



BE Dimensionnement d'interface radio pour réseau cellulaire

-

Planification radio

-

Dimensionnement de réseau cellulaire WCDMA

4^{ème} année IR

Alexandre Boyer

www.alexandre-boyer.fr

Sommaire

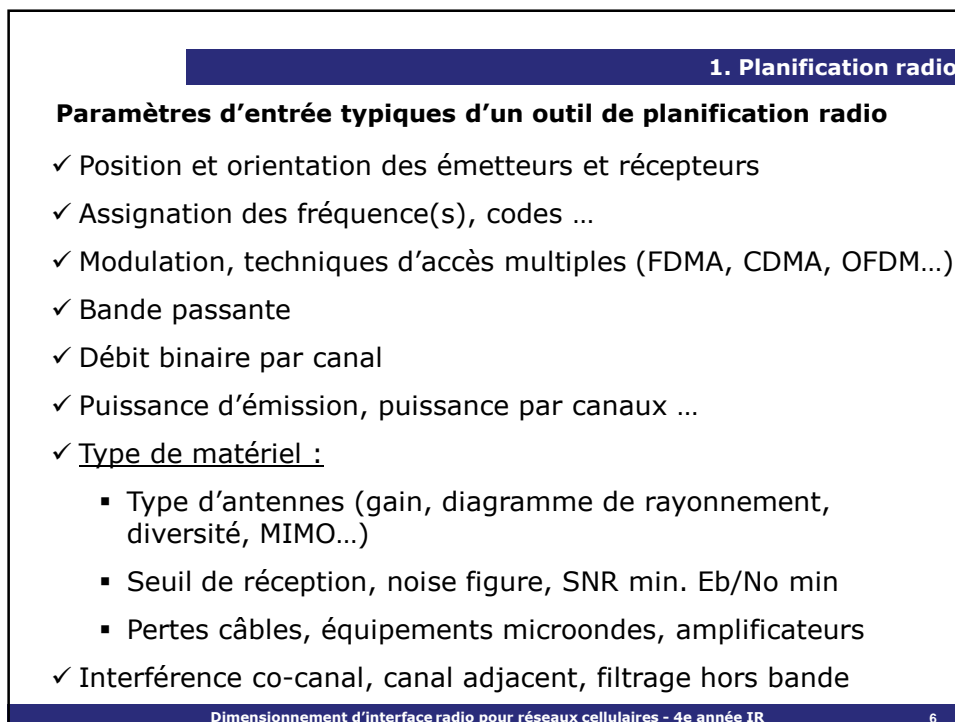
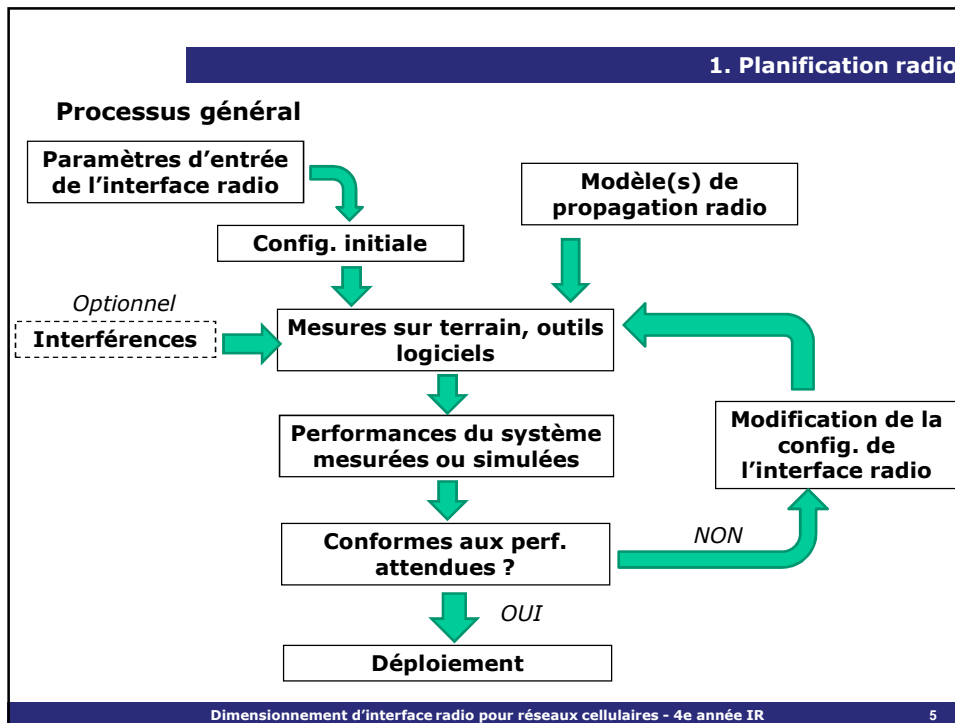
1. Planification radio
2. Modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques
3. Exemple : Dimensionnement et planification du sous système radio UMTS
4. Quelques éléments sur l'interface radio WCDMA
5. WCDMA - Procédures associées à la couche physique
6. Annexes

1. Planification radio

1. Planification radio

Définition

- ✓ On appelle planification radio l'étape visant à estimer les équipements nécessaires et les configurations de l'interface radio (couche physique), permettant d'atteindre les performances attendues en terme de couverture ou de débit par exemple.
- ✓ Elle concerne le déploiement ou l'évolution de réseaux téléphoniques cellulaires, de télédiffusion, de radiodiffusion, de boucles radio locales, les réseaux d'accès locaux, les liaisons point à point ...
- ✓ Elle est basée sur une expérience empirique, sur des outils de simulation et/ou sur des mesures sur terrain.
- ✓ Le trafic et la qualité de service d'un réseau radio étant dépendante du rapport signal à bruit (SNR), un outil de planification radio vise à estimer le SNR de chaque récepteur à partir d'un modèle de propagation radio. Couplé avec une « couche algorithmique », les performances en terme de trafic peuvent être prédites.



1. Planification radio

Paramètres de sortie d'un outil de planification radio

- ✓ Estimation de la couverture radio (champ électrique incident, puissance reçue en fonction de la distance)
- ✓ Qualité de service (rapport signal à bruit)
- ✓ Trafic (débit ou throughput, nombre d'utilisateurs)
- ✓ « Time of flight »
- ✓ Risques d'interférences intrasystèmes (ex : entre cellules d'un réseaux cellulaires) et intersystèmes (ex : 4G et DVB-T)
- ✓ Gestion de la mobilité (ex: handovers)
- ✓ Conformité aux normes d'exposition du public au rayonnement électromagnétique

2. Modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Problématique

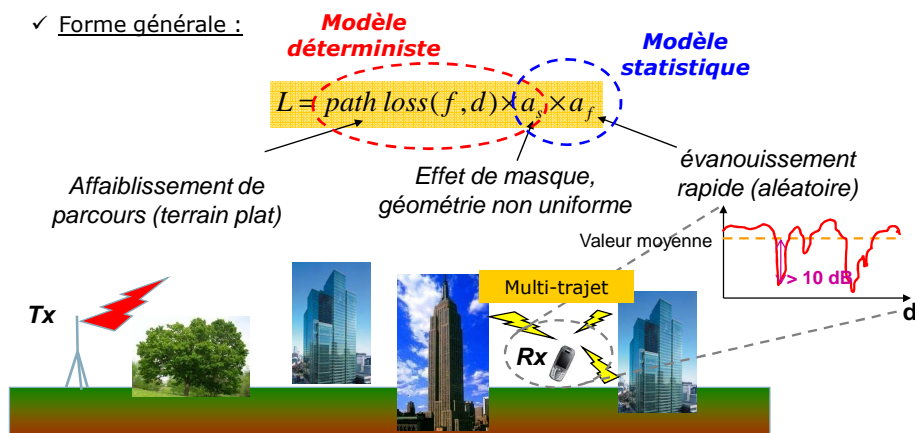
- ✓ A quoi sert un modèle de propagation ?
 - Estimer la portée d'un émetteur radio
 - Déterminer la qualité du signal reçu en fonction de la distance et de l'environnement
 - Calculer le niveau d'interférence lorsque plusieurs émetteurs co-existent
 - Déterminer et configurer les équipements nécessaires pour assurer une couverture radio, une capacité et une qualité de service suffisante.
- ✓ Un modèle de propagation permet de déterminer la perte de propagation L , qui relie la puissance reçue P_R et la puissance émise P_E , à partir de la fréquence, de la distance, des hauteurs h_E et h_R des émetteurs et des récepteurs et des caractéristiques de l'environnement de propagation (absorption des matériaux, prise en compte d'obstacles...).

$$P_R = P_E - L(f, d, h_E, h_R, \text{environnement})$$

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Pertes de propagation – modèle général

- ✓ En se propageant, la puissance d'une onde électromagnétique diminue. Cette atténuation est appelée **Perte de Propagation L**.
- ✓ Dans la plupart des cas, celui-ci est difficile à déterminer avec précision, en raison de la complexité des environnements de propagation terrestre et des effets physiques.
- ✓ Forme générale :



23. Modélisation de la propagation des ondes EM

Pertes de propagation en espace libre – Formule de Friis

- ✓ Soit un antenne de gain G_e excitée par une puissance électrique P_e générant une onde sphérique dans un milieu homogène, isotrope, libre de tout obstacle, la puissance rayonnée P_{ray} par celle-ci décroît avec le carré de la distance r :

$$P_{ray} = \frac{P_e G_e}{4\pi r^2}$$

- ✓ La **formule de Friis** donne la puissance électrique reçue par une antenne de gain G_r .

$$P_r = \frac{P_e G_e G_r}{\left(4\pi \frac{d}{\lambda}\right)^2} = \frac{P_e G_e G_r}{\left(\frac{4\pi}{c} \times d \times f\right)^2}$$

- ✓ La transmission en espace libre conduit à un affaiblissement géométrique dépendant uniquement de la fréquence et de la distance

Free space Path Loss (ITU-R P.525-2): $L_0(d, f) = \left(\frac{4\pi}{c} \times d \times f\right)^2$

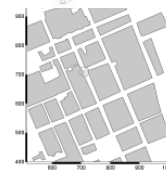
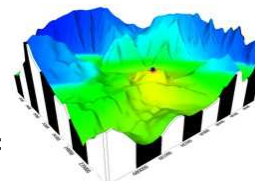


$$L_0(dB) = 32.4 + 20 \cdot \log(d(km)) + 20 \cdot \log(f(MHz))$$

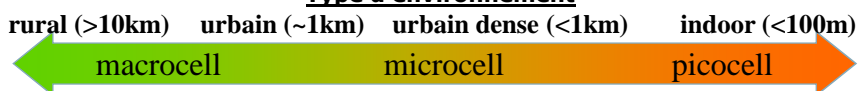
2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Classification des environnements terrestres

- ✓ La relation de Friis s'applique rarement dans un environnement réel (non prise en compte de l'effet des obstacles et la non stationnarité des canaux)
- ✓ Besoin de modèles précis dépendant de l'environnement.:
 - **Propagation en milieu rural (macrocellules)** : zone quasi ouverte, large, réflexion sur le sol, présence de montagnes, forêts, lacs, mers. Dimension > 10 km
 - **Propagation en milieu urbain (micro et picocellules)** : réflexions, diffractions multiples, obstacles de géométries complexes et dimensions variables, multitrajets, modification des plans de polarisation, canal fortement non stationnaire. Dimension : quelques centaines de mètres à plusieurs kilomètres.
 - **Propagation en milieu indoor** : même caractéristiques que le milieu urbain, pénétration à travers des murs, dimension limitée à quelques dizaines de mètres.



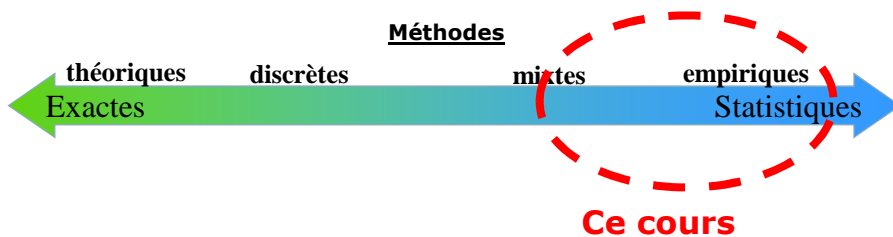
Type d'environnement



2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Classification des modèles de propagation des ondes EM

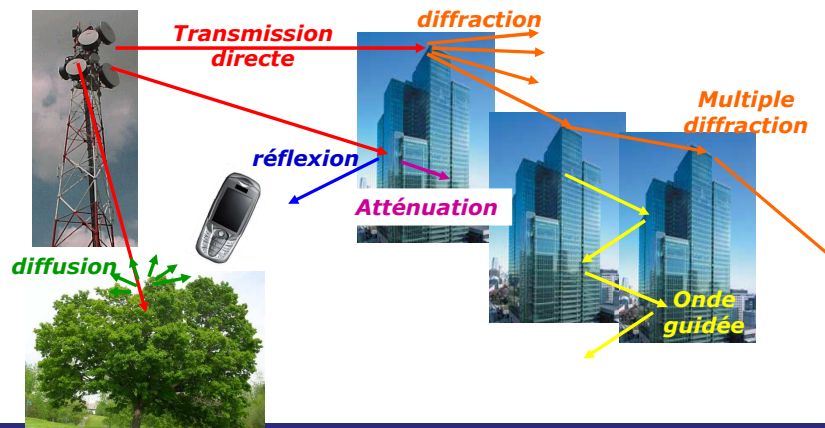
- ✓ Le canal radioélectrique est difficile à modéliser du fait de la complexité des phénomènes agissant sur le signal au cours du temps.
- ✓ De plus, du fait de la dépendance du comportement du signal avec l'environnement dans lequel il se propage, il n'existe pas de modèle de canal unique.
- ✓ Ci-dessous, une classification des méthodes de modélisation en fonction de leur complexité et de leur précision.



2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modes de propagation dans un environnement terrestre

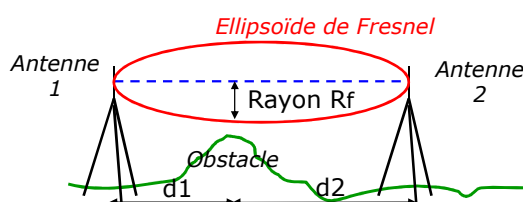
- ✓ L'hypothèse d'une propagation en espace libre est trop idéaliste dans un environnement terrestre..
- ✓ Le signal reçu est une combinaison de 4 modes de bases.
- ✓ Il a généralement effectué de nombreux trajets avant d'arriver au récepteur (**phénomènes de propagation multi trajets ou multi-path**)



2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Condition pour une propagation en visibilité directe (line of sight)

- ✓ Deux antennes sont dites en visibilité directe si elle respecte la **règle du dégagement du premier ellipsoïde**.
- ✓ Aucun obstacle ne doit se trouver à l'intérieur de cette ellipse, sinon une partie de l'onde risque d'être diffractée, atténuée ou bloquée par l'obstacle.
- ✓ Soit R_f le rayon du premier ellipsoïde de Fresnel, à une distance d_1 de l'antenne 1



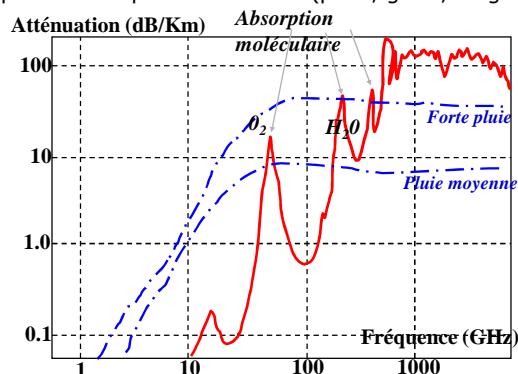
$$R_f = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

- ✓ Soit 2 antennes séparées de 1 km, avec un obstacle à mi-chemin. A 2 GHz, le dégagement nécessaire autour de la ligne de visée pour assurer la condition de visibilité directe est de 6m.

