



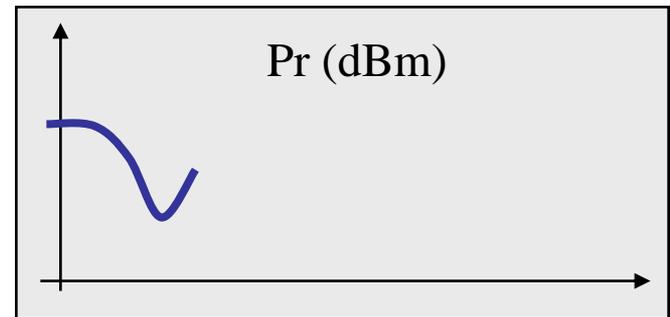
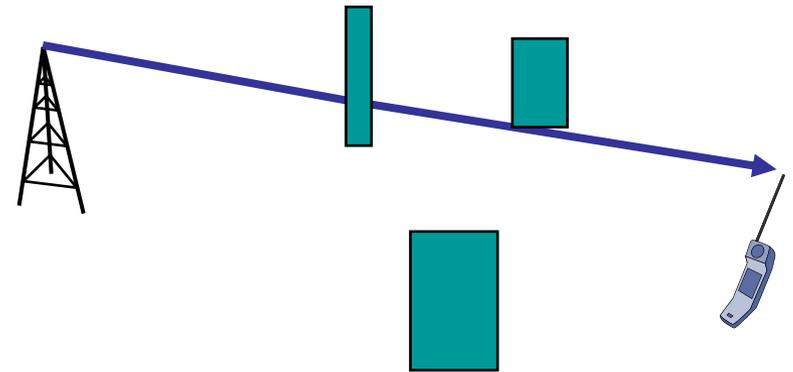
4- Shadowing



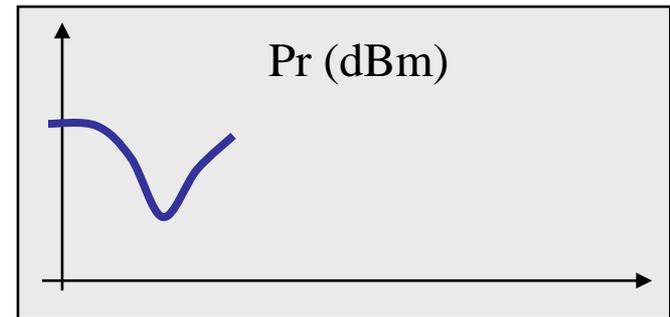
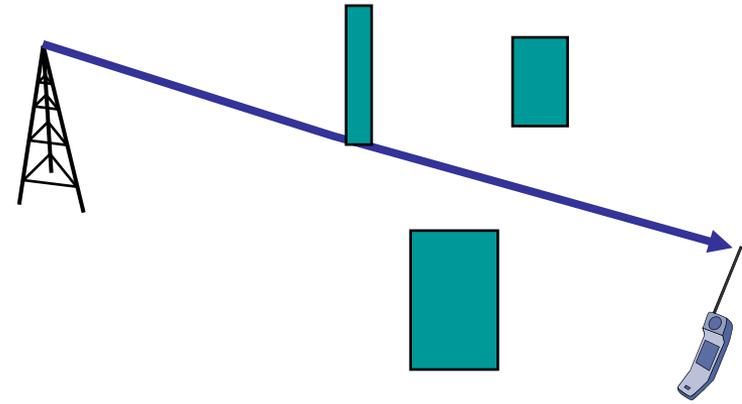
4- Shadowing



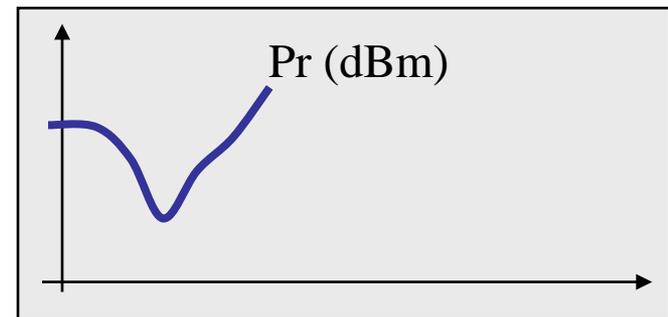
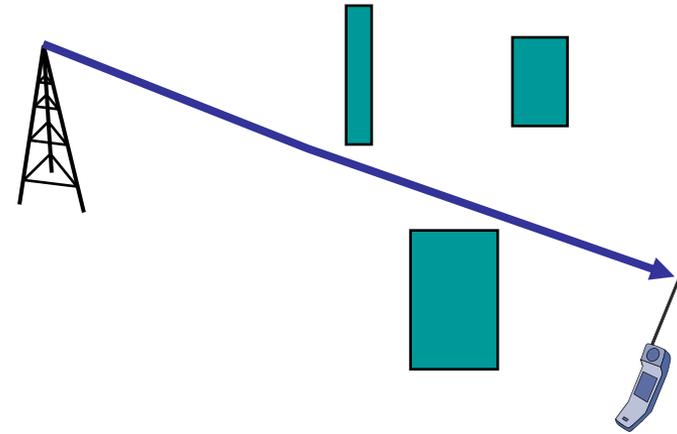
4- Shadowing



4- Shadowing



4- Shadowing

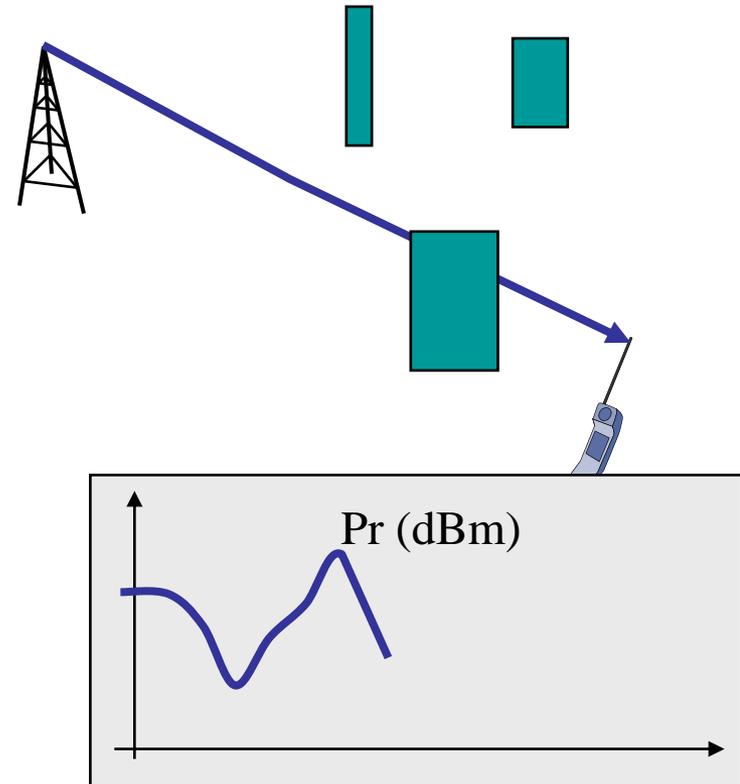


4- Shadowing

- Le path loss est une combinaison de plusieurs termes d'affaiblissement :

$$PL(x) = PL1 + PL2 + PL3 + \dots$$

- chacun de ces termes peut être considéré comme une variable aléatoire (probabilité de présence d'un obstacle)
- application du théorème central limite
 - la loi d'affaiblissement est log-normal



