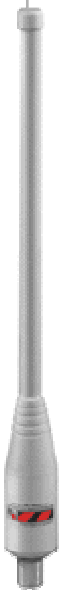
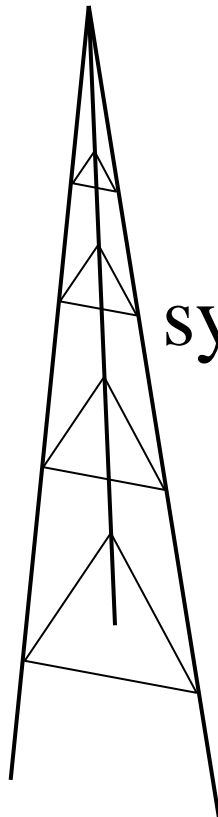


Communications Hertziennes (COH)

Troisième partie :
système, canal et réception





Introduction

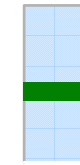
- Chap 9 : Modèles de propagation
 - shadowing
 - Modèles de propagation
- Chap 10 : Fading plat (caractérisation bande étroite)
 - caractérisation bande étroite
 - Fading plat : lois de Rayleigh, Rice
 - Réception avec fading : diversité
- Chap 11 : Fading sélectif (caractérisation large bande)
 - Canal large bande
 - Interférence inter-symboles
 - Egalisation
 - Estimation de canal



Chap 9 : Modèles de propagation

- Rappels
- Principe du shadowing
- Approches empiriques
- Approches déterministes
- Approches semi-déterministes

1- Rappels



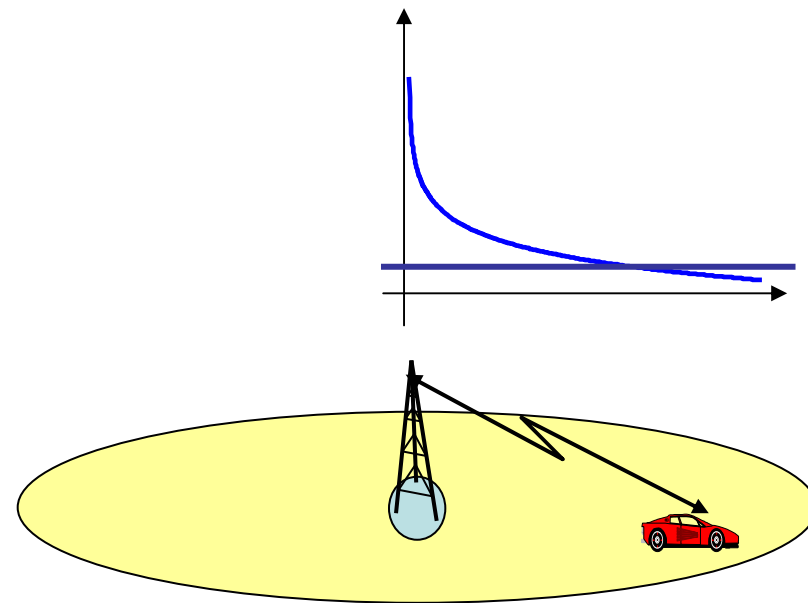
- La formule de Friiz a conduit à un modèle d'affaiblissement qui dépend de la distance (et de la fréquence).

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

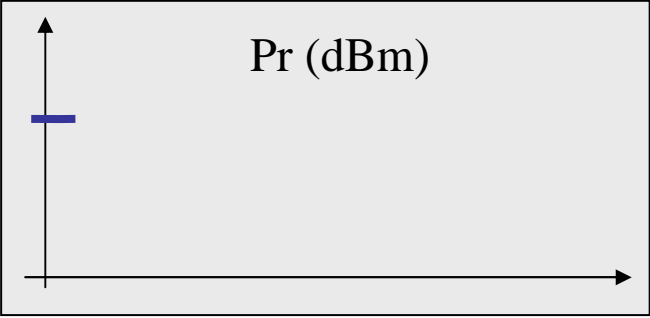
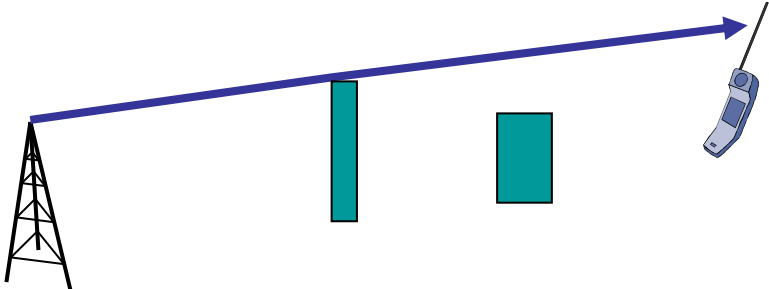
(avec l'effet de sol, on a un modèle à 2 pentes)