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Absorption atmosphérique

- ✓ Lors de milieux matériels, l'onde électromagnétique voit son énergie absorbée et transformée sous une autre forme. Seule l'amplitude du signal est modifiée.
- ✓ L'absorption peut être due aux différents gaz présents dans l'atmosphère.
- ✓ L'atténuation varie avec la fréquence. Elle est accentuée à hautes fréquences. La bande UHF est très peu affectée par les problèmes d'absorption atmosphérique.
- ✓ Influence des particules liquides et solides (pluie, grêle, neige)



2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Absorption par les végétaux

- ✓ La présence d'arbres et de leurs feuilles conduit à une atténuation importante.
- ✓ Celle-ci dépend de la saison, de la hauteur des antennes vis-à-vis des arbres, de la fréquence. L'atténuation est variable en fonction du vent.
- ✓ Atténuation typique à 2 GHz:
 - 10 – 20 dB d'atténuation pour un arbre en fonction de la saison
 - 0.7 – 1 dB/m en fonction de la saison

- ✓ Atténuation provoquée par un arbre :

$$L_{Veg}(dB) = 12.01 + 7.46 \log(f_{GHz})$$

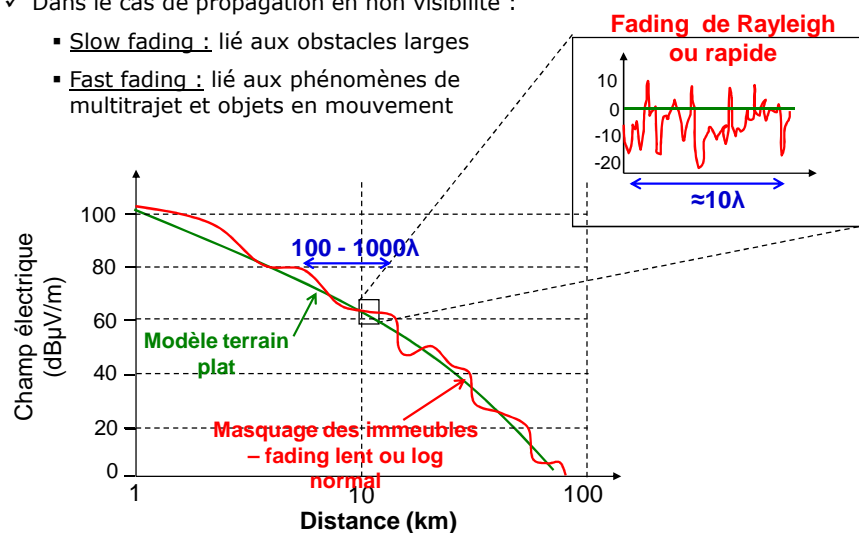
- ✓ Atténuation par mètre :

$$L_{Veg}(dB/m) = 0.54 + 1.4 \log(f_{GHz})$$

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Slow/fast fading

- ✓ Dans le cas de propagation en non visibilité :
 - **Slow fading** : lié aux obstacles larges
 - **Fast fading** : lié aux phénomènes de multitrajet et objets en mouvement



2. Modélisation de la propagation des ondes EM

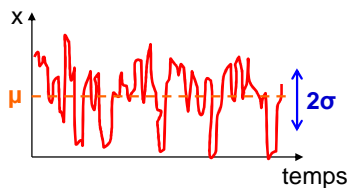
Slow/fast fading

- ✓ Comment prendre en compte dans un bilan de liaison des grandeurs aléatoires ?
- ✓ Caractérisation de ces effets par une loi statistique gaussienne ou log-normale:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right)$$



Marge à ajouter dans le bilan de liaison



✓ Quelques chiffres :

- Fast fading : $\sigma = 5 - 7$ dB
- Slow fading : $\sigma = 5 - 12$ dB

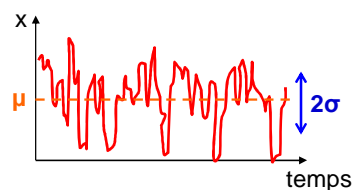
2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Slow/fast fading

- ✓ Comment prendre en compte dans un bilan de liaison des grandeurs aléatoires ?
- ✓ Le fading rapide suit une loi de Rayleigh, dont la distribution statistique est :

$$p_R(x) = \frac{x}{\sigma_R^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_R^2}\right)$$

$$\text{avec } \sigma_R = 5.57 - 7.5 \text{ dB}$$



- ✓ Le fading lent suit une loi log-normale :

$$p_{LN}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{LN}^2}} \exp\left(-\frac{10^{(x-\beta)^2}}{2\sigma_{LN}^2}\right)$$

$$\text{avec } \sigma_{LN} = 5 - 12 \text{ dB}$$

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

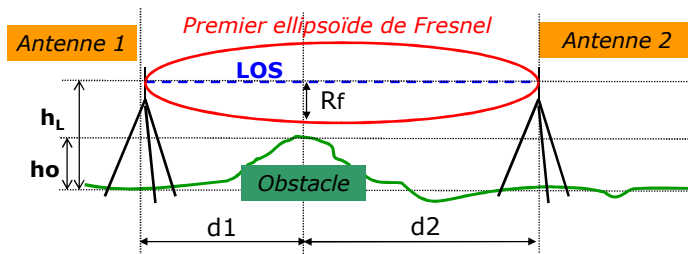
Slow/fast fading

- ✓ Il est possible de cumuler les 2 effets aléatoires et de les modéliser par une loi gaussienne
- ✓ La connaissance de la valeur moyenne μ et l'écart type σ permet de connaître la plage de variation la plus probable du signal.
- ✓ La planification cellulaire nécessite de prendre en compte ces incertitudes. Celles-ci peuvent être compensées sous la forme de **marges**, permettant de s'assurer que même dans une situation de forte atténuation, le mobile ne se trouve pas hors de la zone de couverture prévue.
- ✓ Exemple : Fast fading margin pour prendre en compte l'atténuation rapide, et Log-normal fading margin pour prendre en compte l'atténuation lente.

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Diffraction – Modèle de terrain ITU

- ✓ Il s'agit d'un modèle de propagation théorique qui donne la perte de propagation moyenne lorsqu'un obstacle obstrue la ligne de visibilité directe.
- ✓ Il est basé sur la théorie de la diffraction. Valide quelque soit le terrain, la distance et la fréquence.
- ✓ On considère une obstruction de la ligne de visibilité directe (LOS) autour du milieu de la liaison.



h_o : hauteur de l'obstacle (m)
 h_L : hauteur de la ligne LOS (m)
 h : différence de hauteur (m)

$$h = h_L - h_o$$

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Diffraction – Modèle de terrain ITU

- ✓ L'atténuation supplémentaire L_{diff} liée à la présence de l'obstacle se calcule :

$$L_{diff} (dB) = 10 - 20 \frac{h}{R_f}$$

Avec :

$$R_f (m) = 17.3 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f(d_1 + d_2)}}$$

d1, d2, Rf en km

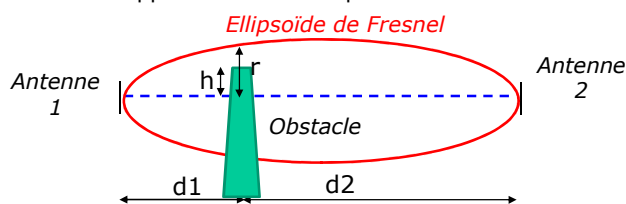
f: Fréquence en GHz

- ✓ La valeur de L_{diff} est valide uniquement si elle est supérieure à 6 dB.

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Diffraction - Modèle Deygout 94

- ✓ Soit une propagation en non-visibilité directe. On considère que le sommet des obstacles se comportent comme des arêtes d'épaisseur faible (« knife-edge obstacle »).
- ✓ L'effet des obstacles peut se simplifier à une diffraction par chacune des arêtes du bâtiment. Approximation de la perte liée à la diffraction :



$$L_{diff} = 6.9 - 20 \log \left(0.1 - v + \sqrt{1 + (v - 0.1)^2} \right)$$

$$v = \sqrt{2} \frac{h}{r}$$

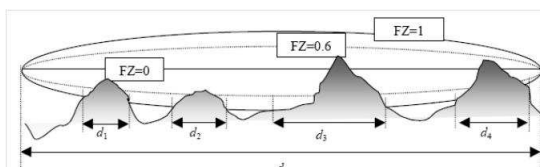
$$r = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Diffraction - Atténuation par trajets multiples (Subpath attenuation)

- ✓ Les modèles de diffraction font des estimation trop optimistes de la perte de propagation.
- ✓ Ajout d'un terme de correction lié aux trajets multiples des « rayons » sous la ligne de visibilité (subpath).
- ✓ Modèle de Deygout :

$$L_{SP} = L_{gr} \cdot \rho \cdot FZ$$



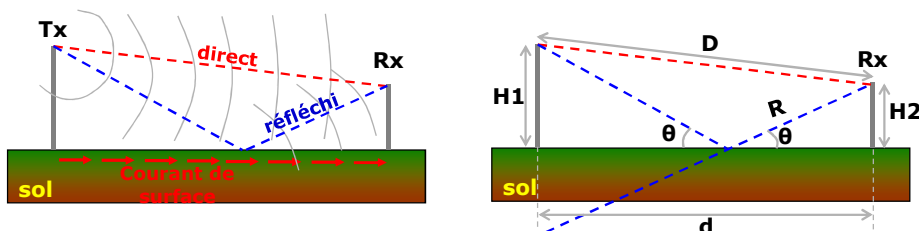
ICS Telecom - "Propagation Radio dans ICS Telecom", 2010

- Ground reflection : $L_{GR} = 20\log(75000d) - 20\log(\pi h_1 h_2 f)$
- Proportion du trajet total au dessus du premier ellipsoïde de Fresnel:
$$\rho = \frac{\sum_i d_i}{d}$$
- Coefficient de réduction de l'ellipsoïde de Fresnel FZ (0 = il ne reste que la ligne de visée directe, 1 = ellipsoïde non obstruée)

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Espace ouvert avec sol conducteur – modèle à deux rayons

- ✓ A relation de Friis ne permet pas de prendre ne compte l'effet du sol à l'origine d'une réflexion.
- ✓ Le modèle à 2 rayons a été développé pour analyser des liaisons entre 2 antennes dans un espace ouvert et calculer les sensibilités des antennes (calibration, caractérisation d'une antenne).



$$L_P = \frac{P_{Rx}}{P_{Tx}} \approx \left| \frac{e^{-j\beta D}}{2\beta D} \times (G_{Tx} + G_{Rx} \times (\Gamma + (1-\Gamma)A) e^{-j\phi}) \right|^2$$

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Espace ouvert avec sol conducteur – modèle à deux rayons

- ✓ G_{Tx}, G_{Rx} : terme tenant compte du diagramme de rayonnement des antennes Tx et Rx le long des rayons direct et réfléchi
- ✓ Γ : coefficient de réflexion du sol
- ✓ A : contribution des ondes de surface
- ✓ Φ : déphasage du rayon réfléchi par rapport au rayon direct.
- ✓ β : constante de phase

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta = \arctan\left(\frac{H_1 + H_2}{d}\right) \\ D = \sqrt{d^2 + (H_1 - H_2)^2} \\ R = \sqrt{d^2 + (H_1 + H_2)^2} \end{array} \right. \longrightarrow \phi = \beta \times (R - D)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c}, c = 3.10^8 \text{ m/s dans l'air}$$

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Espace ouvert avec sol conducteur – modèle à deux rayons

- ✓ Calcul du coefficient de réflexion : il dépend de l'angle d'incidence et des propriétés électriques du sol :

$$\Gamma(\theta) = \frac{\sin \theta - X}{\sin \theta + X}$$

➤ Pour une polarisation verticale : $X = \frac{\sqrt{\epsilon_g - \cos^2 \theta}}{\epsilon_g}$

➤ Pour une polarisation horizontale : $X = \sqrt{\epsilon_g - \cos^2 \theta}$

➤ Constante diélectrique du sol : $\epsilon_g = \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\epsilon_0 2\pi f}$

- Avec :
- ϵ_r : constante diélectrique du sol (entre 3 et 25 suivant l'humidité du sol)
 - $\epsilon_0 = 8.85 \text{ e-12}$
 - σ : conductivité du sol (entre 0.0001 et 0.005 S/m suivant l'humidité du sol)

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Espace ouvert avec sol conducteur – modèle à deux rayons

Table 3.1: Relative permittivities for various materials.