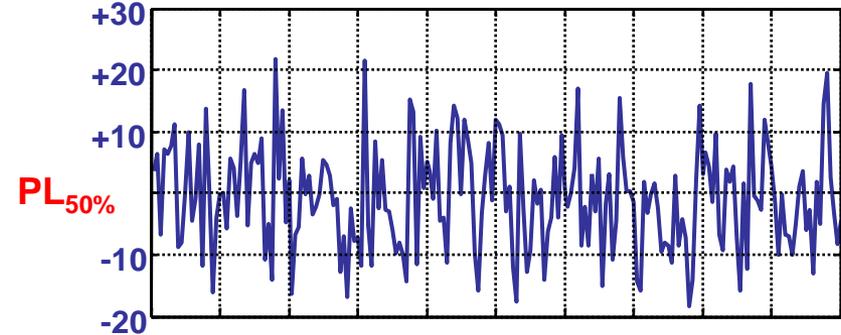
- Le path loss peut être vu comme la somme d'un terme déterministe (obtenu par le modèle espace libre par exemple), et d'un terme aléatoire suivant une loi normale

$$PL(x) = PL_{50}(x) + PL_S$$

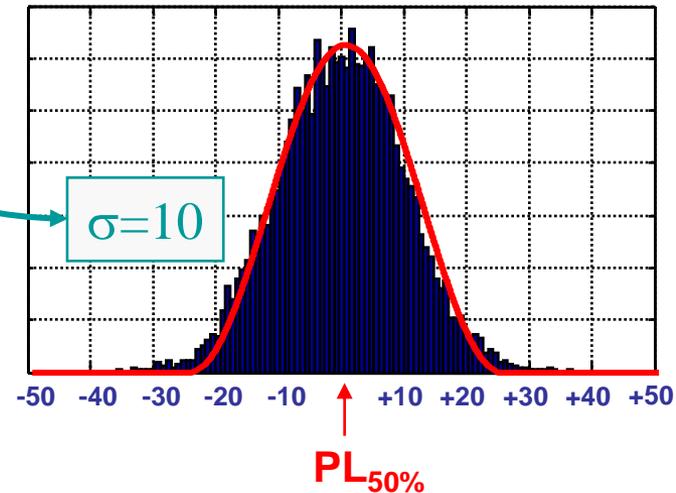
- Caractérisation de PLs :

$$f(PL_S) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_s} e^{-\frac{(PL_S)^2}{2\sigma_s^2}}$$

PL mesuré au court du temps (dB)



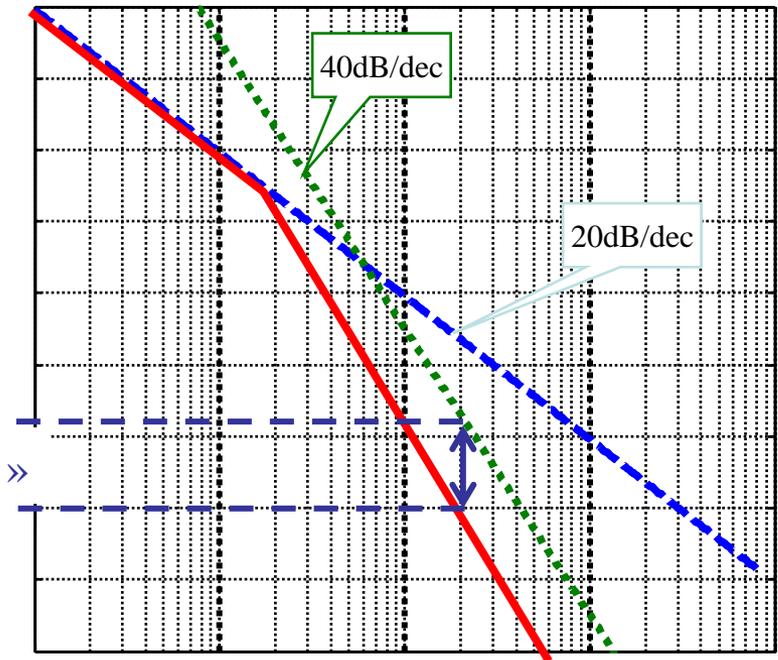
Loi de distribution de PL



- Caractérisation de $PL_{50\%}$:
 - C'est le path loss correspondant au 50ième percentile.
 - Pour une loi normale, c'est la moyenne.
- Sa valeur :
 - Ne correspond pas aux pertes en espace libre !!!
 - Elle intègre les pertes moyennes en fonction de la distance
- Détermination par la mesure

Approche par 'clutter' (surcharge ...)

«clutter factor»



Probabilité de coupure (outage probability)

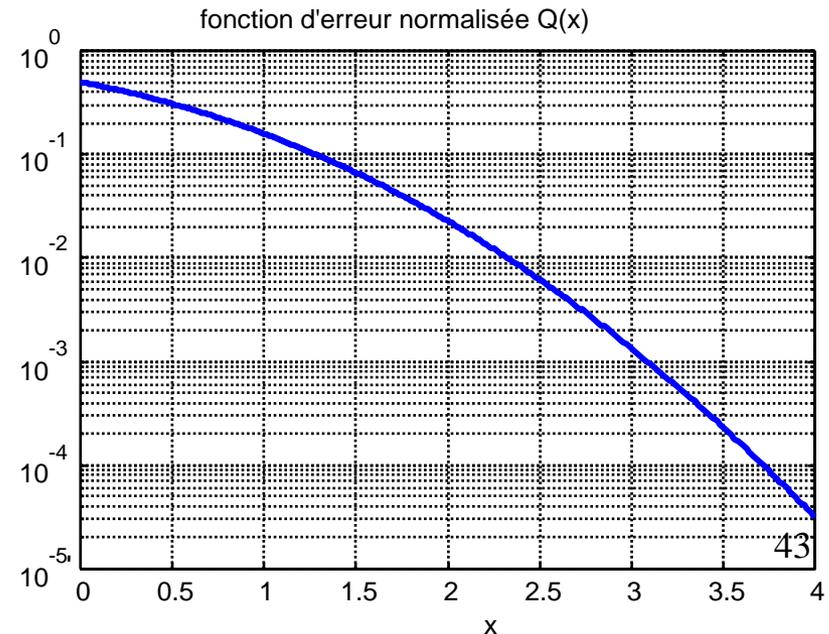
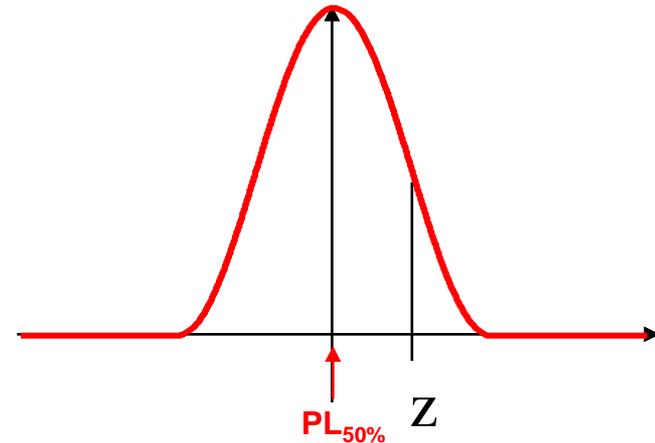
- Caractérisation de PLs :