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

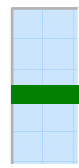
$$P_{dBm}(d) = P_{dBm}(d_0) - 10 \cdot n \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right)$$



2- Shadowing

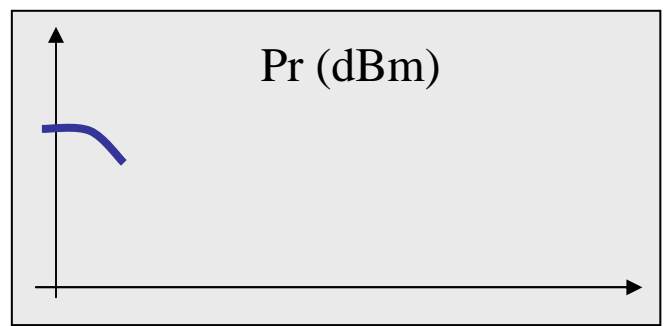
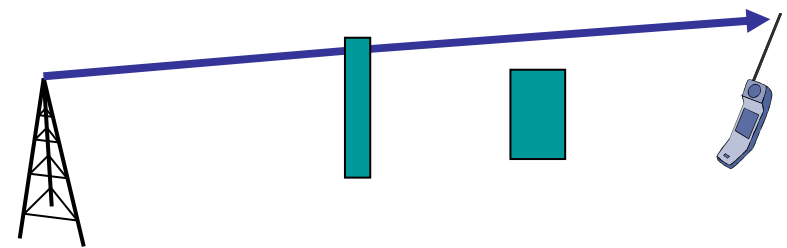


CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

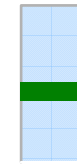


Chapitre 9

Shadowing

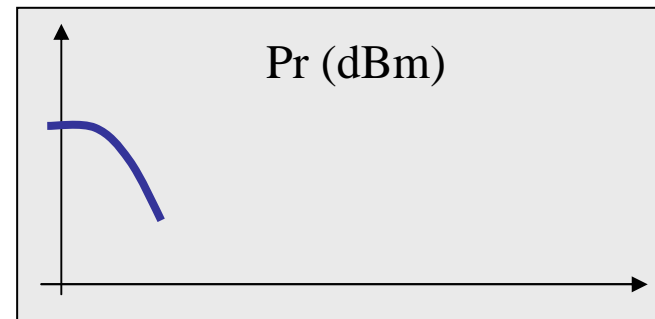
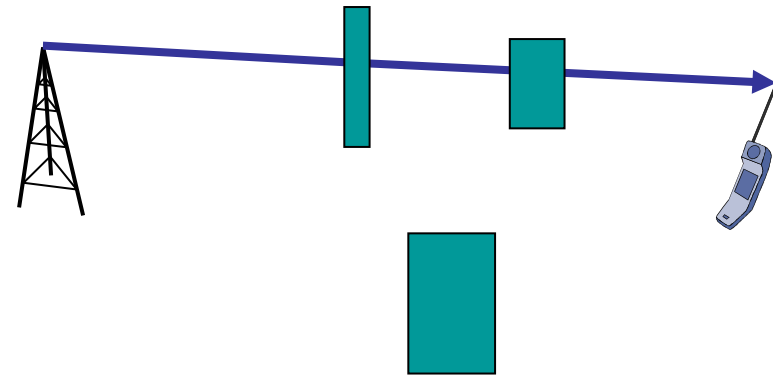


CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

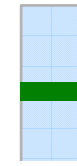


Chapitre 9

Shadowing

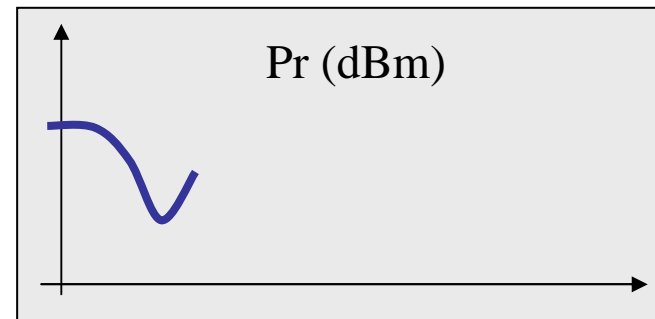
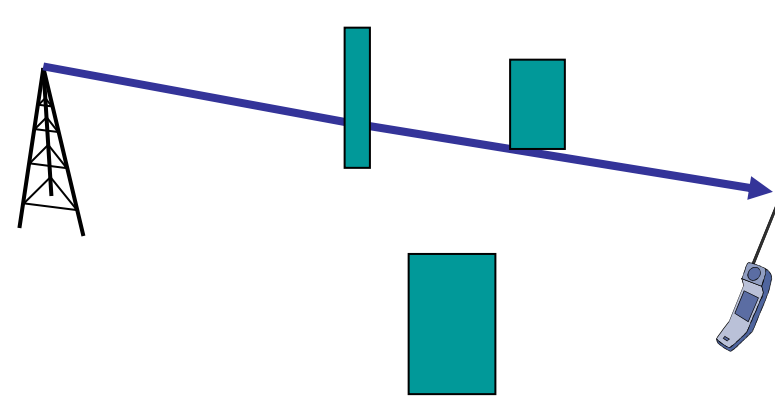


CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

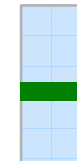


Chapitre 9

Shadowing

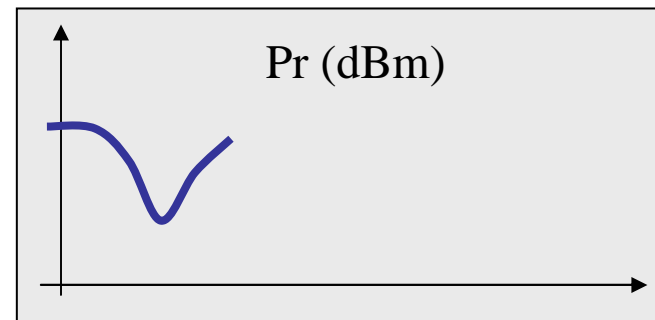
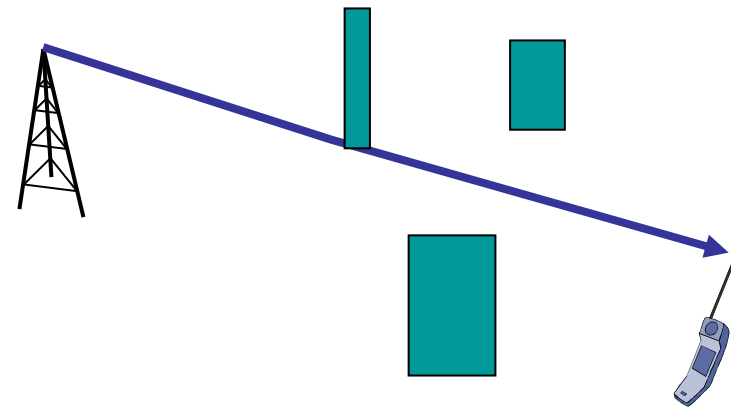


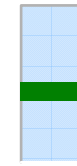
CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon



Chapitre 9

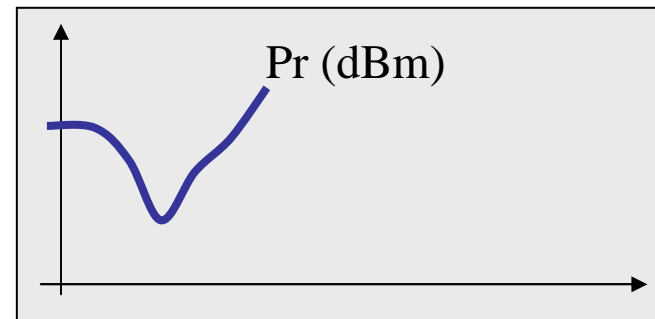
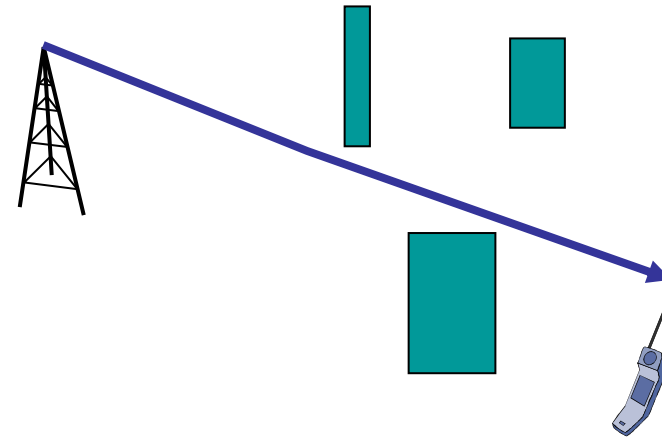
Shadowing