Material	ϵ_r (Fm ⁻¹)	σ ($\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$)	Comments
Vacuum	1		By definition
Air	1.00054		Usually approximated to 1.0
Glass	3.8-8		Varies with glass types
Wood	1.5-2.1		
Drywall	2.8		
Polystyrene	2.4-2.7		
Dry brick	4		
Concrete	4.5		Varies 4-6
Limestone	7.5	0.03	
Marble	11.6		
Fresh water	80.2	0.01	
Sea water	80.2	5	
Snow	1.3		
Ice	3.2		
Ground	15 (7-30)	0.005 (0.001-0.03)	Varies with type and humidity

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Espace ouvert avec sol conducteur – modèle à deux rayons

- ✓ La contribution des ondes de surface dépend de la fréquence, des paramètres électriques du sol, de la polarisation et de l'angle d'incidence.

$$A = \frac{-I}{1 + j\beta d(X + \sin \theta)^2}$$

- ✓ Approximation d'un rayon rasant :

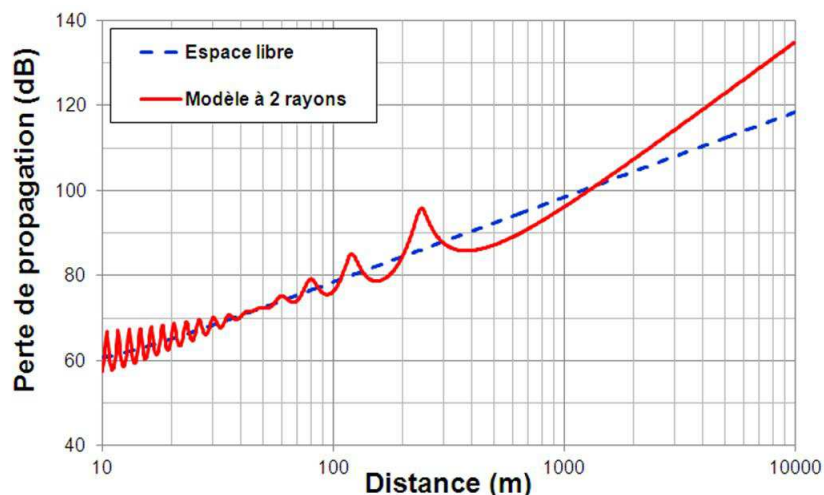
- θ petit et $d \approx D$
- $\Gamma \approx -1$
- $A \approx -1/(j\beta dX)^2$

$$L_p \approx \left| \frac{H_1 H_2}{d^2} + \frac{I}{d^2} \right|^2$$

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Espace ouvert avec sol conducteur – modèle à deux rayons

- ✓ $F = 2000$ MHz, $H_{Tx} = 10$ m, $H_{Rx} = 1.8$ m, $G_{Tx} = G_{Rx} = 0$ dBi, $\epsilon_r = 15$, $\sigma = 0.005$ S/m



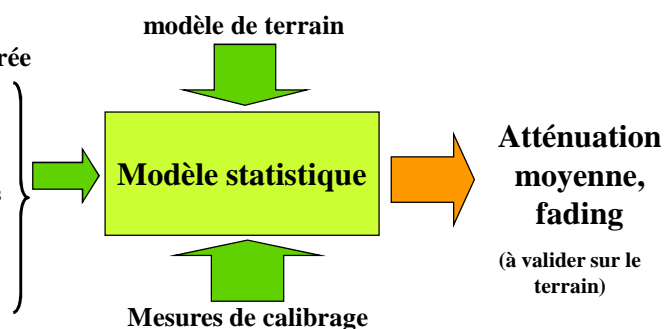
2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèles empiriques

- ✓ Principe d'utilisation :

Paramètres d'entrée

- fréquence
- distance
- polarisation
- hauteur d'antennes
- conductivité du sol
- climat
- ...



- ✓ Avantages : ces méthodes prennent en compte tous les phénomènes de propagation, les calculs sont très rapides.
- ✓ Inconvénients: les résultats sont fortement liés aux environnements dans lesquels les mesures ont été effectuées. Le modèle doit être calibré par rapport à l'environnement étudié.

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèles empiriques classiques

- ✓ Les modèles empiriques ont l'avantage d'être simple et de faiblement dépendre des caractéristiques d'un site. C'est pourquoi ils sont couramment employés pour les communications cellulaires pour une première estimation de la perte de propagation.
- ✓ Attention aux limites de validité des modèles empiriques (plage de fréquence, hauteur, distance, type d'environnement ...)
- ✓ Forme générale du modèle empirique :

$$L(dB) = L_0 + 10n \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right)$$

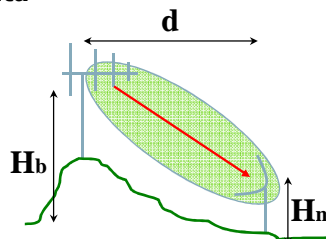
Avec :

- **L₀ (dB) : la perte de propagation moyenne à une distance de référence d₀**
- **d₀ (m) : distance de référence**
- **d (m) : distance de calcul**
- **n : exposant de la perte de propagation (n=2 en espace libre, n>2 dans un environnement terrestre. Ce coefficient est généralement extrait par régression linéaire à partir de mesures sur terrain.**

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique macro-cell Okumura-Hata

- ✓ **Modèle adapté au réseau cellulaire en environnement rural ou urbain.**
- ✓ Soit 2 antennes surélevées en visibilité directe. Les phénomènes de masquage et de réflexion ne sont pas pris en compte.
- ✓ La formule est basée sur la perte de propagation en espace libre entre 2 points corrigées par un facteur de correction.



➤ Quatre paramètres d'entrée :

- **f : fréquence (en MHz) entre 150 et 1500 MHz**
- **d : distance en km entre émetteur et récepteur, de 1 à 20 km**
- **H_b : hauteur en m de l'émetteur, de 30 à 300 m**
- **H_m : hauteur en m du récepteur, de 1 à 20m**

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique macro-cell Okumura-Hata

✓ Modèle Okumura-Hata (100 – 1500 MHz) :

$$L_u(dB) = 69.55 + 26.16 \log(f) - 13.82 \log(H_b) - A(H_m) + (44.9 - 6.55 \log(H_b)) \times \log(d)$$

➤ Le facteur de correction est de :

$$\begin{cases} A(H_m) = (1.1 \log(f) - 0.7) \times H_m - (1.56 \log(f) - 0.8) & \text{ville de petite et moyenne taille} \\ A(H_m) = 8.29 (\log(1.54 H_m))^2 - 1.1 & \text{ville de grande taille, } f < 200 \text{ MHz} \\ A(H_m) = 3.2 (\log(11.75 H_m))^2 - 4.97 & \text{ville de grande taille, } f > 200 \text{ MHz} \end{cases}$$

➤ Pour les zones suburbaines :

$$L_{su}(dB) = L_u - 2 \times \left(\log\left(\frac{f}{28}\right) \right)^2 - 5.4$$

➤ Pour les zones rurales très dégagées :

$$L_r(dB) = L_u - 4.78 \times (\log(f))^2 + 18.33 \times (\log(f)) - 40.94$$

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique COST231-Hata

✓ Réutilisations du modèle Okumura-Hata pour les réseaux cellulaires 2G et 3G (900 / 1800 MHz)

✓ Modèle CCIR (maintenant ITU-R) pour les macrocellules en ville :

$$L_u(dB) = 69.55 + 26.16 \log(f) - 13.82 \log(H_b) - A(H_m) + (44.9 - 6.55 \log(H_b)) \times \log(d) - B$$

Avec :

$$A(H_m) = (1.1 \log(f) - 0.7) \times H_m - (1.56 \log(f) - 0.8)$$

B est un facteur de correction prenant en compte le pourcentage de surface couvert par les bâtiments. Il est exprimé en %.

$$B = 30 - 25 \cdot \log(\text{Building_Area } \%)$$

- Stations de base au-dessus du niveau des toits
- **f** : fréquence (en MHz) entre 150 et 1500 MHz
- **d** : distance en km entre émetteur et récepteur, de 1 à 20 km
- **H_b** : hauteur en m de l'émetteur, de 30 à 200 m
- **H_m** : hauteur en m du récepteur, de 1 à 10m

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique COST231-Hata - Extension

✓ Extension du Modèle COST231-Hata (1500 – 2000/2100 MHz) :

$$L_u(dB) = 46.3 + 33.9 \log(f) - 13.82 \log(H_b) - A(H_m) + C_M + (44.9 - 6.55 \log(H_b)) \times \log(d)$$

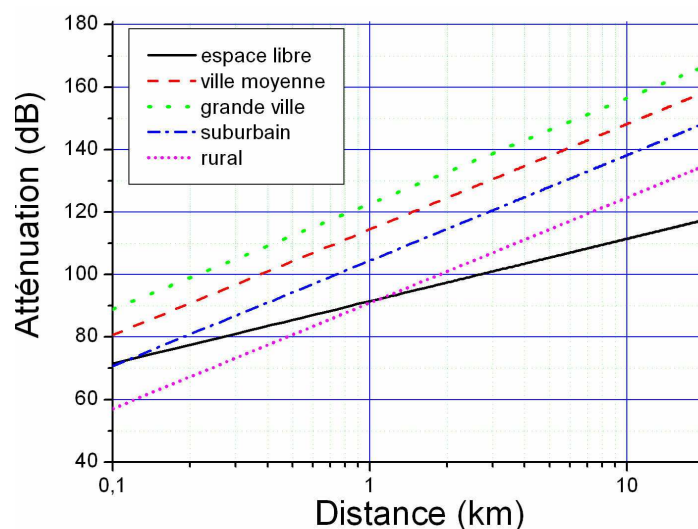
- ✓ $A(H_m)$: voir slide précédente
- ✓ Petites et moyennes villes : $C_M = 0$ dB
- ✓ Grandes villes : $C_M = 3$ dB

- Stations de base au-dessus du niveau des toits
- f : fréquence (en MHz) entre 150 et 1500 MHz
- d : distance en km entre émetteur et récepteur, de 1 à 20 km
- H_b : hauteur en m de l'émetteur, de 30 à 200 m
- H_m : hauteur en m du récepteur, de 1 à 10m

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique macro-cell Okumura-Hata – COST231-Hata

✓ $F = 900$ MHz, $H_b = 50$ m, $H_m = 5$ m :



2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique ERCEG (adopté par le groupe IEEE 802.16)

- ✓ Okumura-Hata n'est valide que pour des hauteurs d'antenne > 30 m et limité en fréquence.
- ✓ Pour une fréquence comprise entre 800 et 3700 MHz et une hauteur de mobile < 2 m :

$$L = A + 10\gamma \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + s, d > d_0$$

- ✓ A : pertes de propagation en espace libre
 - ✓ d : distance en km (compris entre 0.1 et 8 km)
 - ✓ d0 : distance de référence (0.1 km)
 - ✓ S : pertes de masquage (8 - 11 dB)
- $$\gamma = \left(a - bH_b + \frac{c}{H_b} \right), 80 \text{ m} > H_b > 10 \text{ m}$$

	Type A (montagneux et forte densité d'arbre)	Type B (montagneux et faible densité d'arbre, ou plat et forte densité d'arbre)	Type C (plat et faible densité d'arbre)
a	4.6	4	3.6
b	0.0075	0.0065	0.005
c	12.6	17.1	20

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique ERCEG (adopté par le groupe IEEE 802.16)

- ✓ Prise en compte de la variabilité :

$$\gamma = \left(a - bH_b + \frac{c}{H_b} \right) + x\sigma_\gamma \qquad s = y \cdot \sigma$$

$$\sigma = \mu_\sigma + z \cdot \sigma_\sigma$$

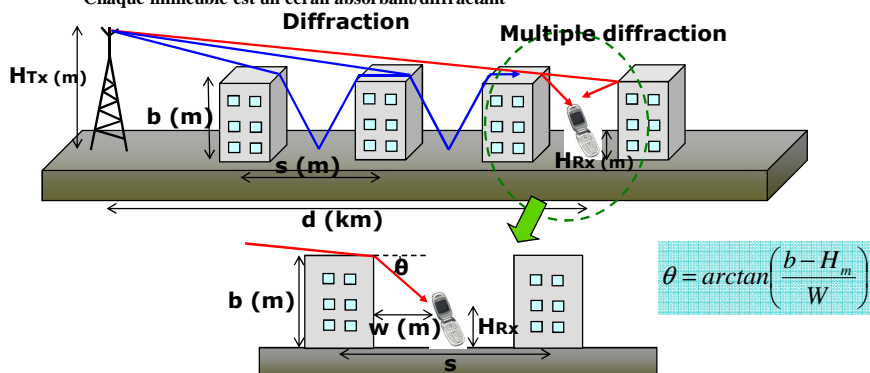
Avec x, y, z des variables aléatoires gaussiennes centrée sur 0 et d'écart type 1 N(0;1)

	Type A (montagneux et forte densité d'arbre)	Type B (montagneux et faible densité d'arbre, ou plat et forte densité d'arbre)	Type C (plat et faible densité d'arbre)
σ_γ	0.57	0.75	0.59
μ_σ	10.6	9.6	8.2
σ_σ	2.3	3	1.6

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique macro/micro cell Walfish-Bertoni

- Limite du modèle Okumura-Hata lorsque les antennes sont placées sous les toits en environnement urbain.
- On considère
 - Un milieu urbain homogène (généralisation géométrique)
 - L'antenne Tx peut être en dessus ou en dessous des toits
 - L'antenne Rx est entre 2 bâtiments et n'est pas en visibilité directe de Tx
 - Chaque immeuble est un écran absorbant/diffractant



Dimensionnement d'interface radio pour réseaux cellulaires - 4e année IR

41

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique macro/micro cell Walfish-Bertoni

- Amplitude moyenne du signal :

$$L = -L_0 - L_{E1} - L_{E2} - 18 \log \left(\frac{17H_{Tx} + d^2}{17H_{Tx}} \right)$$

- L_0 : perte de propagation en espace libre

$$L_0 (dB) = 32.4 + 20 \cdot \log(d(km)) + 20 \cdot \log(f(MHz))$$

- L_{E1} : terme lié aux pertes dues à la diffraction sur les toits

$$L_{E1} = -10 \log \left(\frac{G_{Rx}(\theta)}{\pi\beta(b - H_{Rx})^2 + W^2} \times \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi + \theta} \right)^2 \right)$$

- L_{E2} : terme lié à l'absorption de l'onde par les bâtiments

$$L_{E2} = -10 \log(G_{Tx} Q^2)$$

Si Tx au dessus des bâtiments ($H_{Tx} > b$)

$$Q = \frac{s}{\sqrt{2\pi\beta\sqrt{(b - H_{Rx})^2 + s^2}}} \left(\frac{1}{\arctan\left(\frac{b - H_{Tx}}{s}\right)} - \frac{1}{2\pi + \arctan\left(\frac{b - H_{Tx}}{s}\right)} \right)$$

Si Tx en dessous des bâtiments ($H_{Tx} < b$)

$$Q = 2.35 \left(\arctan\left(\frac{H_{Tx}}{1000d}\right) \sqrt{\frac{s}{\lambda}} \right)^{0.9}$$

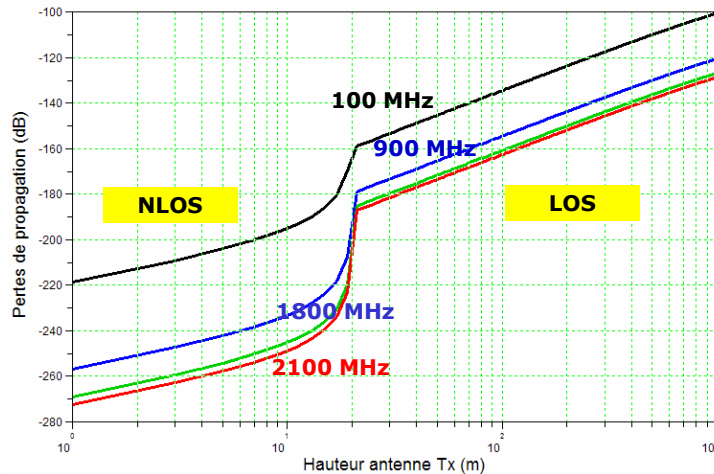
Dimensionnement d'interface radio pour réseaux cellulaires - 4e année IR

42

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique macro/micro cell Walfish-Bertoni

✓ $d = 1$ km, $H_{Rx} = 2$ m, $b = 20$ m, $s = 40$ m, $w = 20$ m, $GT_x = 9$ dBi, $GR_x = 0$ dBi

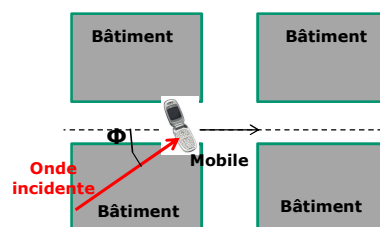


2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique macro/micro cell COST231 Walfish-Ikegami