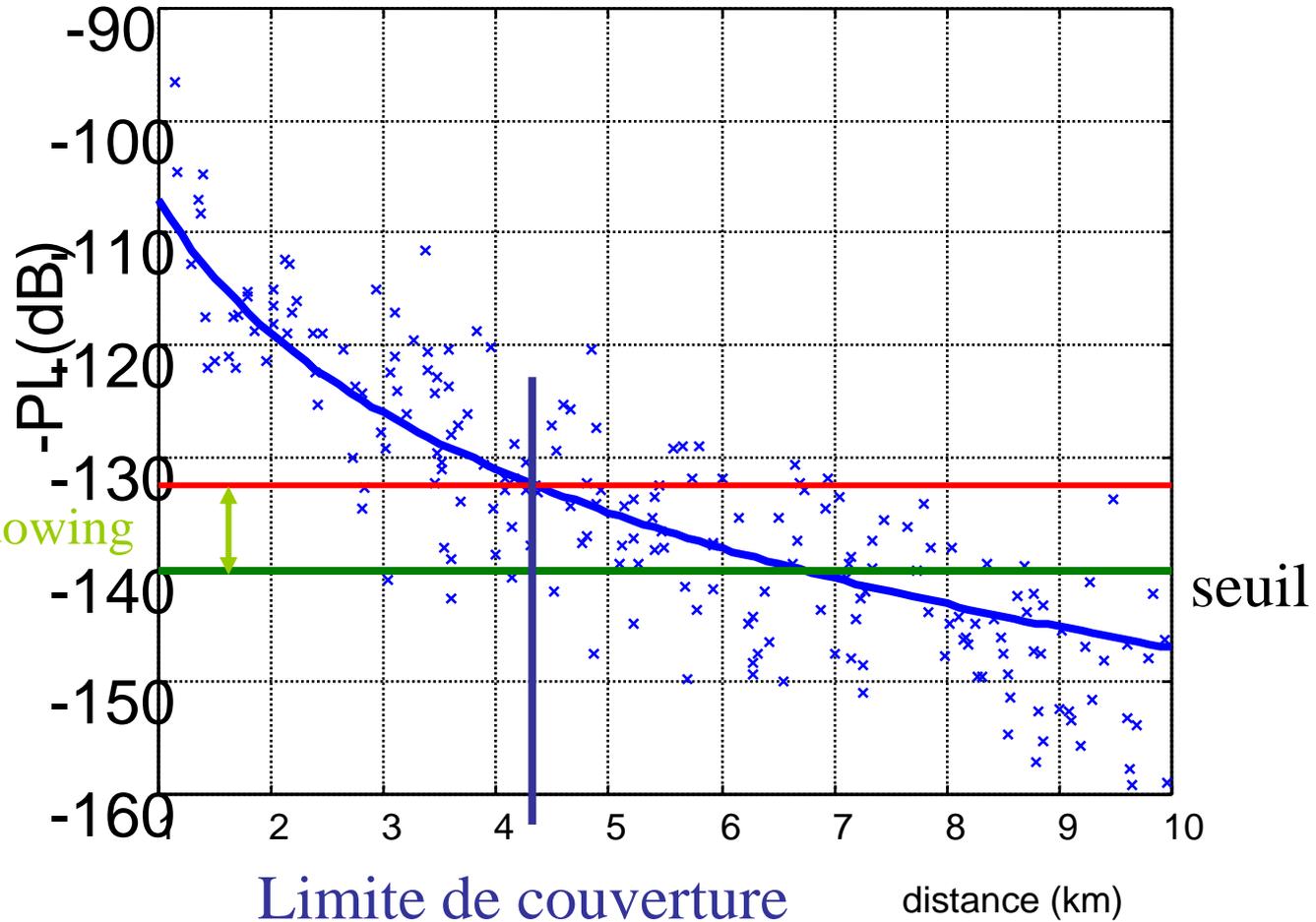
$$f(PL_s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_s} e^{-\frac{(PL_s)^2}{2\sigma_s^2}}$$

- Calcul de la probabilité que PL Soit supérieur à une limite Z :

$$\begin{aligned} \Pr(PL_s > Z) &= \int_{PL_s=Z}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_s} e^{-\frac{(PL_s)^2}{2\sigma_s^2}} \cdot dPL_s \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x=X}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} \cdot dx \\ &= Q(X) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{X}{\sqrt{2}}\right) \end{aligned}$$

Avec : $X=Z/\sigma_L$







- Application :

1 système de com. Mobile (à 1GHz) doit fournir un taux de réussite d'appel de 90%, à la limite de couverture des cellules.

Le système opère dans un environnement décrit par le modèle à 2 raies, associé à un facteur de «clutter» de 20dB. Le modèle de shadowing est défini par une loi normale ($\sigma=6$ dB). Les pertes maximales du systèmes sont de 140dB. Les hauteurs d'antennes sont resp : $h_t=30$ m, $h_r=1,5$ m. Quel est la distance de couverture? Que se passe-t-il si σ augmente à 8dB ?

- Réponse :

$$PL(d) = PL_{free}(d) + PL_{clutter} + PL_{shadowing}$$

$$PL_{free}(d) = 40 \log d - 20 \log h_T - 20 \log h_R$$

$$PL_{clutter} = 20dB$$

$$PL_{shadowing} = [X \cdot \sigma_S; t.q. Q(X) = 0.1] = 7,5dB$$

$$\log d = \frac{140 + 20 \log h_T + 20 \log h_R - 20 - 7,5}{40}$$

$$\log d = 3,64; \quad d = 4,4km$$

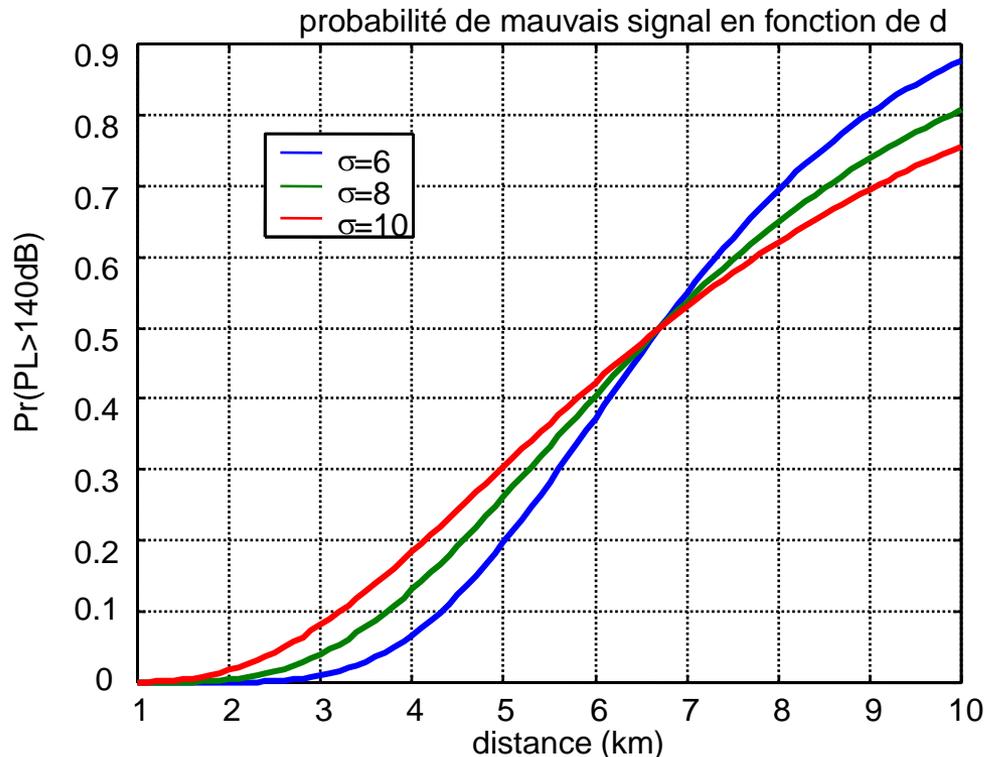
Si $\sigma = 8$ dB ;

$$d = 3,8km$$

- Evolution du taux d'échec en fonction de la distance :

$$\Pr(PL(d) > 140) = \Pr(PL_S(d) > 140 - PL_{free} - PL_{clutter})$$

$$= Q\left(\frac{140 - PL_{free}(d) - PL_{clutter}}{\sigma_L}\right)$$



- En pratique, comment connaître la valeur de σ_L ???