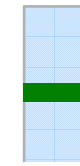




Chapitre 9

Shadowing





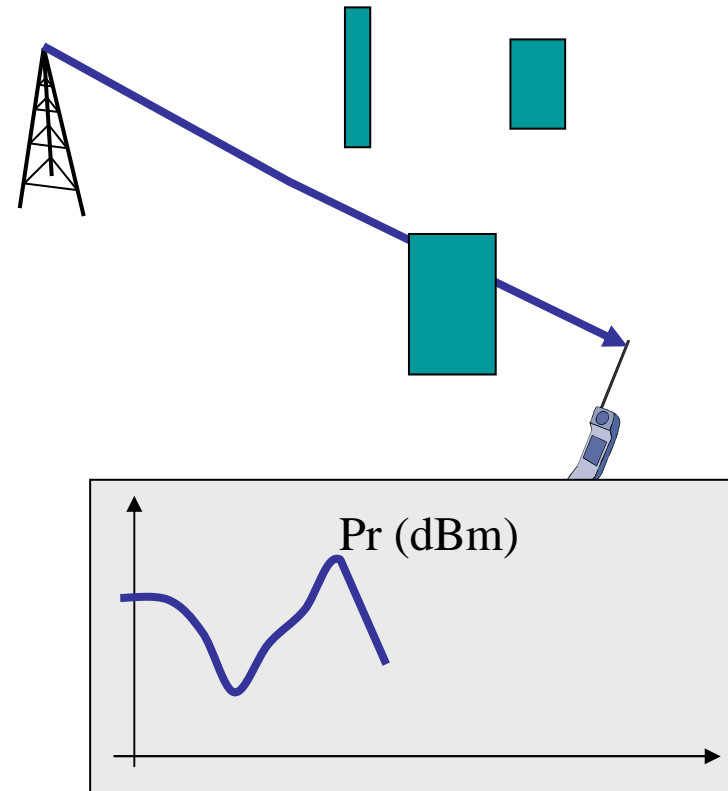
Chapitre 9

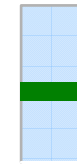
Shadowing

- 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





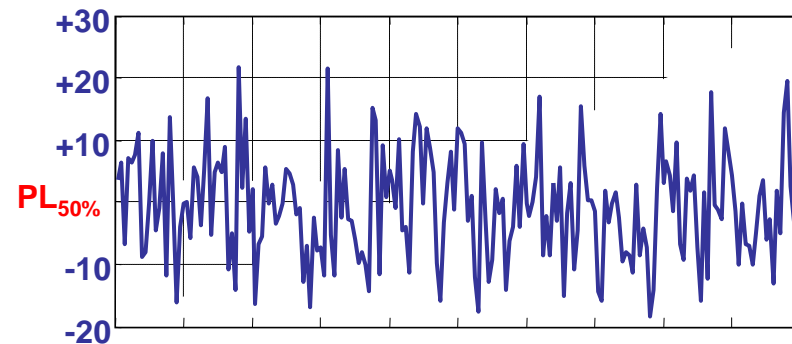
- Le path loss peut être vu comme la somme d'un terme déterministe (obtenu par le modèle espace libre par exemple), et d'un terme aléatoire suivant une loi normale

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

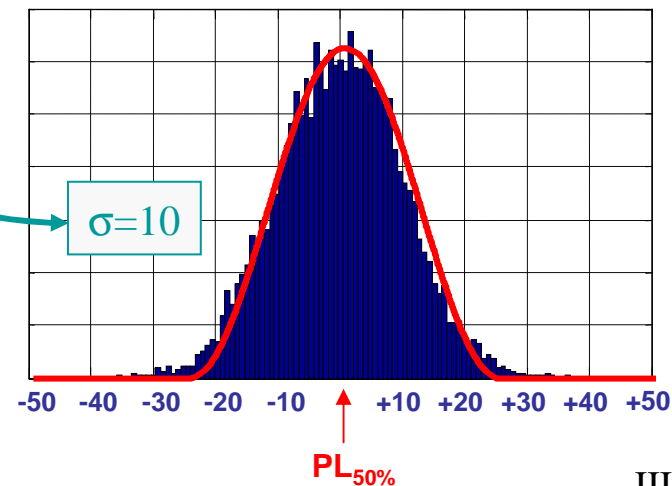
- Caractérisation de PLs :