- Fusion des modèles de Walfish et d'Ikegami par le groupe de travail COST231, en vue d'un modèle de propagation pour environnement urbain avec antennes sous les toits.
- Ce modèle prend en compte les propriétés de diffraction et de réflexion par les bâtiments, ce qui lui permet d'offrir une bonne précision. Seul l'effet de guide d'onde par des bâtiments rapprochés n'est pas pris en compte.
- Il est adapté au macro, micro et picocell (il est valable à partir de 20 m). Il est adapté au cas LOS et NLOS.
- Il prend en compte les hauteurs et séparations moyennes des bâtiments, ainsi que les largeurs moyennes des rues, ce qui en fait un modèle statistique.
- Variables du modèle :

W : largeur moyenne des rues (m)
H_{roof} : hauteur moyenne des toits (m)
S : séparation moyenne entre les bâtiments (m)
H_b : hauteur de la station de base (m), compris entre 4 et 50 m
H_m : hauteur du mobile (m), compris entre 1 et 3 m
F : fréquence (MHz), compris entre 800 MHz et 2 GHz
d : distance station de base – mobile (km), compris entre 0.02 et 5 km
Φ : orientation de la route par rapport à ligne de visibilité directe (degré)



2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique macro/micro cell COST231 Walfish-Ikegami

✓ Cas LOS :

$$L_{LOS}(dB) = 42.6 + 26 \cdot \log(d) + 20 \cdot \log(f)$$

✓ Cas NLOS :

$$L_{NLOS}(dB) = L_0 + \max(0, L_{rts} + L_{msd})$$

Avec :

- **L₀ : perte de propagation en espace libre**
- **L_{rts} : facteur de correction lié aux rayons diffractés et à la diffusés par les bâtiments se dirigeant vers les rues**
- **L_{msd} : facteur de correction lié aux multiples diffractions par les alignements de bâtiments.**

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique macro/micro cell COST231 Walfish-Ikegami

$$L_{rts} = -16.9 - 10 \cdot \log(w) + 10 \cdot \log(f) + 20 \cdot \log(\Delta H_m) + L_{ori}$$

Avec :

- **ΔH_m : différence de hauteur toit - mobile $\Delta H_m = H_{roof} - H_m$**
- **L_{ori} : terme de correction liée à l'orientation ($\Phi = 0^\circ$ est le meilleur cas)**

$$L_{ori} = \begin{cases} -10 + 0.354\phi, & 0^\circ \leq \phi < 35^\circ \\ 2.5 + 0.075(\phi - 35), & 35^\circ \leq \phi < 55^\circ \\ 4 - 0.114(\phi - 55), & 55^\circ \leq \phi < 90^\circ \end{cases}$$

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique macro/micro cell COST231 Walfish-Ikegami

$$L_{msd} = L_{bsh} + K_a + K_d \log(d) + K_f \log(f) - 9 \log(s)$$

Avec :

- ΔH_b : différence de hauteur station de base- toit (m) $\Delta H_b = H_b - H_{roof}$

$$L_{bsh} = \begin{cases} -18 \cdot \log(1 + \Delta H_b), & H_b > H_{roof} \\ 0, & H_b \leq H_{roof} \end{cases} \quad K_d = \begin{cases} 18, & H_b > H_{roof} \\ 18 - 15 \frac{\Delta H_b}{H_{roof}}, & H_b \leq H_{roof} \end{cases}$$

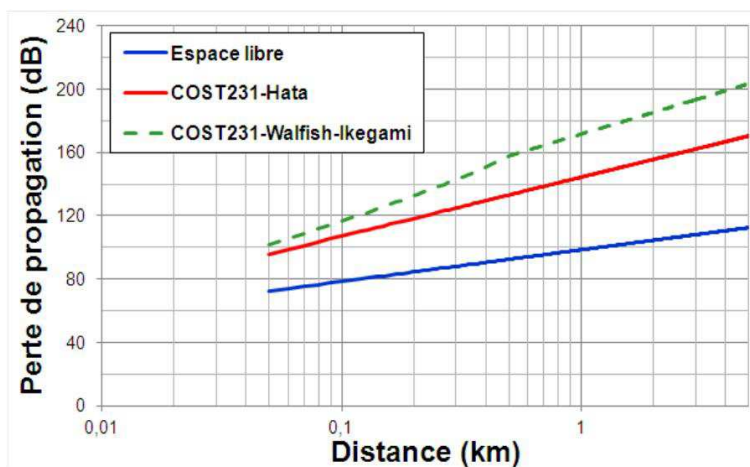
$$K_a = \begin{cases} 54, & H_b > H_{roof} \\ 54 - 0.8 \times \Delta H_b, & H_b \leq H_{roof} \text{ et } d \geq 0.5 \text{ km} \\ 54 - 0.8 \times \Delta H_b \times 2d, & H_b \leq H_{roof} \text{ et } d < 0.5 \text{ km} \end{cases}$$

$$K_f = \begin{cases} -4 + 0.7 \left(\frac{f}{925} - 1 \right), & \text{Ville moy, banlieue avec densité moy d'arbre} \\ -4 + 1.5 \left(\frac{f}{925} - 1 \right), & \text{centre ville dense} \end{cases}$$

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique macro/micro cell COST231 Walfish-Ikegami

- ✓ Grande ville, $F = 2000$ MHz, $H_b = 15$ m, $H_m = 1.8$ m, $H_{roof} = 30$ m, $w = 10$ m, $s = 15$ m



2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle pour micro-cellules – COST231 Walfish-Ikegami

- ✓ En milieu urbain, lorsque l'antenne de la station de base est situé sous le niveau des toits et que les puissances d'émission sont faibles, la zone couverte est appelée microcellule.
- ✓ Si le mobile est en visibilité directe, le trajet direct est prépondérant devant les diffractions et les réflexions.
- ✓ Pour $d > 0.02$ km et 800 MHz $< f < 2$ GHz :

$$L = 42.6 + 20 \times \log(f(\text{MHz})) + 26 \times \log(d(\text{km}))$$

- ✓ Si le mobile n'est pas dans la même rue, comme celle-ci joue le rôle de guide d'onde, on peut simplement retrancher 20 dB à chaque coin de rue.

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèles empiriques pour le LTE (4G) - 3GPP TR 36.942 version 8.2.0

- ✓ Modèle pour macrocellules 4G (de 800 MHz à 2.6 GHz)
- ✓ Modèle pour environnement urbain et suburbain. La hauteur des bâtiments est uniforme.

$$L_u(\text{dB}) = 40(1 - 0.004H_b) \log(d) - 18 \log(H_b) + 21 \log(f) + 80 + S$$

- **f** : fréquence (en MHz)
 - **d** : distance en km entre émetteur et récepteur, quelques centaines de mètres à plusieurs kms. Faible précision du modèle à petite distance.
 - **H_b** : hauteur en m de l'émetteur, de 0 à 50 m
- ✓ S correspond à la variabilité par les pertes de masquage (log-normally distributed shadowing). Une valeur de 10 dB est suggérée.

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèles empiriques pour le LTE (4G) - 3GPP TR 36.942 version 8.2.0

- ✓ Modèle pour environnement rural.

$$L_n(\text{dB}) = 69.55 + 26.16 \log(f) - 13.82 \log(H_b) + (44.9 - 6.55 \log(H_b)) \log(d) - 4.78 (\log(f))^2 + 18.33 \log(f) - 40.94 + S$$

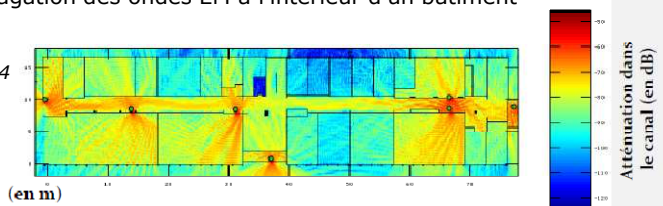
- **f** : fréquence (en MHz)
 - **d** : distance en km entre émetteur et récepteur, quelques centaines de mètres à plusieurs kms. Faible précision du modèle à petite distance.
 - **H_b** : hauteur en m de l'émetteur, de 0 à 50 m
- ✓ S correspond à la variabilité par les pertes de masquage (log-normally distributed shadowing). Une valeur de 10 dB est suggérée.

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle indoor

- ✓ La modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques à l'intérieur de bâtiment est difficile en raison de :
 - Forte atténuation par les murs, cloisons, plancher...
 - Présence importante d'obstacles (meublier) et de personnes en mouvement → modes de propagation complexes
 - Propagation guidée par les couloirs
- ✓ Deux problématiques associées aux modèles empiriques indoor :
 - Prévoir la pénétration des ondes EM dans un bâtiment (modèle outdoor to indoor)
 - Prévoir la propagation des ondes EM à l'intérieur d'un bâtiment

Couverture radio indoor à 434 MHz
Rez de chaussée du DGEI
(C. Crémoux)



2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle indoor - Absorption dans les matériaux de construction

- ✓ La traversée de matériaux non conducteurs conduit à une atténuation d'une onde électromagnétique.
- ✓ Les coefficients d'atténuation (en dB) dépendent de la nature du matériau, de l'épaisseur des matériaux et de la fréquence.
- ✓ Atténuations typiques de matériaux de construction (1800 MHz):

Plaque de bois ou placo-plâtre	3 dB
Vitre	2 dB
Béton poreux	6.5 dB
Vitre renforcée	8 dB
Cloison de 10 cm de béton	9.5 dB
Mur de béton épais (25 cm)	13 dB
Mur de béton épais (25 cm) + grande vitre	11 dB
Mur de béton épais (> 20 cm)	15 dB
Dalle	23 dB
Mur métallique	30 dB

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique indoor – One slope model

- ✓ Modèle très simple, où seule la distance d (m) entre l'émetteur et le récepteur entre en compte.
- ✓ Le résultat est fonction de 2 paramètres empiriques dépendant de l'environnement : l'atténuation à 1 m et l'exposant d'atténuation n :

$$L(dB) = L_{1m} + 10n \cdot \log(d)$$

Environnement	L1m (dB)	n
Dense - 1 étage	33.3	4
Dense - 2 étages	21.9	5.2
Dense - N étages	44.9	5.4
Ouvert	42.7	1.9
Couloir	39.2	1.4

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique indoor – Linear attenuation model

- ✓ Modèle très simple, où seule la distance d (m) entre l'émetteur et le récepteur entre en compte. On suppose une relation linéaire entre l'atténuation en dB et la distance.
- ✓ Le résultat est fonction d'un paramètre empirique dépendant de l'environnement : le coefficient d'atténuation α (dB/m) :

$$L(\text{dB}) = L_0 + \alpha \cdot d$$

- ✓ Données à 1.8 GHz :

Environnement	α (dB/m)
Dense – 1 étage	0.62
Dense – N étages	2.8
Ouvert	0.22

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique indoor – Multiwall model

- ✓ Ce modèle ajoute aux pertes en espace libre les pertes induites par la traversée des murs et des planchers par l'onde électromagnétique. Un trajet direct est considéré.

$$L(\text{dB}) = L_0 + L_C + \sum_{i=1}^{\text{wall types}} K_{Wi} L_{Wi} + K_f \left(\frac{K_f + 2}{K_f + 1} - f \right) L_f$$

Avec :

- L_C : constante de pertes (dB), extrait par régression linéaire des mesures sur terrain, proche de 0
- K_{Wi} : nombre de murs de type i pénétrés
- L_{Wi} : pertes associées à la traversée des murs de type i
- K_f : nombre de planchers traversés
- L_f : pertes associées à la traversée d'un plancher

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique indoor – Multiwall model

- ✓ En considérant les 2 types de murs suivants :
 - Type 1 - Mur fin : épaisseur < 10 cm, plastique, Plaque de bois ou placo-plâtre
 - Type 2 - Mur épais : épaisseur > 10 cm, brique, béton
- ✓ Données à 1.8 GHz :

Environnement	Lw1 (dB)	Lw2 (dB)	Lf (dB)	b
Dense	3.4	6.9	18.3	0.46
Ouvert	3.4	6.9	18.3	0.46
Couloir	3.4	6.9	18.3	0.46

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique indoor – Motley Keenan

- ✓ Ce modèle ajoute aux pertes en espace libre les pertes induites par la traversée des murs et des planchers par l'onde électromagnétique. Un trajet direct est considéré.
- ✓ Limites de ce type de modèle : spécifique à un site donné, pas de prise en compte des ouvertures (portes, fenêtres).

$$L(\text{dB}) = L_0 + N_{\text{wall}} L_{\text{wall}} + N_{\text{floor}} L_{\text{floor}}$$

Avec :

- **L₀ : pertes en espace libre**
- **N_{wall} : nombre de murs traversés**
- **L_{wall} : pertes (dB) par murs traversés. La perte dépend de la nature du matériau (10 – 20 dB)**
- **N_{floor} : nombre de planchers traversés**
- **L_{wall} : pertes (dB) par planchers traversés. La perte dépend de la nature du matériau (10 – 30 dB)**

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique indoor – modèle ITU-R indoor

- ✓ Environnement indoor uniquement, de 1 à 3 étages.
- ✓ Valide pour des distances $d > 1$ m et des fréquences comprises entre 900 et 5200 MHz.

$$L(dB) = 20 \log(f) + N \cdot \log(d) + L_f(n)$$

Avec :

- **f** : fréquence en MHz
- **d** : distance en m ($d > 1$ m)
- **N** : coefficient d'affaiblissement en fonction de la distance d
- **L_f** : coefficient d'affaiblissement dû à la pénétration inter-étage
- **n** : nombre d'étages entre l'émetteur et le récepteur, compris entre 1 et 3

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique indoor – modèle ITU-R indoor

- ✓ Coefficient d'affaiblissement N :

Bande de fréquence	Résidentiel	Bureau	Bâtiment commercial
900 MHz	–	33	20
1.2 – 1.3 GHz	–	32	22
1.8 – 2 GHz	28	30	22
4 GHz	–	28	22
5.2 GHz	–	31	–

- ✓ Coefficient d'affaiblissement dû à la pénétration inter-étage L_f :

Bande de fréquence	Résidentiel	Bureau	Bâtiment commercial
900 MHz	–	9 (1 étage) 19 (2 étages) 24 (3 étages)	9 (1 étage) 19 (2 étages) 24 (3 étages)
1.8 – 2 GHz	4n	15+4(n-1)	6+3(n-1)
5.2 GHz	–	16 (1 étage)	16 (1 étage)

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique pénétration outdoor-indoor – COST231

- ✓ La pénétration d'une onde électromagnétique dans un bâtiment dépend du type de bâtiment, de l'environnement alentour, de la fréquence, des matériaux, de l'angle d'incidence.
- ✓ Le modèle COST231 indoor considère un modèle line-of-sight avec une composante indoor :

$$L(dB) = 32.4 + 20 \log(f) + 20 \log(S + d) + L_{indoor}$$

Avec :

- **f** : fréquence en MHz
- **d** : distance parcourue en indoor, en m
- **S** : distance parcourue en outdoor, en m
- **L_{indoor}** : pertes supplémentaires en indoor
- **θ** : angle d'incidence

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique pénétration outdoor-indoor – COST231

$$L_{indoor}(dB) = L_e + L_{ge} (1 - \sin \theta)^2 + \max(L_1, L_2)$$

Avec :

- **L_e** : pertes de pénétration par le premier mur sous incidence normal
- **L_{ge}** : pertes additionnelles liées à l'angle d'incidence
- **L₁** : pertes supplémentaires liées à la traversée de murs dans le bâtiment.
- **L₂** : pertes supplémentaires liées à la traversée d'un couloir dans le bâtiment

$$L_{ge} (1 - \sin \theta)^2 \approx 0.55 L_{ge} \text{ si } L_{ge} \text{ est inconnu}$$

$$L_1 = N_{wall} L_{wall} \quad L_2 = \alpha (d - 2) (1 - \sin \theta)^2, \alpha \approx 0.6 \text{ dB/m}$$

Matériau	Fréquence	L _e	L _{ge}	L ₁
Bois	900 MHz	4	4	4
Béton + fenêtre	1.8 GHz	7	20	10
Résidentiel	2.5 GHz	6.2	10	3

2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle empirique pénétration outdoor-indoor – résidentiel

- ✓ Dans un environnement résidentiel, la perte de pénétration dans un bâtiment est de l'ordre de 10-15 dB, +/- 6 dB.
- ✓ Ces pertes sont plus importantes dans des environnements urbains en raison de la présence de béton armé dans les murs, de la présence de vitre athermique et de la présence éventuelle de hauts bâtiments aux alentours.
- ✓ La pénétration dans les véhicules s'accompagne d'une perte moyenne de 8 dB +/- 3 dB.