- 1. Mesures
- 2. Résultats empiriques (100MHz-20GHz) (tirés des données d'Okumura)

$$\sigma_L = 0,65(\log f_c)^2 - 1,3 \log f_c + A$$

A=5,2 (urbain); A=6,6 (suburbain)

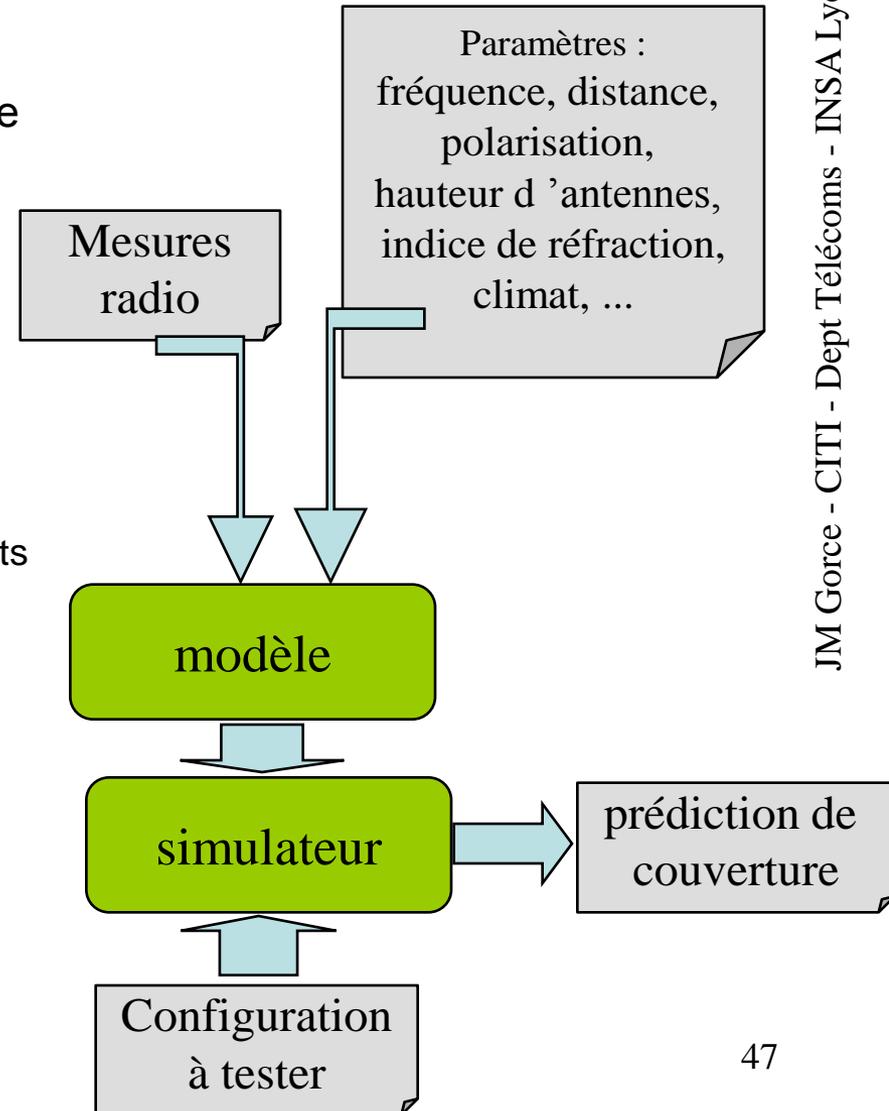
5-1. Modèles empiriques

- **Principe général**

Prédiction de couverture, à partir d'un modèle empirique (déterminé à partir des mesures)

Plan de travail

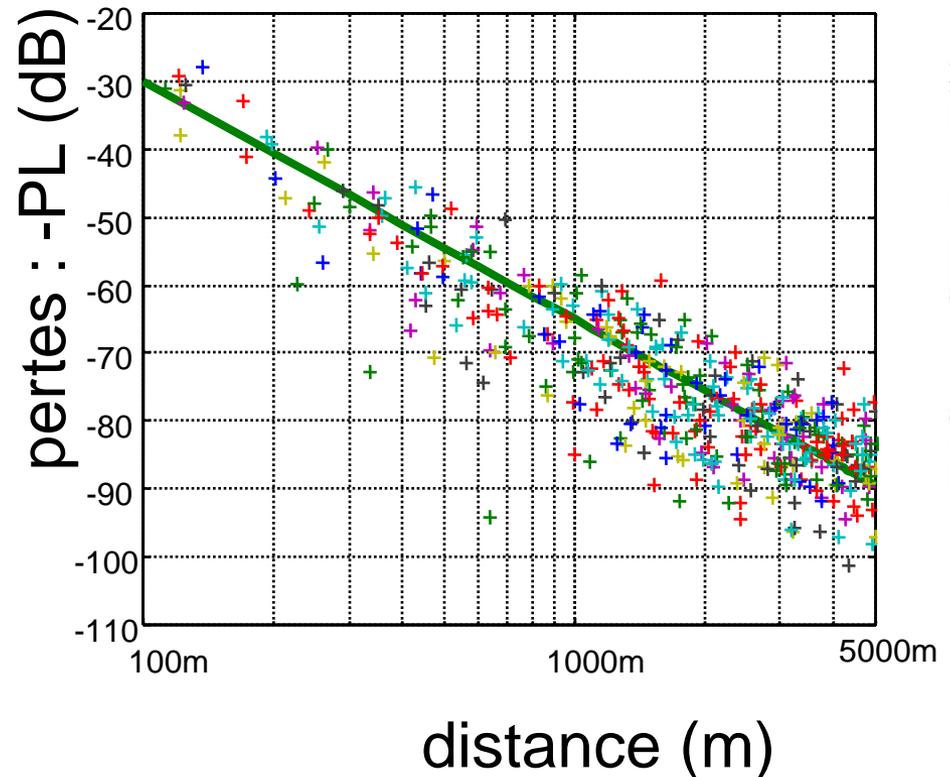
- 1) **Paramétrage** : Choisir des paramètres significatifs : fréquence, polarisation, distance → les paramètres du modèle
- 2) **Mesures terrain** : Acquérir une batterie de mesures : Parcourir une ville et faire des relevés pour différents paramétrages (positions, distance, fréquence, ...)
- 3) **Analyse** : Analyser les données au regard des paramètres choisis : analyse statistique, ..
- 4) **Interpoler** : Proposer un modèle qui minimise l'erreur de prédiction
- 5) **Prédire** : utiliser ces modèles pour prédire le signal radio en tout point de l'espace à couvrir





- Propriétés
 - assez peu précis et faible adaptation au terrain.
 - Valable «statistiquement». Ecart-type???
 - nécessite des campagnes de mesures coûteuses et longues.
 - Utilisé uniquement pour une phase de dimensionnement
 - Peut être associé à une approche déterministe (type lancer de rayon)
 - la qualité du résultat dépend de la définition des 'bons paramètres' et des 'bonnes mesures'.