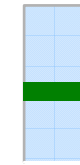
$$f(PL_S) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_s} e^{-\frac{(PL_S)^2}{2\sigma_s^2}}$$

PL mesuré au court du temps (dB)

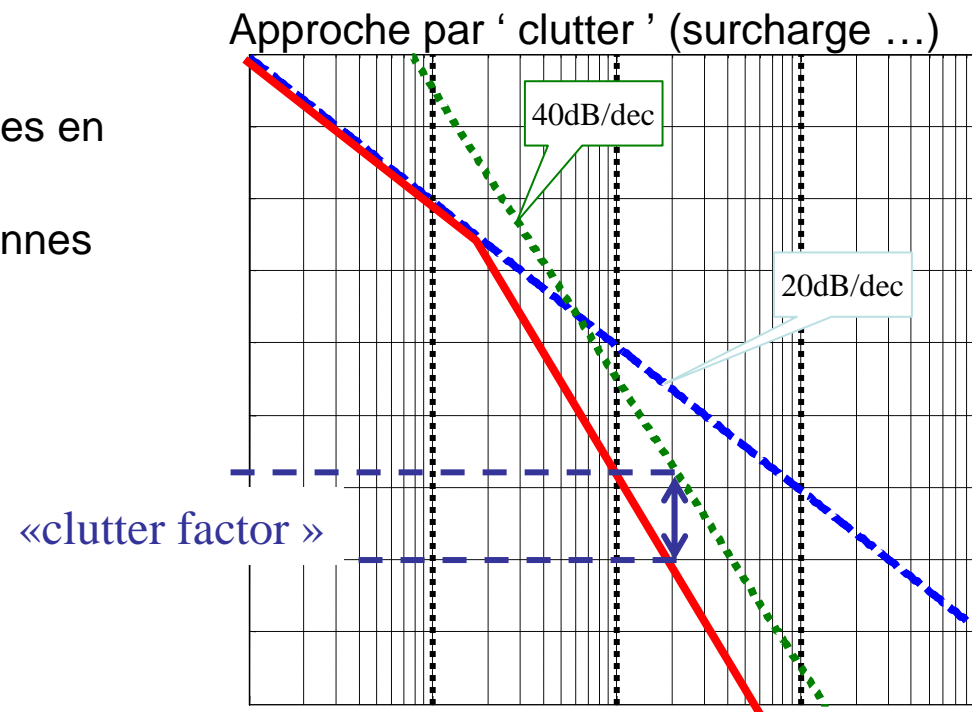


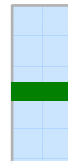
Loi de distribution de PL





- 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





Chapitre 9

Shadowing

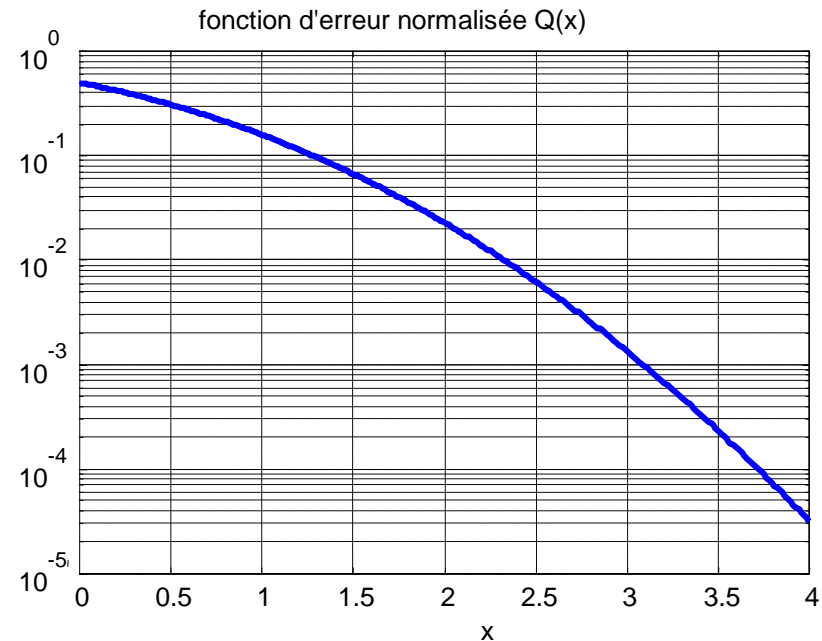
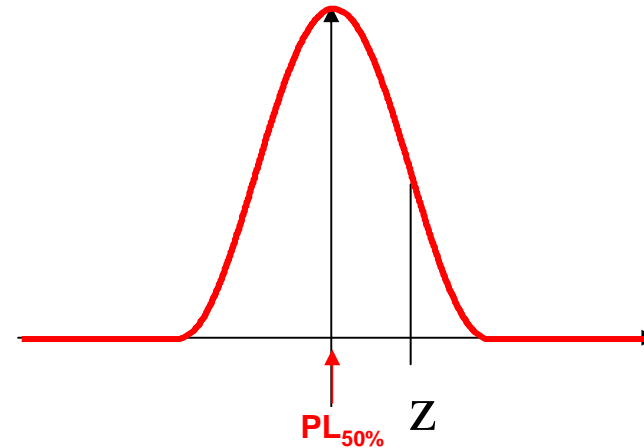
- Caractérisation de PLs :