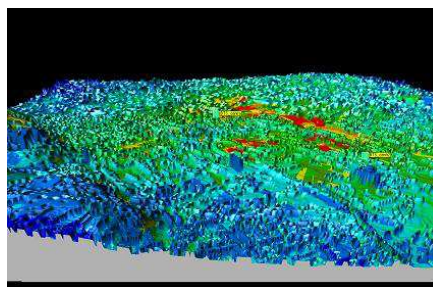
2. Modélisation de la propagation des ondes EM

Modèle numérique de terrain

- ✓ La prédiction précise de la couverture radio sur une zone donnée repose sur l'utilisation d'un modèle numérique de terrain, qui est la superposition de :
 - Un modèle topographique donnant l'altitude associé à chaque pixel de la carte
 - Un modèle d'occupation du sol (code clutter défini par l'ITU-R)
 - La localisation des bâtiments et leurs hauteurs (en zone urbaine)
 - Des images satellites, d'avion ou des cartes routières



Modèle numérique de Lille + code clutter
(rouge = toits, vert = forêt, gris = rural)



Modèle numérique 3D de Rangueil +
bâtiments + couverture radio

3. Exemple : Dimensionnement et planification du sous système radio UMTS

3. Exemple : Dimensionnement et planification du sous système radio UMTS

Planification radiocellulaire en UMTS

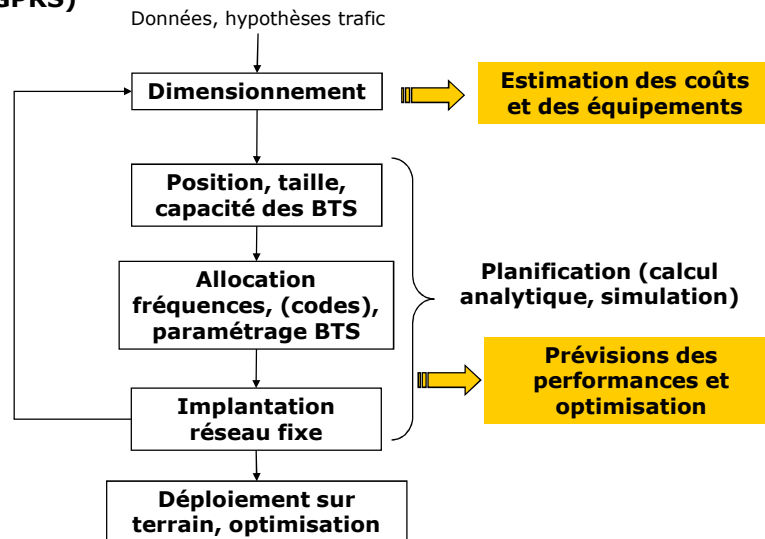
- ✓ Cette étape permet de faire la liaison entre les équipements du réseau et l'environnement à desservir, en fonction des objectifs de couverture, de capacité et de QoS.
- ✓ Objectifs : dimensionner les équipements, rechercher les sites d'installation, évaluer les performances du réseau, vérifier le respect des contraintes, et optimiser les configurations des équipements
- ✓ Basée sur les données du terrain à couvrir, utilisation de modèles de propagation et d'hypothèses de trafic.

- ✓ Partage des interférences en CDMA → système dont les performances sont limitées par les interférences.
- ✓ Planification radio d'un système UMTS : la capacité et la couverture radio son reliées.

- ✓ Liens montants et descendants non symétriques en terme de capacité.

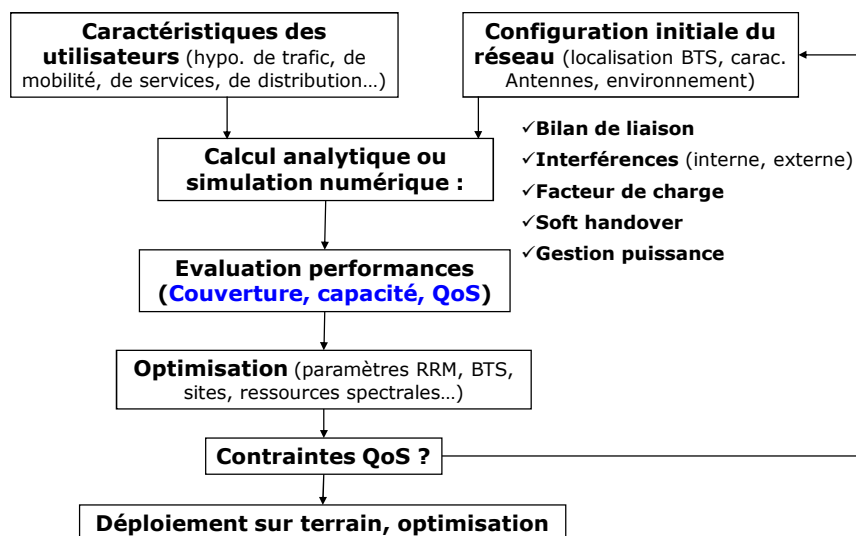
3. Exemple : Dimensionnement et planification du sous système radio UMTS

Processus typique de planification radio d'un réseau cellulaire (GSM, GPRS)



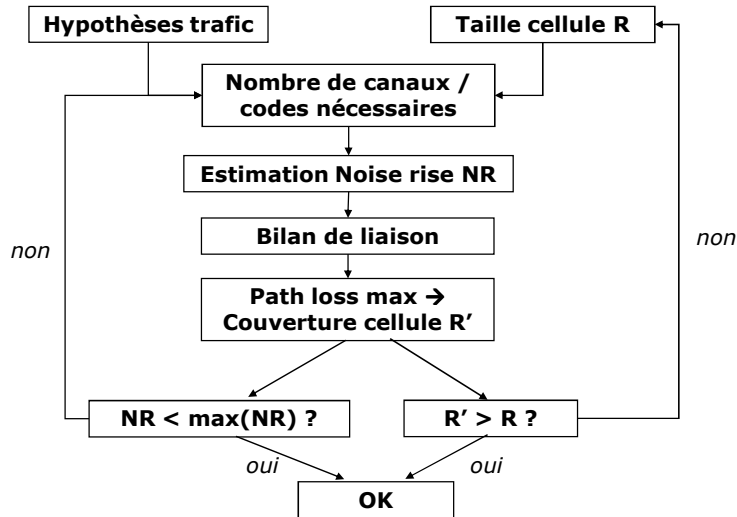
3. Exemple : Dimensionnement et planification du sous système radio UMTS

Processus de planification radio pour un système en CDMA



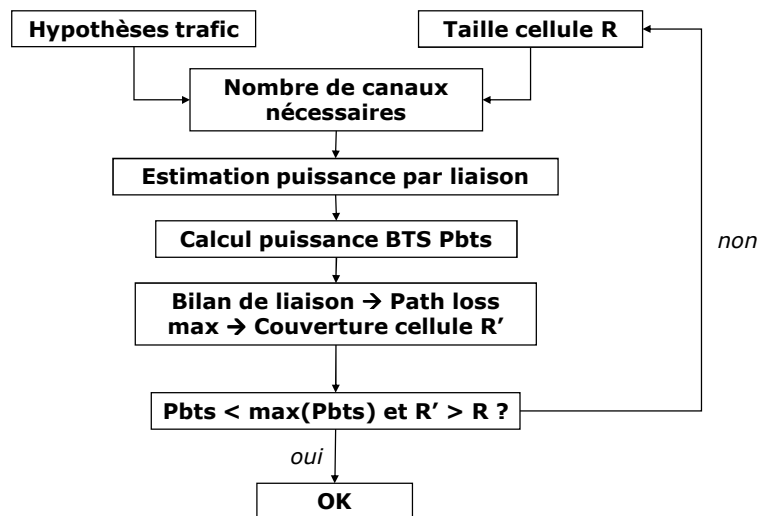
3. Exemple : Dimensionnement et planification du sous système radio UMTS

Processus de dimensionnement pour un système en CDMA – Lien montant



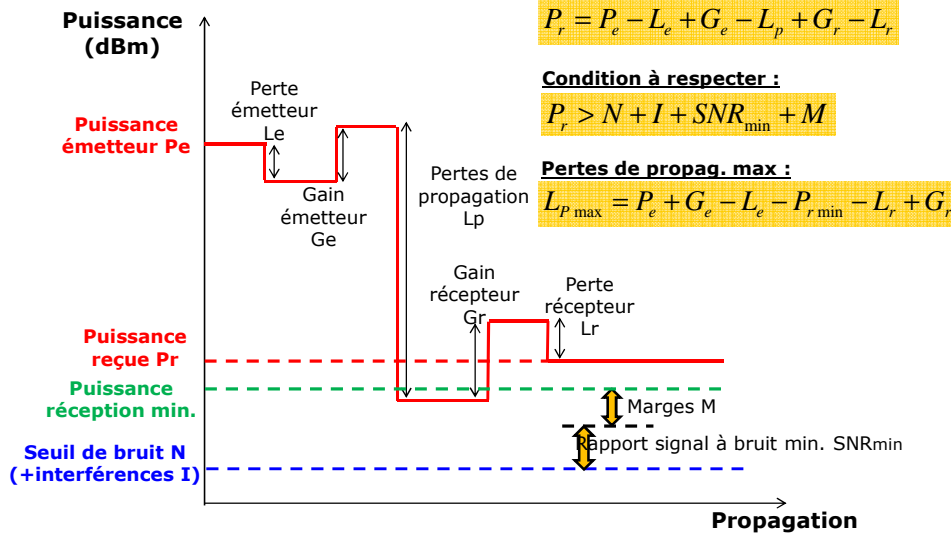
3. Exemple : Dimensionnement et planification du sous système radio UMTS

Processus de dimensionnement pour un système en CDMA – Lien descendant



3. Exemple : Dimensionnement et planification du sous système radio UMTS

Bilan de liaison (Link budget)



Bilan de puissance :

$$P_r = P_e - L_e + G_e - L_p + G_r - L_r$$

Condition à respecter :

$$P_r > N + I + SNR_{\min} + M$$

Pertes de propaq. max :

$$L_{p \max} = P_e + G_e - L_e - P_{r \min} - L_r + G_r$$

3. Exemple : Dimensionnement et planification du sous système radio UMTS

Bilan de liaison (Link budget) – Estimation du nombre de sites

- ✓ Calcul de la couverture radio (rayon d'une cellule R) à partir d'un modèle de propagation F_p :

$$L_{p \max} = F_p(R) \Leftrightarrow R = F_p^{-1}(L_{p \max})$$

- ✓ Nombre de sites nécessaires N pour la couverture d'une aire de service A_{serv} :

$$N \geq \frac{A_{serv}}{R}$$

3. Exemple : Dimensionnement et planification du sous système radio UMTS

Dimensionnement – Estimation de la capacité en lien montant

- ✓ Facteur de charge d'une cellule η pour N_{MS} utilisateurs :

$$\eta = \frac{\text{Puissance des } N_{MS} \text{ utilisateurs + cellules adjacentes}}{\text{Interférence totale}} = \frac{I_{own}(1+i)}{I_{tot}} = \frac{I_{own}(1+i)}{N + I_{own}(1+i)}$$

- ✓ Le facteur de charge quantifie la congestion du réseau radio et est exprimé en %. Le facteur de charge est généralement compris entre 50 et 70 %.
- ✓ Lien entre facteur de charge et Noise rise (augmentation du seuil de bruit liée aux interférences)

$$\text{Noise Rise} = \frac{I_{tot}}{N} = \frac{I_{tot}}{I_{tot} - I} = \frac{1}{1 - \eta}$$

- ✓ I_{own} : interférence produite par les N_{MS} stations mobiles de la cellule considérée
- ✓ I_{oth} : Interférence produite les mobiles dans les cellules voisines
- ✓ $I = I_{tot} + I_{oth}$
- ✓ $I_{tot} = \text{Interférence } I + \text{niveau de bruit du récepteur } N$
- ✓ i : le facteur interférence des autres cellules sur l'interférence propre i (other cell to own cell interference – voir annexe)

3. Exemple : Dimensionnement et planification du sous système radio UMTS

Dimensionnement – Estimation de la capacité en lien montant

- ✓ Puissance minimale p_k reçue par une station de base depuis une station mobile notée k pour assurer une réception de qualité ($E_b/N_0 \geq \rho$) :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{W}{R_k} \frac{p_k}{I_{own} - p_k + I_{oth} + N} \geq \rho$$

$$p_k \geq p_{k \min} = \frac{1}{1 + \frac{W}{\rho R_k}} ((1+i)I_{own} + N)$$

- ✓ W : chip rate (chips/s)
- ✓ R_k : débit du service utilisé par le mobile k
- ✓ v : facteur d'activité (lors d'un service de voix, un utilisateur ne transmet pas continuellement $\rightarrow v < 1$).
- ✓ ρ : rapport signal à bruit par bit minimal pour assurer un lien de qualité suffisante (selon les spécifications du service)

3. Exemple : Dimensionnement et planification du sous système radio UMTS

Dimensionnement – Estimation de la capacité en lien montant

- ✓ L'interférence produite par les mobiles de la cellule peut se calculer en sommant la contribution de chaque mobile :

$$\sum_{k=1}^{N_{ms}} p_{k \min} = I_{own} = \sum_{k=1}^{N_{ms}} \frac{1}{1 + \frac{W}{\rho R_k}} ((1+i)I_{own} + N)$$

$$I_{own} = \frac{1}{(1+i)} \frac{N \sum_{k=1}^{N_{ms}} \frac{1}{1 + \frac{W}{\rho R_k}} (1+i)}{1 - \sum_{k=1}^{N_{ms}} \frac{1}{1 + \frac{W}{\rho R_k}} (1+i)}$$