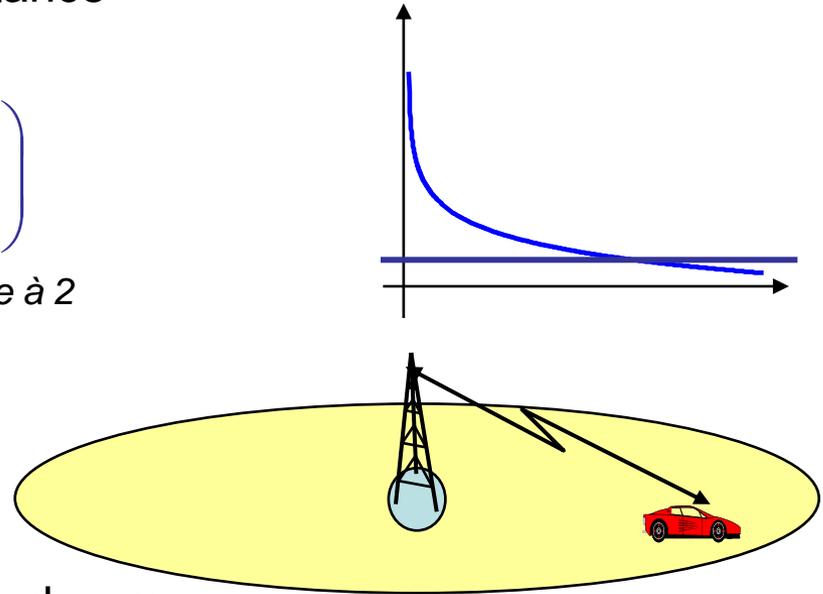
exemple de modèle empirique PL(d) :
 $PL(d)=35\log(d)-40$



- La formule de Friis a conduit à un modèle d'affaiblissement qui dépend de la distance (et de la fréquence).

$$P_{dBm}(d) = P_{dBm}(d_0) - 20 \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right)$$

(rem : on pourrait prendre comme référence le modèle à 2 pentes avec effet de sol)



- Pour tenir compte des pertes par obstacle, on peut généraliser à:

$$P_{dBm}(d) = P_{dBm}(d_0) - 10 \cdot n \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right)$$



- modèle du COST 231 (Hata)
 - fréquences radio (150MHz-1920MHz) extrapol. à 3GHz.
 - Distances de 1km à 100km
 - modèle de Hata (1990)
- *Modèle d'Okumura-Hata (Okumura-Hata model)*
 - fréquences radio (150MHz-1500 MHz)
 - zones urbaines ($d > 1$ km)
 - basée sur les mesures d'Okumura, nouvelle formule empirique

• Description

1) paramètres choisis :
fréquence, distance, hauteurs

2) Mesures :
Choix d'un environnement (urbain, ...), relevés terrain

3) Proposition d'un modèle

$$L_{50} = A(f, h_t) + B(h_t) \cdot \log d + C(f, h_r)$$

4) Identification des paramètres

$$L_{50}(\text{urban}) = 69.55 + 26.16 \cdot \log f_c - 13.82 \cdot \log h_t$$

$$- a(h_r) + (44.9 - 6.55 \log h_t) \cdot \log d$$

$$L_{50}(\text{suburban}) = L_{50}(\text{urban}) - 2 \cdot [\log(f_c / 28)]^2 - 5.4$$

$$L_{50}(\text{rural}) = L_{50}(\text{urban}) - 4.78 \cdot [\log f_c]^2 - 18.33 \cdot \log f_c - 40.98$$



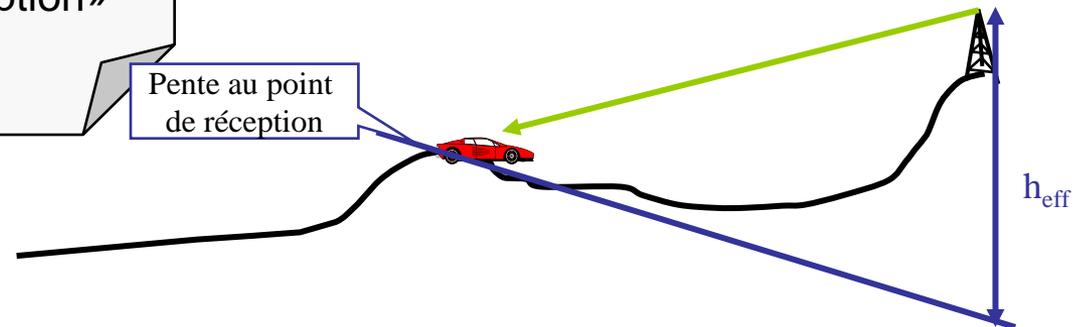
- **Modèle de Hata**
extension pour les villes petites à moyennes au-delà de 1500MHz
tentative d'extrapolation à des villes autre que japonaises.
- **Modèle de Lee (1993)**
approche basée sur l'extension du problème de réflexion au sol
dédié au déploiement GSM
basé sur la «pente au point de réception»

- **Hata : Nouveau modèle, nouvelle identification des paramètres**

$$L_{50} = 46.3 + 33.9 \cdot \log_{10} f_c - 13.82 \cdot \log_{10} h_{te} - a(h_{re}) + (44.9 - 6.55 \log_{10} h_{te}) \cdot \log_{10} d + C_M$$

$C_M = 0\text{dB}$; petites et moyennes villes
 $= 3\text{dB}$; centres métropolitains

- **Lee : modèle très différent**



$$L_{50} = 10n \log d - 20 \log(h_t^{eff}) - P_0 - 10 \log(h_r) + 29$$

avec (n, P_0) dépendent du milieu

5-2. Modèles déterministes

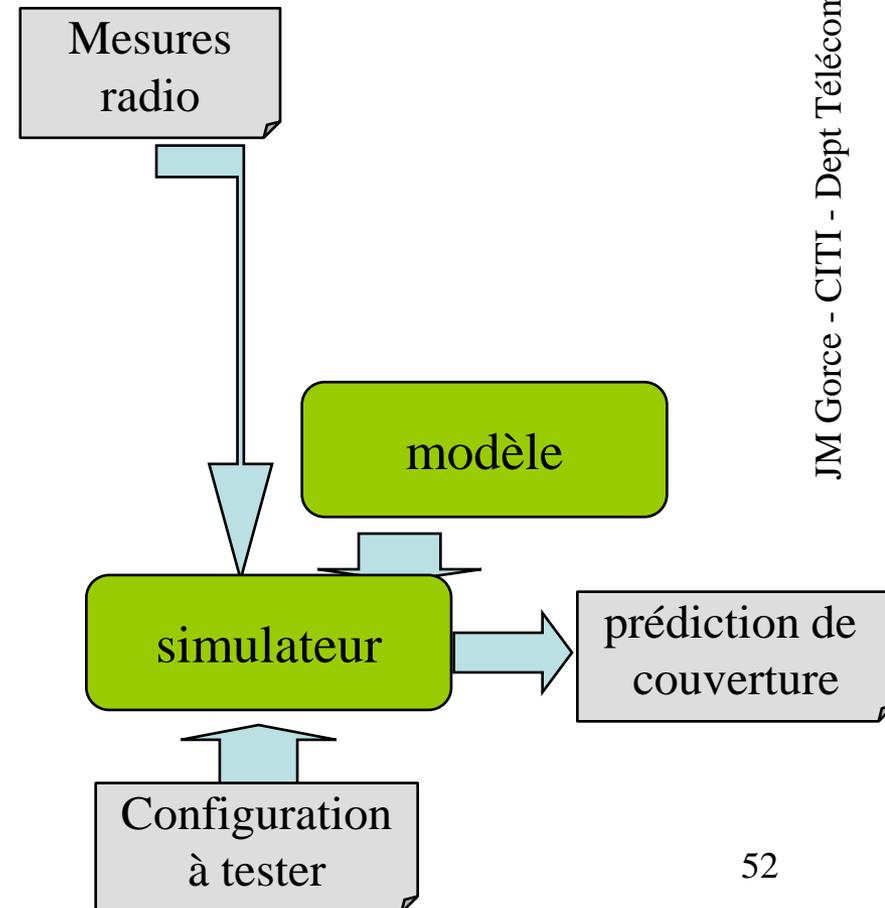
- Principe général

Partir des équations de propagation

- En proposer une formulation simplifiée (1D, 2D, 3D), adaptée au problème traité.
- Eventuellement, calibrer à partir de quelques mesures