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

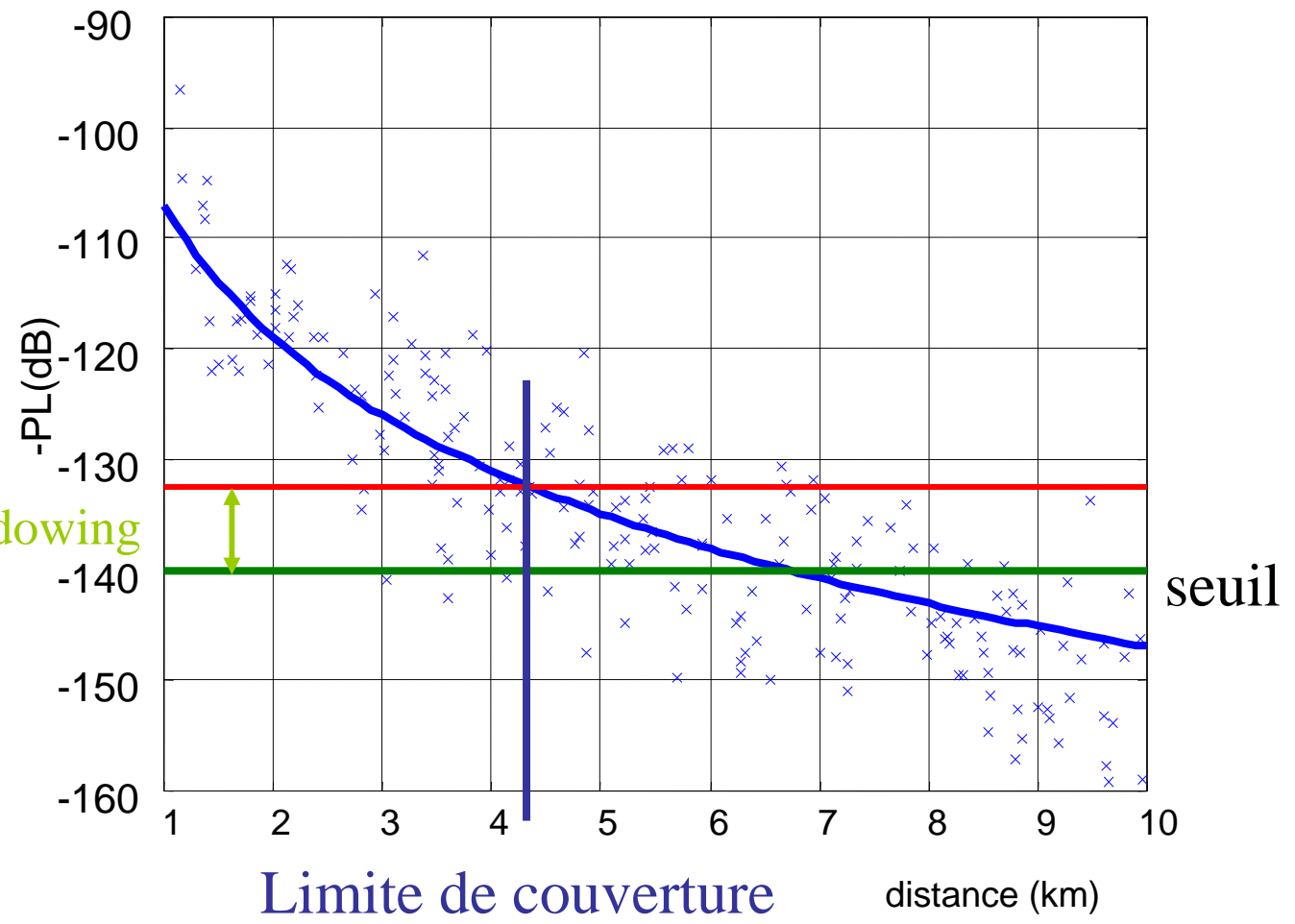
- Calcul de la probabilité que PL Soit supérieur à une limite Z :