- ✓ Calcul du facteur de charge d'une cellule:

$$\eta = \frac{I_{own} (1+i)}{N + I_{own} (1+i)} = \sum_{k=1}^{N_{ms}} \frac{1}{1 + \frac{W}{\rho R_k}} (1+i)$$

3. Exemple : Dimensionnement et planification du sous système radio UMTS

Dimensionnement – Estimation de la capacité en lien montant

- ✓ Si tous les mobiles utilisent le même service ($R_k = R$) :

$$\eta = N_{ms} \frac{1}{1 + \frac{W}{\rho R}} (1+i) \approx N_{ms} \frac{\rho R}{W} (1+i) \quad (si W > \rho R)$$

- ✓ Si on prend en compte le facteur d'activité des mobiles (v) :

$$\eta \approx N_{ms} \frac{\rho R}{W} v (1+i)$$

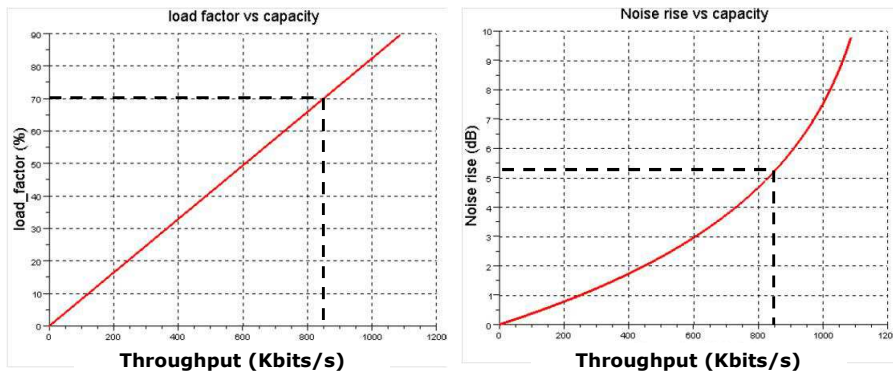
- ✓ Si N_s services différents sont pris en compte :

$$\eta \approx \sum_{s=1}^{N_s} \frac{\rho_s R_s}{W} v_s (1+i)$$

3. Exemple : Dimensionnement et planification du sous système radio UMTS

Dimensionnement – Estimation de la capacité en lien montant

- ✓ Exemple : évolution du facteur de charge et du noise rise en fonction du débit dans une cellule (throughput) (un seul service de voix R = 12.2 Kbits/s)
- ✓ Facteur de charge max = 70 % (NR = 5.2 dB)



Débit max = Capacité = 850 Kbits/s → 116 utilisateurs de service de voix

3. Exemple : Dimensionnement et planification du sous système radio UMTS

Dimensionnement – Estimation de la capacité en lien descendant

- ✓ Facteur de charge en liaison descendante :

$$\eta = \sum_{k=1}^{N_{MS}} v_k \frac{\rho_k R_k}{W} ((1-\alpha) + i)$$

- ✓ Avec α le facteur d'orthogonalité (voir slide 87)
- ✓ Facteur de charge en liaison descendante :

$$P_{BS_moy} = Noise_Rise \times N_{MS} \times L \times \sum_{k=1}^{N_{MS}} P_{link} \leq P_{BS_max}$$

$$P_{BS_moy} = Noise_Rise \times N_{MS} \times L \times \sum_{k=1}^{N_{MS}} v_k \frac{\rho_k R_k}{W} = \frac{N.L. \sum_{k=1}^{N_{MS}} v_k \frac{\rho_k R_k}{W}}{1-\eta} \leq P_{BS_max}$$

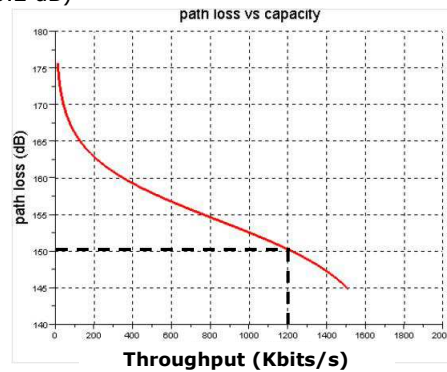
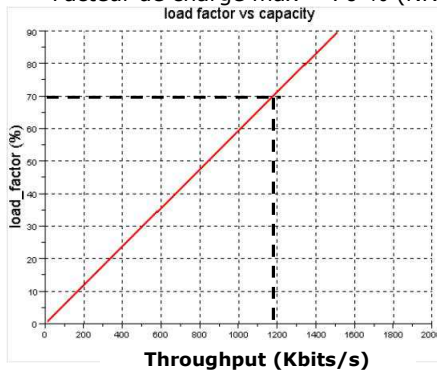
- ✓ P_{link} : puissance minimale émise pour assurer une liaison de qualité suffisante avec un mobile
- ✓ P_{BS_moy} : puissance d'émission moyenne d'une station de base
- ✓ P_{BS_max} : puissance d'émission maximale d'une station de base

3. Exemple : Dimensionnement et planification du sous système radio UMTS

Dimensionnement – Estimation de la capacité en lien descendant

✓ Exemple : évolution du facteur de charge et de l'atténuation de parcours moyen en fonction du débit dans une cellule (throughput) (un seul service de voix $R = 12.2$ Kbits/s)

✓ Facteur de charge max = 70 % (NR = 5.2 dB)



Débit max = Capacité = 1200 Kbits/s → 163 utilisateurs de service voix
Atténuation de parcours moyen = 150 dB

4. Quelques éléments sur l'interface radio WCDMA

4. Quelques éléments sur l'interface radio WCDMA

3G UMTS - Débits

- ✓ Débit prévu avec l'interface radio W-CDMA (3GPP-R99) : 384 Kbits/s en downlink et en uplink (condition d'utilisation piétonne). Débit pic théorique de 2 Mbits/s en downlink en conditions idéales

- ✓ Evolution HSPA (High Speed Packet Access) – 3GPP-release 6 ou 3.5 G : 14 Mbits/s en downlink et 5.5 Mbits/s en uplink

- ✓ Evolution HSPA+ - 3GPP-release 8 ou 3.75 G : 21 Mbits/s en downlink et 11 Mbits/s en uplink. Possibilité de passer à 42 Mbits en downlink si utilisation du dual carrier (DC-HSPA+), voire 84 Mbits/s si utilisation d'antennes MIMO.

4. Quelques éléments sur l'interface radio WCDMA

3G UMTS - Services

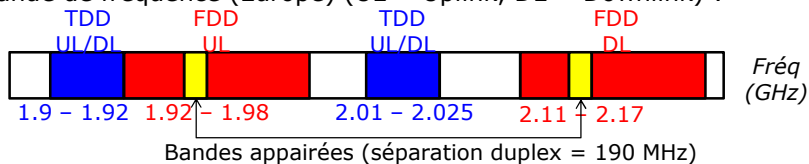
- ✓ Multiplexage de différents types de service
 - Classe A : conversation (téléphonie, visiophonie), retard < 150 ms
 - Classe B : flux de données (flux audio, vidéo), contrainte délai moy.
 - Classe C : mode interactif (navigation internet), contrainte délai faible
 - Classe D : mode tâche de fond, pas de contrainte sur le délai

- ✓ Deux types de modes de commutation :
 - De circuits: pour les services classe A et B (téléphonie + données en temps réel)
 - De paquets : pour les services classe C et D

4. Quelques éléments sur l'interface radio WCDMA

Caractéristiques générales de l'interface radio WCDMA

- ✓ Bande de fréquence (Europe) (UL = Uplink, DL = Downlink) :

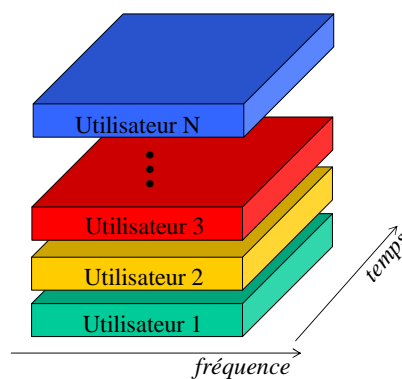


Mode d'accès	CDMA + FDD ou CDMA + TDD
Largeur canal radio	5 MHz
Fréq centrale canal	+/- 200 KHz
Chip Rate	3.84 Mchips/s
Modulation	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
ACLR 1 et ACLR 2	45 dB et 50 dB

4. Quelques éléments sur l'interface radio WCDMA

WCDMA

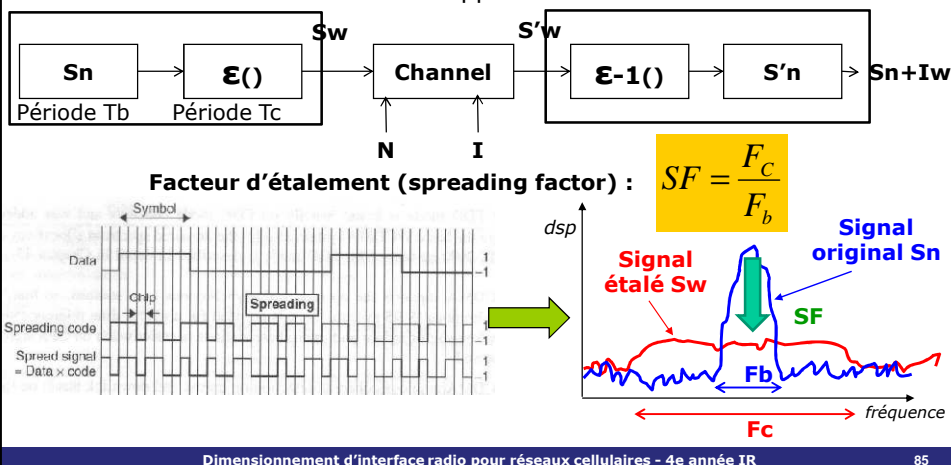
- ✓ Accès multiple par répartition de code (CDMA).
- ✓ Tous les utilisateurs émettent simultanément sur la même bande de fréquence.
- ✓ Modulation à séquence directe (DS-SS) : l'utilisation de codes uniques, pseudo-aléatoires et orthogonaux permet de séparer les utilisateurs.
- ✓ **Utilisation plus efficace du spectre**
- ✓ **Partage de la puissance et de l'interférence !**
- ✓ W-CDMA = Wide band CDMA (5 MHz).



4. Quelques éléments sur l'interface radio WCDMA

Principe de la modulation à étalement de spectre

- ✓ Chaque bit du signal à transmettre est multiplié (xor) par un code pseudo-aléatoire PN (Pseudo-random code Noise).
- ✓ La séquence du code est unique, elle constitue aussi la clé de codage et est constitué de N éléments appelés **CHIP**.

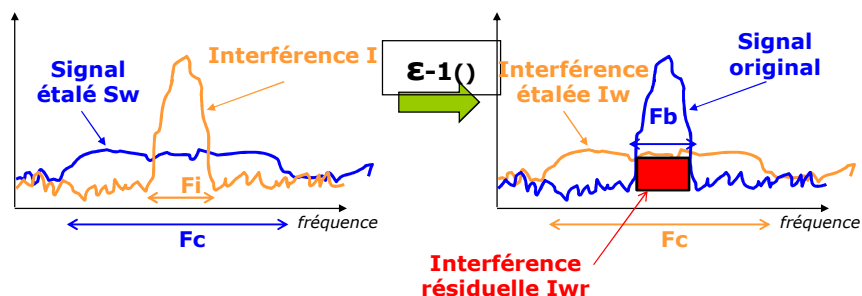


4. Quelques éléments sur l'interface radio WCDMA

Modulation à étalement de spectre – tolérance aux interférences bande étroite

- ✓ Si l'interférence n'est pas corrélée avec le signal étalé :

$$\mathcal{E}^{-1}(S_w + I) = \mathcal{E}^{-1}(S_w) + \mathcal{E}^{-1}(I) = S_n + I_w \xrightarrow{\text{après filtrage}} S_n + I_{WR}$$

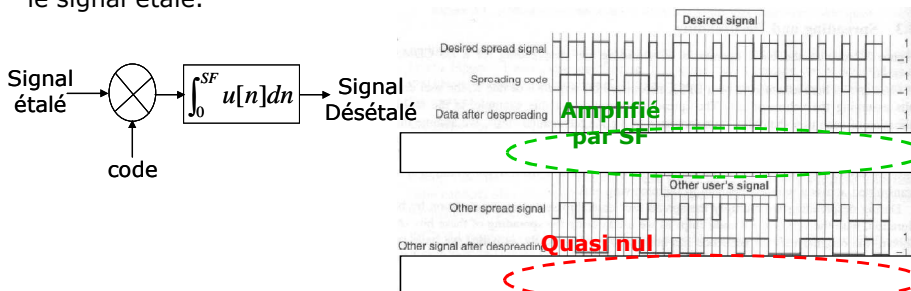


Gain de traitement : $G_p = SF = \frac{F_c}{F_b}$

4. Quelques éléments sur l'interface radio WCDMA

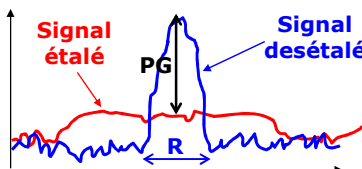
Modulation à étalement de spectre – tolérance aux interférences bande large

- ✓ Utilisation d'un récepteur à corrélation, parfaitement synchronisé avec le signal étalé.



- ✓ Gain de traitement ou Processing gain :

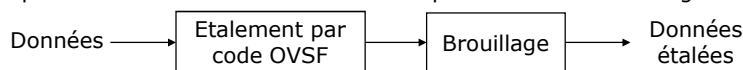
$$PG = 10 \log(SF) = 10 \log\left(\frac{W}{R}\right)$$



4. Quelques éléments sur l'interface radio WCDMA

- ✓ En UMTS : utilisation de codes **Orthogonal Variable Spreading Factor (OVSF)** pour étaler puis **codes de brouillage** (scrambling code) pour le caractère pseudo-aléatoire.

- ✓ Chaque cellule et mobile sont caractérisés par un code de brouillage unique.



- ✓ L'utilisation des codes OVSF suppose une **parfaite synchronisation** des codes émis, possibles **uniquement en liaison descendante** !

- En liaison descendante : discrimination par les codes OVSF.
 - En liaison montante : discrimination par les codes de brouillage.