Plan de travail

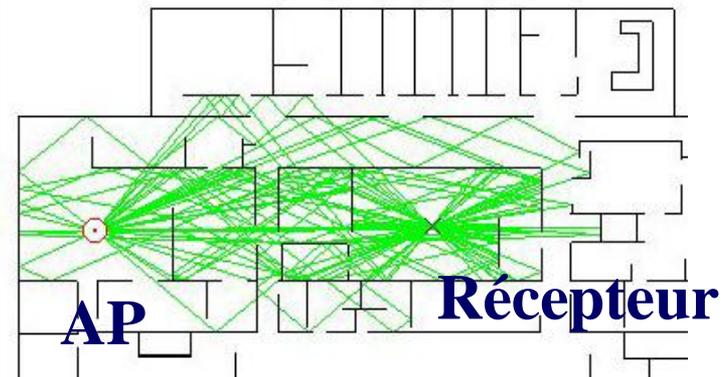
- 1) **Modèle** : Choisir un modèle théorique (attention au temps de calcul)
- 2) **Mesures terrain** : quelques mesures pour identifier/caractériser l'environnement
- 3) **Calibration** : adapter la méthode pour coller aux mesures
- 4) **Prédire** : utiliser ces modèles pour prédire le signal radio en tout point de l'espace à couvrir





- Propriétés
 - La qualité de prédiction dépend de la justesse des hypothèses faites.
 - Plus on veut être précis, plus la charge de calcul augmente.
 - Il existe une quasi infinité de possibilités. Des éléments finis au semi-déterminisme.

- Approche la plus classique : le lancer de rayon



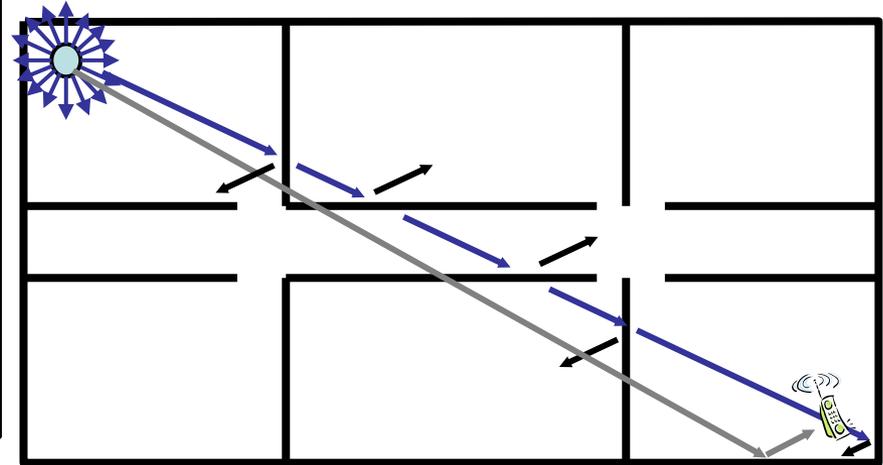
- C'est une approche basée sur l'optique géométrique (vision)
Chaque obstacle est un 'miroir' :
1 onde transmise, 1 onde réfléchie



lancer de rayon pour Indoor/urbain

- principe :
 - Tracé/lancé de rayons entre l'émetteur et le récepteur
- méthode
 - lancer de rayon 1D.
 - Sommation de 3 types de chemins

Modèle multi-rayons

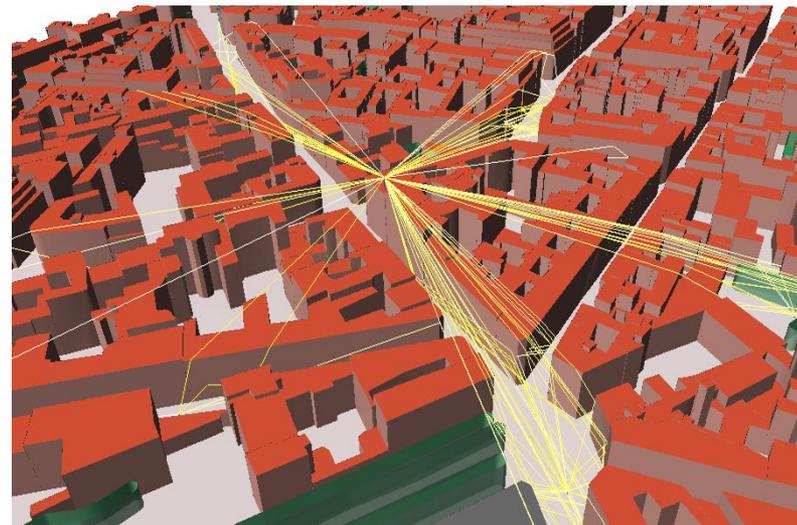


SIRADEL

Urban 3D model

propriétés

- connaître la répartition des immeubles/obstacles
- Peut être en 2D, 2,5D, 3D, ...
- Utilisé pour :
 - Urbain micro-cells (un quartier, ...)
 - Indoor, zones confinées





Approche par éléments finis

- principe :
 - Discrétisation de l'espace
 - Réécriture des équations de Maxwell sous forme numérique
- méthode
 - Propagation pas à pas en respectant les équations de Maxwell (discrétisées).
 - Moteur itératif, étude pas à pas

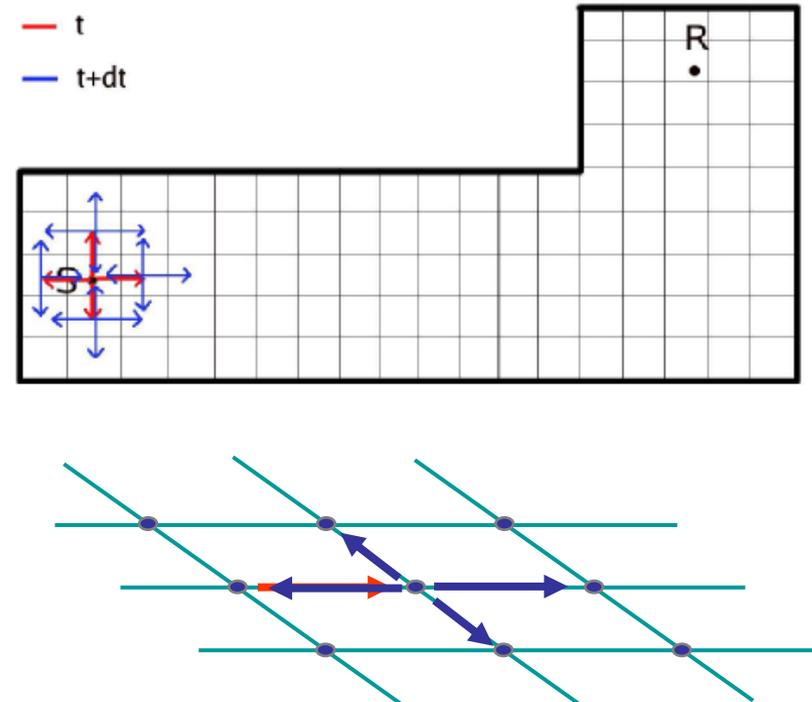
propriétés

- connaître la répartition des obstacles, murs, ...
- Discrétisation très fine
- Très coûteux en temps, surtout en 3D.



Description de WILDE

Modèle d'affaiblissement

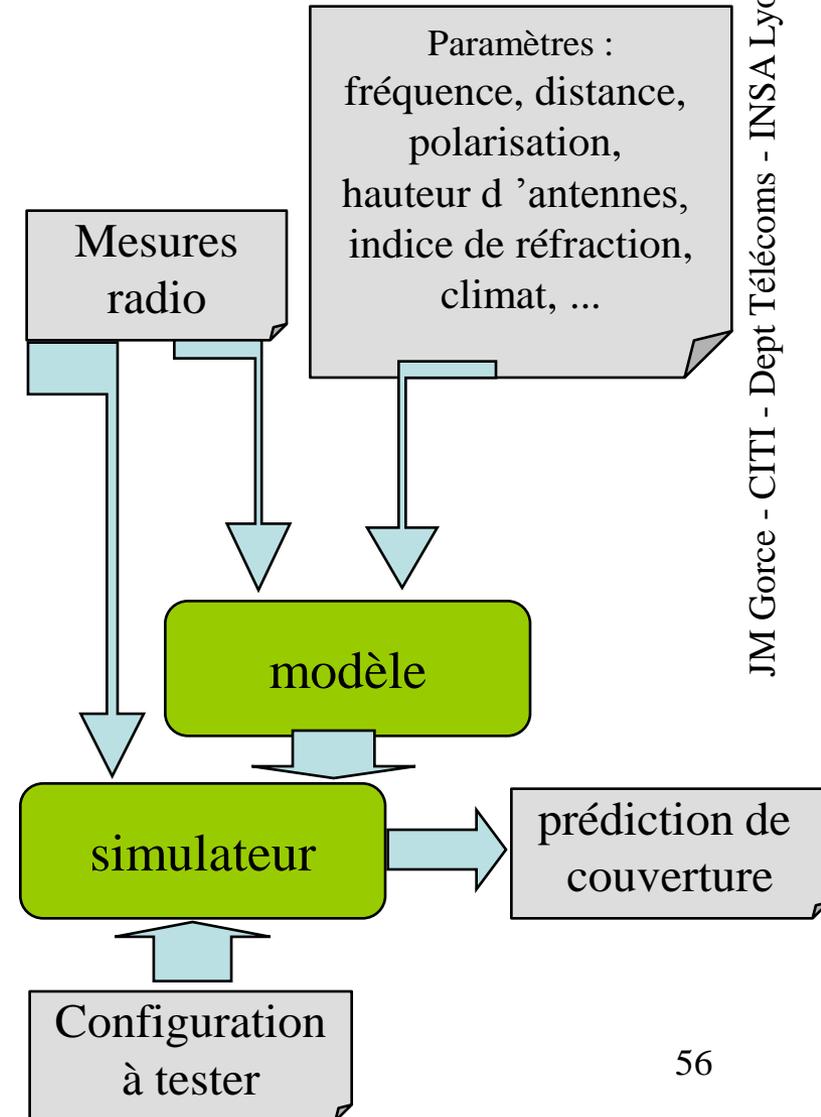


5-3. Modèles semi-déterministes

- Principe général
Partir d'un modèle déterministe et simplifier le problème par l'introduction de termes empiriques

Ou

- Partir d'un modèle empirique et introduire du déterminisme par un modèle plus théorique





modèle de Walfisch et Bertoni (1988--93)

- principe :
 - tracé de profil (entre émetteur/ récepteur) 'path profile' adapté aux centres-villes.
- méthode
 - lancer de rayon 1D.
 - Sommation de 3 types de chemins

propriétés

- connaître la répartition des immeubles
- connaître quelques propriétés des matériaux
- lancer de rayon 1D
- avantage majeur
 - adapté à la spécificité du milieu urbain
- inconvénient
 - pas de chemins latéraux...
 - doit être adapté statistiquement...en fonction de mesures

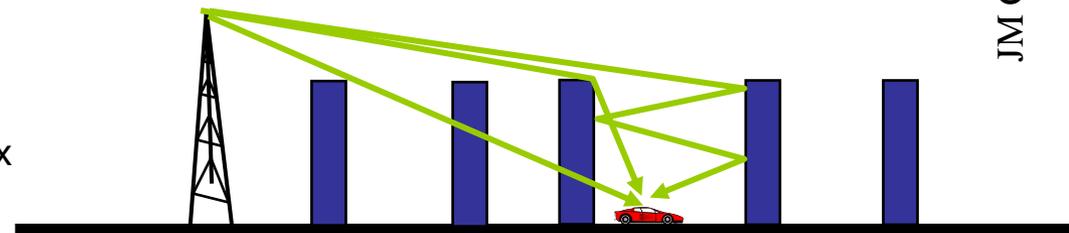
Modèle d'affaiblissement

$$PL = L_0 + L_{rts} + L_{ms}$$

affaiblissement
en espace libre

affaiblissement
«rooftop to street»

affaiblissement
«multiscreen»



<http://www.cambridgebroadband.com/papers/PIMRC01.pdf>

<http://www.ee.bilkent.edu.tr/~microwave/programs/wireless/prop/WalfischBertoni.htm>



multi-wall model (MWM)

- principe :
 - tracé de profil (entre émetteur/ récepteur) sur un plan 2D/3D
- méthode
 - lancer un rayon principal
 - Calculer un affaiblissement en fonction des murs traversés

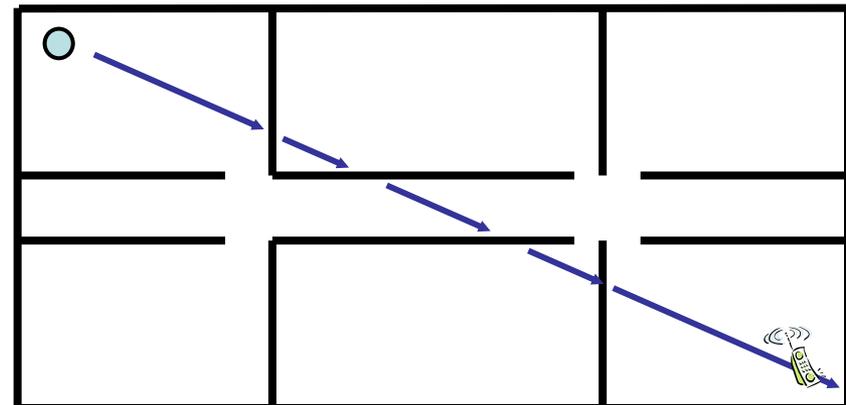
propriétés

- connaître la position des murs
- connaître quelques propriétés des matériaux
- lancer de rayon 1D
- avantage majeur
 - adapté à la spécificité du milieu urbain
- inconvénient
 - pas de chemins latéraux...
 - doit être adapté statistiquement...en fonction de mesures