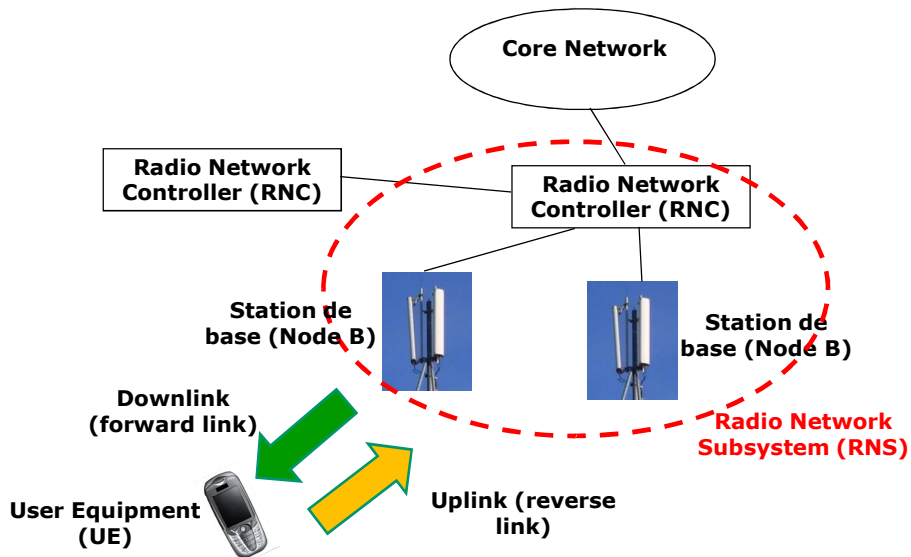
- ✓ Dans la pratique, les codes ne sont pas parfaitement orthogonaux et la propagation multi-trajet conduit à dégrader l'orthogonalité entre les séquences de codage.

- ✓ Caractérisation par un **facteur d'orthogonalité** compris en 0 et 1. Les valeurs typiques sont comprises entre 0.4 et 0.9.

$$\text{dégradation SIR} = (1 - \alpha)$$

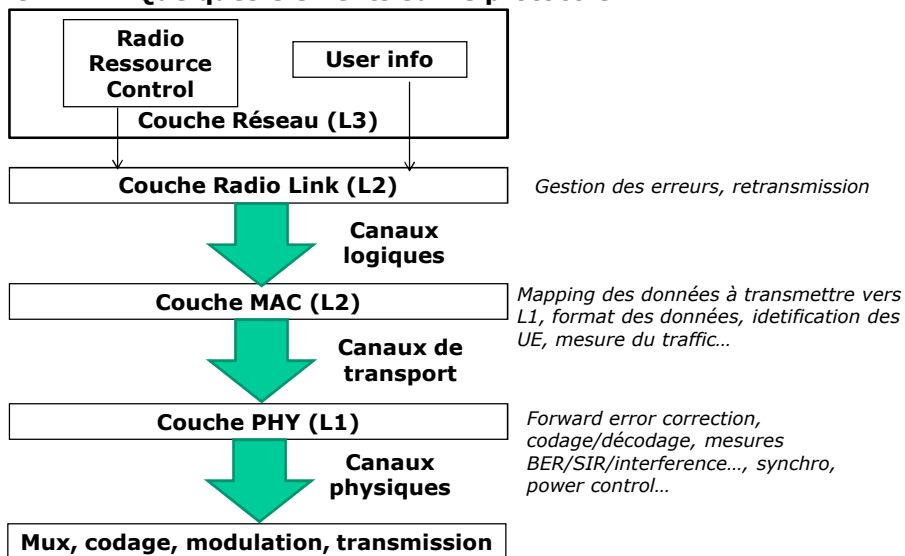
4. Quelques éléments sur l'interface radio WCDMA

Architecture UMTS Terrestrial Radio Access Network (UTRAN)



4. Quelques éléments sur l'interface radio WCDMA

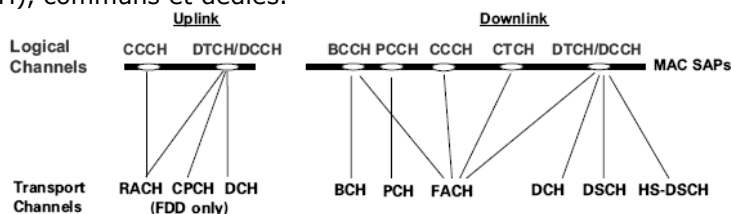
UTRAN - Quelques éléments sur le protocole



4. Quelques éléments sur l'interface radio WCDMA

Mapping couches logiques → couches de transport

- ✓ Quatre types de canaux : canaux de contrôle (CCH) et de trafic (TCH), communs et dédiés.



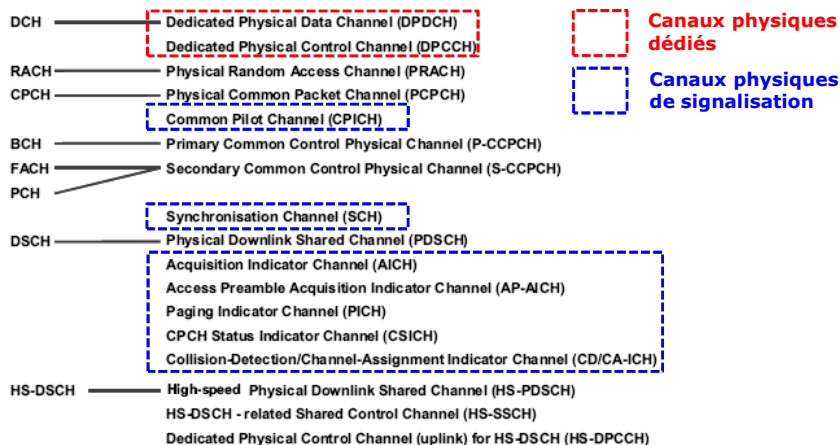
BCCH	Broadcast Control Channel	DSCH	Downlink Shared Channel
BCH	Broadcast Channel	DTCH	Dedicated Traffic Channel
CCCH	Common Control Channel	FACH	Forward Access Channel
CCH	Control Channel	HS-DSCH	High-speed DSCH
CPCH	Common Packet Channel	PCCH	Paging Control Channel
CTCH	Common Traffic Channel	PCH	Paging Channel
DCCH	Dedicated Control Channel	RACH	Random Access Channel
DCH	Dedicated Channel		

J. Laiho, A. Wacker, T. Novosad, "Radio Network Planning and Optimisation for UMTS", 2nd edition, Wiley, 2006

4. Quelques éléments sur l'interface radio WCDMA

Mapping couches de transport → couches physiques

Transport Channels Physical Channels

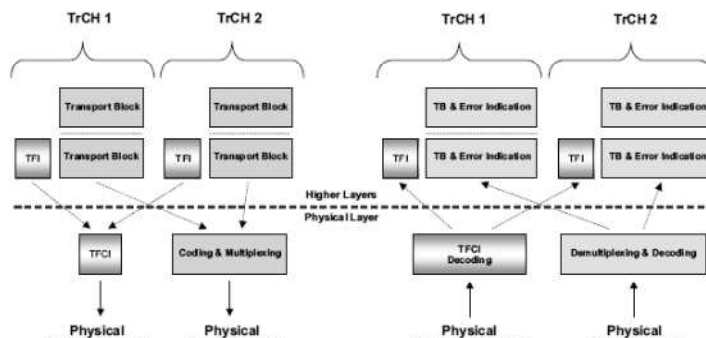


J. Laiho, A. Wacker, T. Novosad, "Radio Network Planning and Optimisation for UMTS", 2nd edition, Wiley, 2006

4. Quelques éléments sur l'interface radio WCDMA

Mapping couches de transport → couches physiques

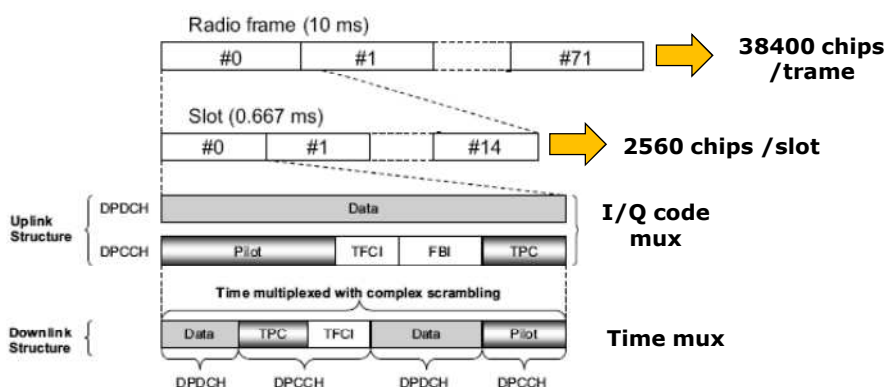
- ✓ Les couches hautes fournissent des blocs de transport provenant de différents services.
- ✓ Plusieurs blocs de transport sont mappés dans un seul canal physique, contenant un seul canal de contrôle et plusieurs canaux de données.



J. Laiho, A. Wacker, T. Novosad, "Radio Network Planning and Optimisation for UMTS", 2nd edition, Wiley, 2006

4. Quelques éléments sur l'interface radio WCDMA

Format d'une trame en uplink et en downlink (canal physique dédié)

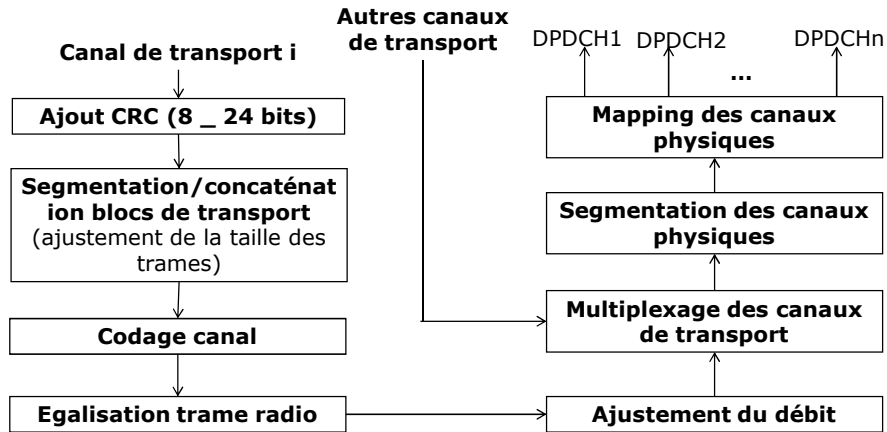


J. Laiho, A. Wacker, T. Novosad, "Radio Network Planning and Optimisation for UMTS", 2nd edition, Wiley, 2006

4. Quelques éléments sur l'interface radio WCDMA

Uplink / Downlink multiplexing and channel coding chain

- ✓ Version simplifiée de la chaîne de multiplexage et de codage des canaux de transports. Des différences existent entre les liens uplink et downlink.



5. WCDMA - Procédures associées à la couche physique

5. WCDMA - Procédures associées à la couche physique

Objectifs en terme de qualité de service

- ✓ La qualité de service (taux d'erreur binaire) est liée au rapport signal à bruit Eb/No.
- ✓ La spécification 3GPP définit des objectifs en terme de rapport signal à bruit en fonction du sens du lien, de la vitesse, de l'environnement,...
- ✓ Objectifs Eb/No (canal DCH) au récepteur pour garantir BLER < 1 % :

Mobile statique

	Voix	Data 64 kbps	Data 128 kbps	Data 384 kbps
Uplink	5.1 dB	1.7 dB	0.9 dB	1 dB
Downlink	7.4 dB	3.7 dB	3.4 dB	3.4 dB

Mobile à 120 km/h, Multipath fading case 3 environment

	Voix	Data 64 kbps	Data 128 kbps	Data 384 kbps
Uplink	6.7 dB	3.3 dB	2.7 dB	3.1 dB
Downlink	9.2 dB	5.7 dB	5.3 dB	5.3 dB

2. Procédures associées à la couche physique

Objectifs en terme de qualité de service

- ✓ Autre source : H. Holma et A. Toskala, « WCDMA for UMTS – HSPA Evolution and LTE – 4th edition », 2007
- ✓ Pour des mobiles à vitesse réduite (3 km/h) :

	Voix	Data (CS ou PS)
Uplink	4 – 5 dB	1.5 – 2 dB
Downlink	7 dB	5 dB

2. Procédures associées à la couche physique

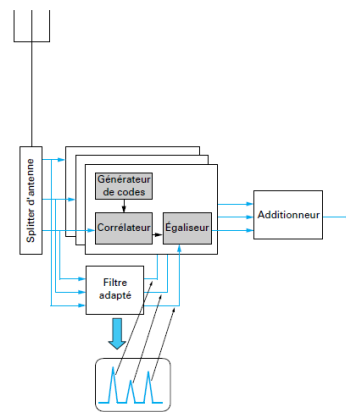
Récepteur rake

- ✓ En raison de la propagation multi-trajet, le signal est reçu plusieurs fois.
- ✓ Dans un système UMTS, si le délai entre 2 « paquets » d'énergie > durée d'un chip ($0.26 \mu\text{s}$), il est possible de les différencier, puis de les combiner par un récepteur à corrélation.

$$\Delta t = 0.26 \mu\text{s} \longleftrightarrow \Delta d = 78 \text{ m}$$

✓ Récepteur Rake :

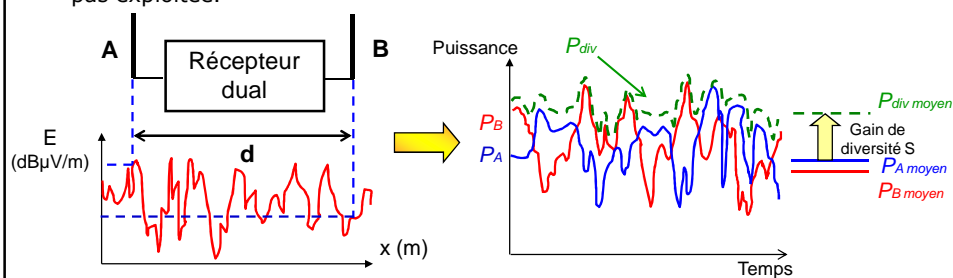
- Récepteur à plusieurs « doigts » indépendants
- Les différents trains du signal reçu sont séparés en entrée par un filtre.
- Chaque doigt décode et désèteale un train de signal donné.
- Les différents signaux résultants sont enfin combinés.



2. Procédures associées à la couche physique

Gain de diversité

- ✓ Dans le cadre d'une propagation multi-trajet, les différents chemins n'ont pas les mêmes caractéristiques (peu corrélés dans l'espace et dans le temps).
- ✓ Afin de combattre les phénomènes de fading, il est possible d'exploiter la diversité naturelle des différents chemins de propagation :
 - Diversité d'antenne
 - Macro diversité (gain de soft handover)
- ✓ Le gain de diversité à l'amélioration par rapport au cas où la diversité ne serait pas exploitée.