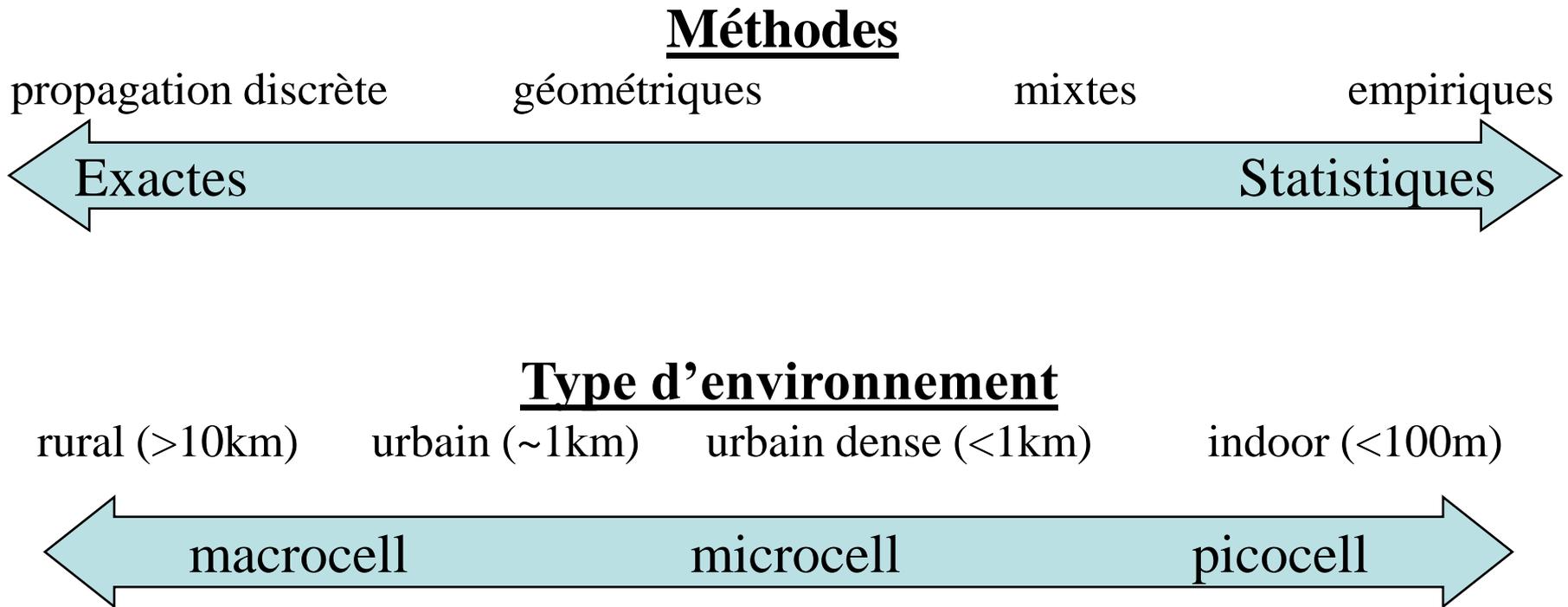
Modèle d'affaiblissement

$$PL = L_0 + \sum_i \alpha_i$$

↑
affaiblissement
par transmission
pour chaque mur



- Petite synthèse sur les modèles de propagation



Utilisation des différentes méthodes

		Statistique (ex :Okumura- Hata)	Profil (ex : Durkin)	Ray- tracing 2D	Ray- tracing 3D	Propag discrète
Milieu rural	plat	++	-	-	n.a.	n.a.
	accidenté	-	++	-	+	n.a.
Milieu urbain	macrocells	++	++	+	+	-
	microcells	-	-	+	++	++
Indoor	picocells	-	-	++	++	++

- Outils de planification

- Atoll (Forsk)

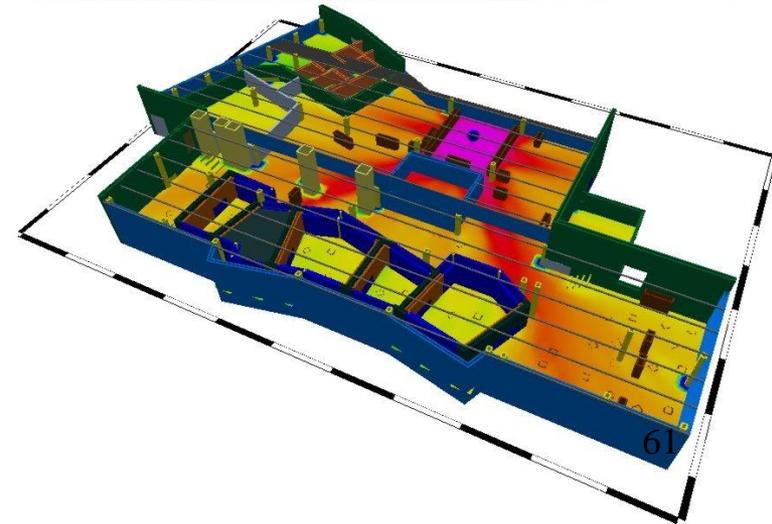
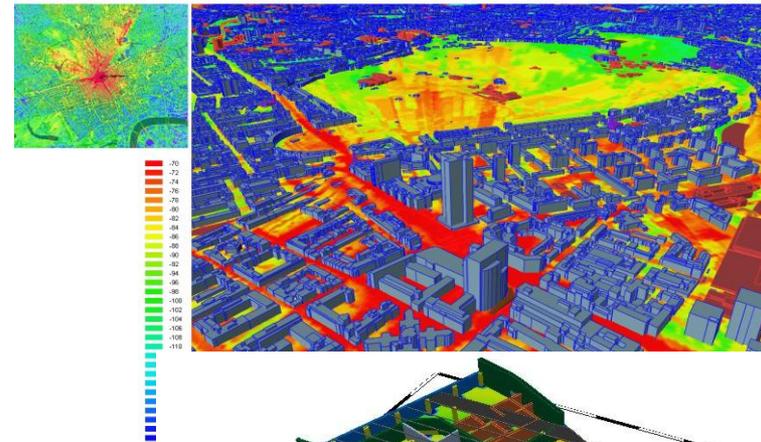
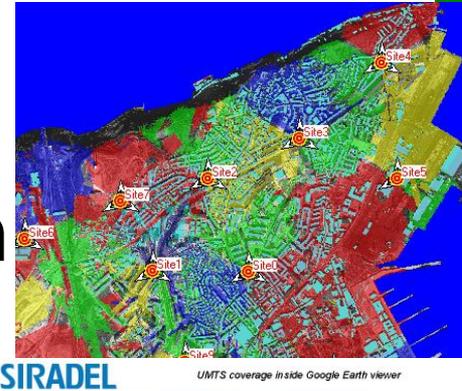
- <http://www.forsk.com>

- Volcano (Siradel)

- <http://www.siradel.com>

- Winprop (AWE com)

- <http://www.awe-communications.com/>



- Effets de sol
 - En LOS : à partir d'une certaine distance, il faut prendre en compte la superposition de l'onde de sol qui augmente l'affaiblissement.
 - La diffraction peut se modéliser sous la forme de coefficients de perte complémentaires calculés de façon récursive. On utilise l'ellipsoïde de Fresnel.
- Effets de masque
 - Les effets de masque sont liées à la présence d'obstacles.
 - Ils se modélisent par une composante déterministe (modèle empirique obtenu par identification) et une composante aléatoire (en général une loi log-normale).
 - Pour en tenir compte dans le dimensionnement radio, on introduit la notion de probabilité de coupure (outage).
- Modèles de propagation
 - Pour simuler/modéliser ces phénomènes, on peut utiliser des modèles empiriques, déterministes ou semi-déterministes.