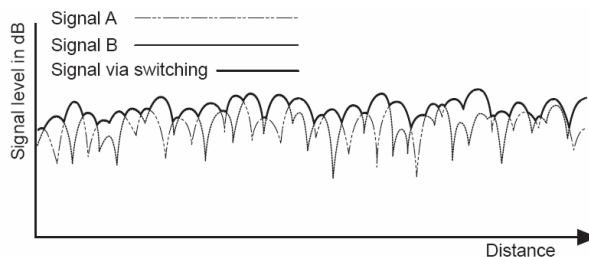


2. Procédures associées à la couche physique

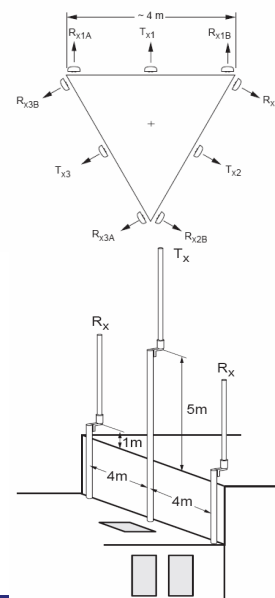
Diversité spatiale – antennes multiples

✓ Exemple de diversité spatiale pour les stations de base :

- Station de base omnidirectionnelle
- 1 antenne Tx surélevée et au milieu (assurer l'omnidirectionnalité et réduire le couplage entre antennes)
- 2 antennes de réception séparées de 12 à 20 λ pour avoir un gain de diversité de 4-6 dB



Source: William C.Y. Lee, Mobile Communications Design Fundamentals

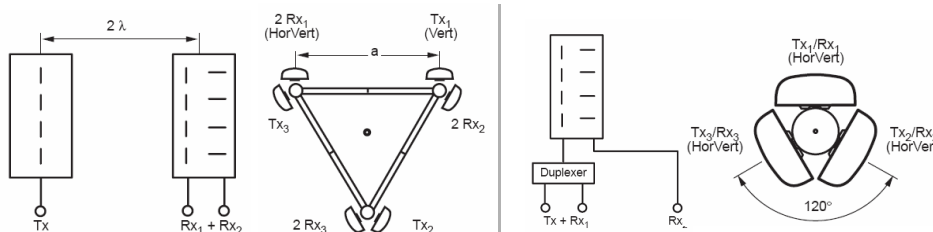


Dimensionnement d'interface radio pour réseaux cellulaires - 4e année IR

2. Procédures associées à la couche physique

Diversité de polarisation

- ✓ La plupart des systèmes de télécommunications terrestres utilisent des polarisations verticales.
- ✓ Les réflexions dans un milieu urbain ne sont pas toutes selon des plans verticaux ! La présence d'objets horizontaux est à l'origine de composantes de champ horizontales => création d'ondes polarisées horizontalement.
- ✓ La diversité de polarisation consiste à employer 2 antennes polarisées de manière orthogonale. Le gain de diversité est de l'ordre de 4 à 6 dB.



Dimensionnement d'interface radio pour réseaux cellulaires - 4e année IR

102

5. WCDMA - Procédures associées à la couche physique

Radio Ressources Management (RRM)

- ✓ Afin d'utiliser plus efficacement l'interface radio et optimiser la QoS, la couverture et la capacité (ajuster la puissance d'émission pour réduire le niveau d'interférence et conserver une QoS constante, connexions simultanées, contrôler l'admission de nouveaux mobiles pour ne pas dégrader les communications existantes), différents algorithmes sont mis en œuvre dans le Radio Network Controller et à travers les mesures réalisées par les stations mobiles :
 - Power control (quelle puissance émettre ?)
 - Handover control (connexion simultanée à combien de cellules ?)
 - Admission control (quels critères pour se connecter à une BS sans dégrader la couverture et la QoS ?)
 - Load control (comment éviter ou gérer les situations de congestion)
 - ...

5. WCDMA - Procédures associées à la couche physique

Power control

- ✓ Deux problèmes majeurs dans les réseaux cellulaires :
 - Comment éviter qu'un mobile bloque les autres liaisons montantes ?
 - Comment lutter contre le fast / slow fading ?
- ✓ La norme UMTS met en place un algorithme complexe de contrôle de la puissance d'émission afin de réduire les niveaux d'interférence et maintenir une qualité de service constante.
- ✓ **Open-loop power control** : en uplink et en downlink, les puissances initiales d'émission sont ajustées en fonction d'une estimation de la perte de propagation du lien.

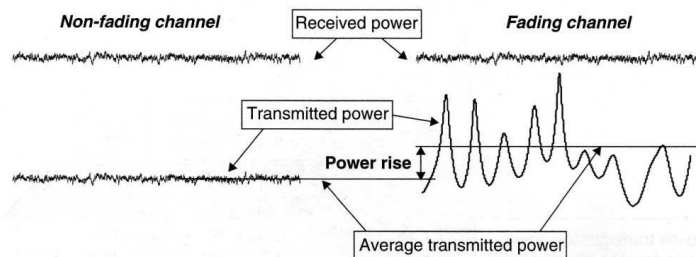
5. WCDMA - Procédures associées à la couche physique

Power control

- ✓ **Fast Power Control (Closed-loop power control)** : en liaison montante et descendante, à la fréquence de 1.5 KHz, la puissance d'émission est réglée pour maintenir un rapport S/I constant. Une limite est fixée (**power control headroom**).



- Cette technique compense le fast fading ...
- ... au prix d'une augmentation de la puissance transmise. Une marge « **Fast Fading Margin** » doit être prévue dans le bilan de liaison.



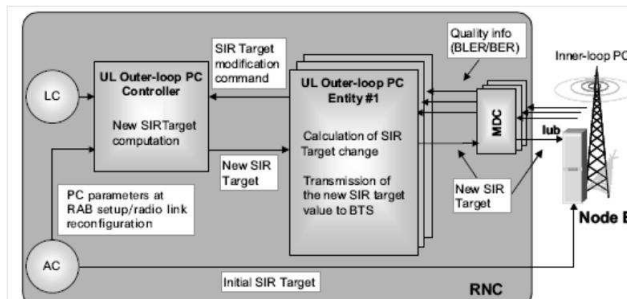
H. Holma, A. Toskala, "WCDMA for UMTS - HSPA evolution and LTE - 4th Edition", Wiley, 2007

5. WCDMA - Procédures associées à la couche physique

Power control

- ✓ **Outer-loop power control** : en liaison montante et descendante, le rapport SIR cible pour le fast power control est réactualisé à fréquence faible (10 - 100 Hz) afin de maintenir une qualité constante. En augmentant le S/I target, la puissance d'émission augmente et vice-versa.

- ✓ Schéma de principe en liaison descendante :



J. Laiho, A. Wacker, T. Novosad, "Radio Network Planning and Optimisation for UMTS", 2nd edition, Wiley, 2006

5. WCDMA - Procédures associées à la couche physique

Power control – Effet de la vitesse

- ✓ La mise en mouvement d'une station mobile conduit à un effet Doppler qui décale les fréquences (176 Hz à 1.9 GHz pour une vitesse de 100 km/h).



Effet négligeable

- ✓ Les caractéristiques du fast fading (sa durée) dépendent directement de la vitesse du mobile
- ✓ Plus la vitesse du mobile augmente, moins le fast power control est efficace, car il n'est plus capable de compenser le fast fading.
- ✓ On tient compte de la marge de fast fading uniquement pour des mobiles lents (couverture limitée pour les mobiles lents).
- ✓ Dans un environnement donné, plus la vitesse augmente, plus le rapport Eb/No à atteindre pour garantir une qualité de service constante augmente.

5. WCDMA - Procédures associées à la couche physique

Contrôle d'admission

- ✓ Afin de limiter la dégradation des performances par l'entrée d'un nouvel utilisateur, une demande d'admission n'est acceptée que si :

Contrainte sur la puissance :

$$I_{total_old} + \Delta I < I_{max}$$

- ✓ $I_{total_old} + \Delta I$: niveau d'interférence total résultant de l'entrée de l'utilisateur
- ✓ I_{max} : noise rise maximum

- ✓ et si :

Contrainte sur le débit :

$$\eta_{UL} + \Delta\eta < \eta_{UL_max}$$

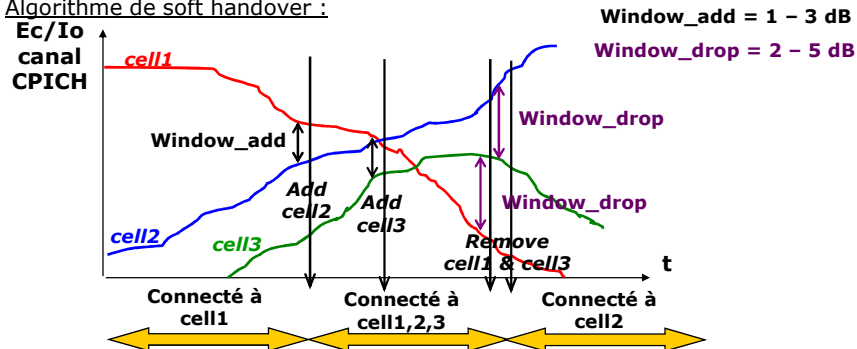
$$\eta_{DL} + \Delta\eta < \eta_{DL_max}$$

- ✓ η_{UL} et η_{DL} : facteurs de charge sur les liaisons montantes et descendantes
- ✓ $\Delta\eta$: facteur de charge de la nouvelle demande

5. WCDMA - Procédures associées à la couche physique

Soft handover

- ✓ Dans le système UMTS, un mobile peut être connecté à plusieurs stations de base afin d'éviter les coupures lors des changements de cellule et combattre les évanouissements.
- ✓ Le mécanisme de handover est basé sur la mesure du rapport E_c/I_o du canal pilote P-CPICH, qui doit être compris entre -20 et -17 dB.
- ✓ Handover = ajout de diversité → Gain de Soft Handover (1 - 2 dB)
- ✓ Algorithme de soft handover :



Dimensionnement d'interface radio pour réseaux cellulaires - 4e année IR

109

5. WCDMA - Procédures associées à la couche physique

Soft handover Overhead

- ✓ Un réseau avec mécanisme de Soft Handover nécessite de prévoir plus de ressources matérielles, puisqu'une station mobile est connectée à plusieurs stations de base.
- ✓ Si un mobile est connecté à trop de stations de base, la capacité en lien descendant est réduite et l'interférence augmente !
- ✓ Le Soft Handover Overhead (%) est une métrique quantifiant l'activité de soft handover, et donc le surplus de ressources nécessaires. Un SHOO typique est compris entre 20 et 40 %.

$$SHOO = \sum_{n=1}^N nP_n - 1$$

N : le nombre max de connexion d'une station mobile avec des stations de base
P_n : probabilité qu'un mobile soit connecté à n stations de base.

Dimensionnement d'interface radio pour réseaux cellulaires - 4e année IR

110

6. Annexes

6. Annexes

Conversions dB, dBm, dBμV

$$X(dB) = 20 \log \left(\frac{x}{x_0} \right) \quad V(dBV) = 20 \times \log \left(\frac{V}{1V} \right) \quad P(dBW) = 10 \times \log \left(\frac{P}{1W} \right)$$

$$V(dB\mu V) = 20 \times \log \left(\frac{V(\mu V)}{1\mu V} \right) = 20 \times \log \left(\frac{V(V)}{10^{-6}V} \right) = 20 \log(V(V)) + 120 = V(dBV) + 120$$

$$P(dBm) = 10 \times \log \left(\frac{P(mW)}{1mW} \right) = 10 \times \log \left(\frac{P(W)}{10^{-3}W} \right) = 10 \log(P(W)) + 30 = P(dBW) + 30$$

Volts	↑ dBμV	mW	↑ dBm
1	120	1000	30
0.1	100	100	20
0.01	80	10	10
0.001	60	1	0
0.0001	40	0.1	-10
0.00001	20	0.01	-20
0.000001	0	0.001	-30

Conversions dB, dBm, dBμV

- ✓ Relation entre puissance électrique et tension aux bornes d'une résistance R.

$$P = \frac{V^2}{R} \Rightarrow 10 \log \left(\frac{P}{P_0} \right) = 20 \log \left(\frac{V}{V_0} \right) - 10 \log \left(\frac{R}{R_0} \right), P_0 = 1W, V_0 = 1V, R_0 = 1\Omega$$

$$P(\text{dBW}) = V(\text{dBV}) - 10 \log(R)$$

$$P(\text{dBm}) - 30 = V(\text{dB}\mu\text{V}) - 120 - 10 \log(R)$$

$$P(\text{dBm}) = V(\text{dB}\mu\text{V}) - 90 - 10 \log(R)$$

- ✓ Pour $R = 50 \Omega$:

$$P(\text{dBm}) = V(\text{dB}\mu\text{V}) - 107 \Leftrightarrow V(\text{dB}\mu\text{V}) = P(\text{dBm}) + 107$$

Relation puissance – champ électrique

- ✓ Relation entre la puissance électrique reçue P_R par une antenne et le champ électrique incident E :

$$P_R = \frac{G_R \lambda^2}{4\pi\eta_0} E^2 \frac{1}{Loss}$$

$$P_R(\text{dBm}) = E(\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}) + 10 \log(4\pi\eta_0) - 90 + G_R(\text{dB}) + 20 \log \left(\frac{300}{f(\text{MHz})} \right) - Loss(\text{dB})$$

$$P_R(\text{dBm}) = E(\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}) + G_R(\text{dB}) - Loss(\text{dB}) - 77.2 - 20 \log(f(\text{MHz}))$$

$$E(\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}) = P_R(\text{dBm}) - G_R(\text{dB}) + Loss(\text{dB}) + 77.2 + 20 \log(f(\text{MHz}))$$

Rapports signal à bruit

- ✓ Soit S la puissance du signal désirée, N la puissance du bruit, N_0 la densité spectrale de puissance du bruit, C la puissance de la porteuse (signal non modulé), I le niveau d'interférence

- ✓ Rapport signal à bruit : $SNR = \frac{S}{N}$ ou $\frac{C}{N}$

- ✓ Rapport signal sur interférence : $SIR = \frac{S}{N+I} \approx \frac{S}{I} = \frac{S}{I_{own} + I_{oth} + I_{ACI}}$

- ✓ Rapport énergie par bit sur bruit (modulation digitale, R : débit binaire, W = bande de fréquence occupée) :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N(+I)} \times \frac{W}{R}$$

- ✓ Rapport énergie par chip sur bruit la densité spectrale de puissance totale reçue:

$$\frac{E_c}{N_0} \approx \frac{E_c}{I_0} = \frac{S}{N+I} \times \frac{W}{R}$$

Bibliographie

- ❑ J. Laiho, A. Wacker, T. Novosad, « Radio Network Planning and Optimization for UMTS – 2nd Edition », Wiley, 2006, ISBN 978-0-470-01575-9
- ❑ H. Holma, A. Toskala, « WCDMA for UMTS – HSPA Evolution and LTE – 4th Edition », Wiley, 2007
- ❑ J. Cellmer, « Réseaux cellulaires - Système UMTS », Techniques de l'ingénieur, TE 7 368, 2002
- ❑ H. Sizun, « Propagation des ondes radioélectriques des réseaux terrestres », Techniques de l'ingénieur, TE E 1 162, 2006
- ❑ 3GPP TS 25.104 v3.5 (12/2000) – « Technical Specification Group Radio Access Networks – UTRA (BS) FDD; Radio Transmission and Reception (Release 1999) »
- ❑ 3GPP TS 25.101 v5.2 (02/2002) – « Technical Specification Group Radio Access Networks – UE Radio Transmission and Reception (FDD) (Release 5) »
- ❑ A. Boyer, Cours de Canaux de Transmission Bruités, INSA de Toulouse, 2013, www.alexandre-boyer.fr
- ❑ A. Boyer, Cours d'Antennes, INSA de Toulouse, 2012, www.alexandre-boyer.fr