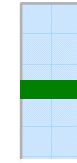
$$\begin{aligned} \Pr(PL_S > Z) &= \int_{PL_S=Z}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_s} e^{-\frac{(PL_S)^2}{2\sigma_s^2}} \cdot dPL_S \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x=X}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} \cdot dx \\ &= Q(X) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{X}{\sqrt{2}}\right) \end{aligned}$$

Avec : $X=Z/\sigma_L$



Marge de shadowing





Chapitre 9

Shadowing

I-3 le shadowing

- 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 ($\sigma=6\text{dB}$). Les pertes maximales du systèmes sont de 140dB. Les hauteurs d'antennes sont resp : $h_T=30\text{m}$, $h_R=1,5\text{m}$. Quel est la distance de couverture? Que se passe-t-il si σ augmente à 8dB ?

- Réponse :

$$PL(d) = PL_{free}(d) + PL_{Clutter} + PL_{Shadowing}$$

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

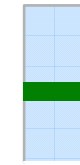
$$PL_{clutter} = 20\text{dB}$$

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

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

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

Si $\sigma = 8\text{dB}$; $d = 3,8\text{km}$



Chapitre 9

Shadowing

I-3 le shadowing

- Résultat : $PL(d) = PL_{free}(d) + PL_{Clutter} + PL_{Shadowing}$

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

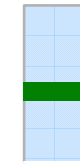
$$PL_{clutter} = 20dB$$

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

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

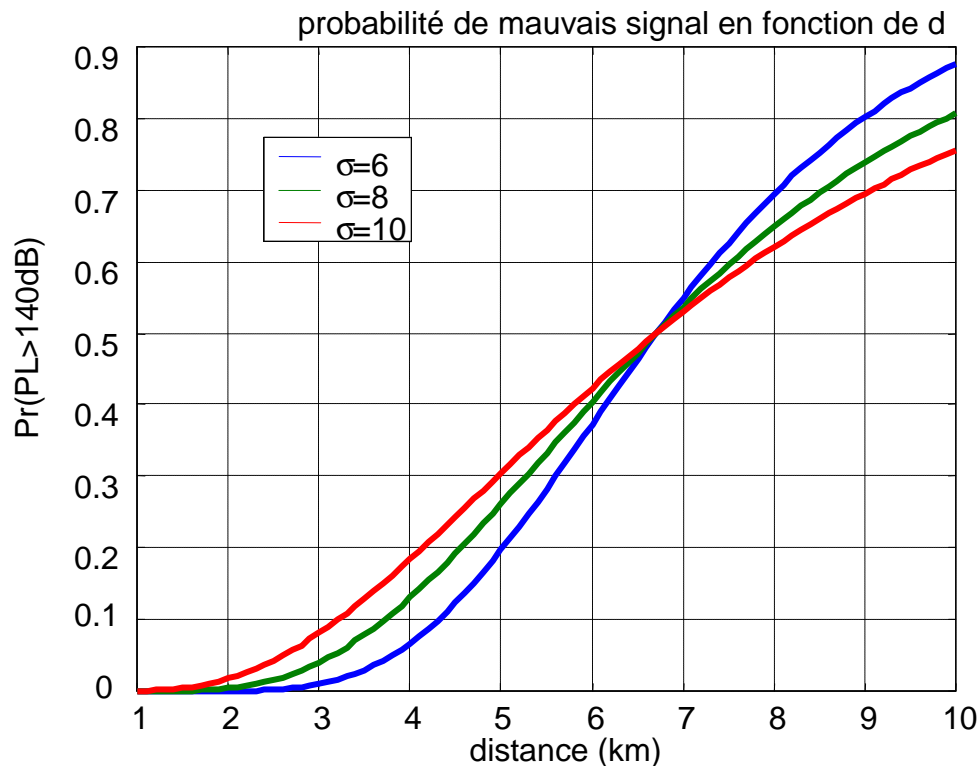
$$\log d = 3,64; \quad d = 4,4km$$

Si $\sigma = 8dB$; $d = 3,8km$



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

$$\begin{aligned} \Pr(PL(d) > 140) &= \Pr(PL_S(d) > 140 - PL_{free} - PL_{clutter}) \\ &= Q\left(\frac{140 - PL_{free}(d) - PL_{clutter}}{\sigma_L}\right) \end{aligned}$$



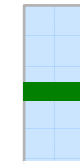
- En pratique, comment connaître la valeur de σ_L ???

- 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)

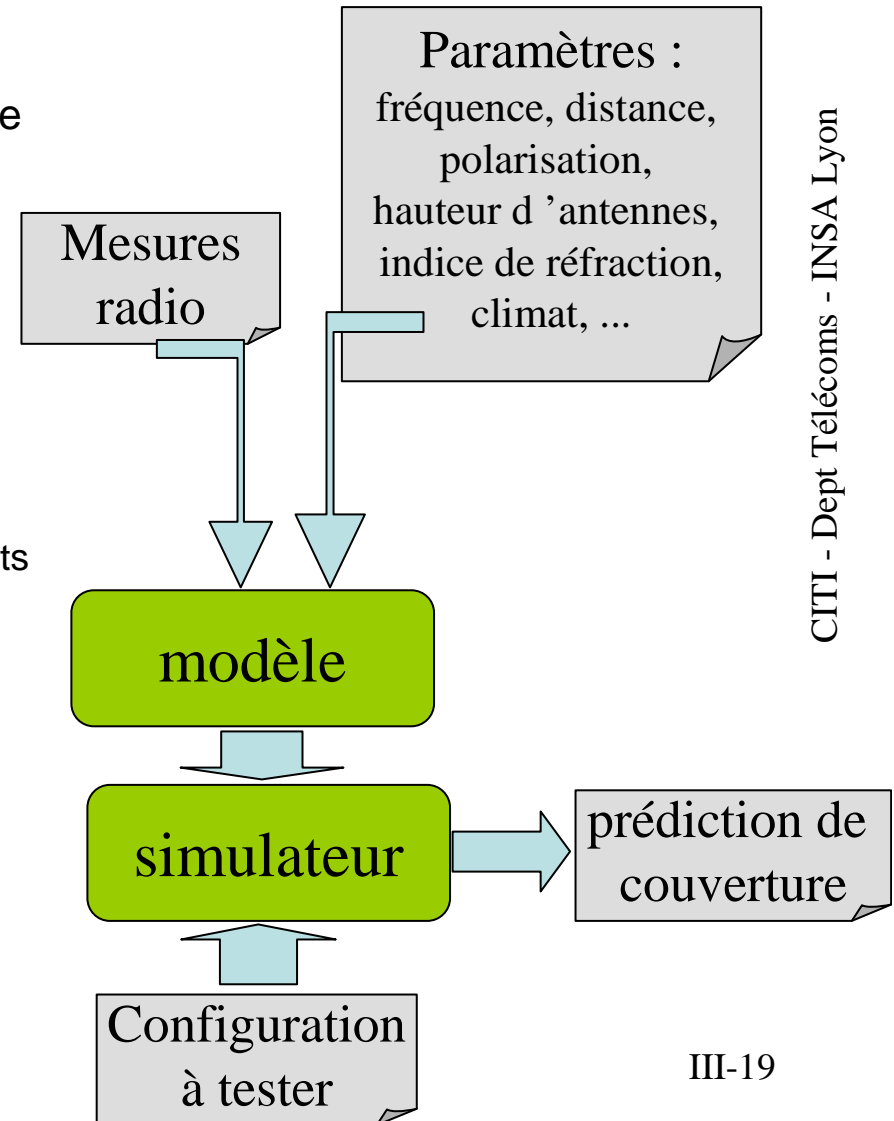
3- Modèles empiriques

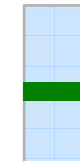


- Principe général
Prédiction de couverture, à partir d'un modèle empirique (déterminé à partir des mesures)

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



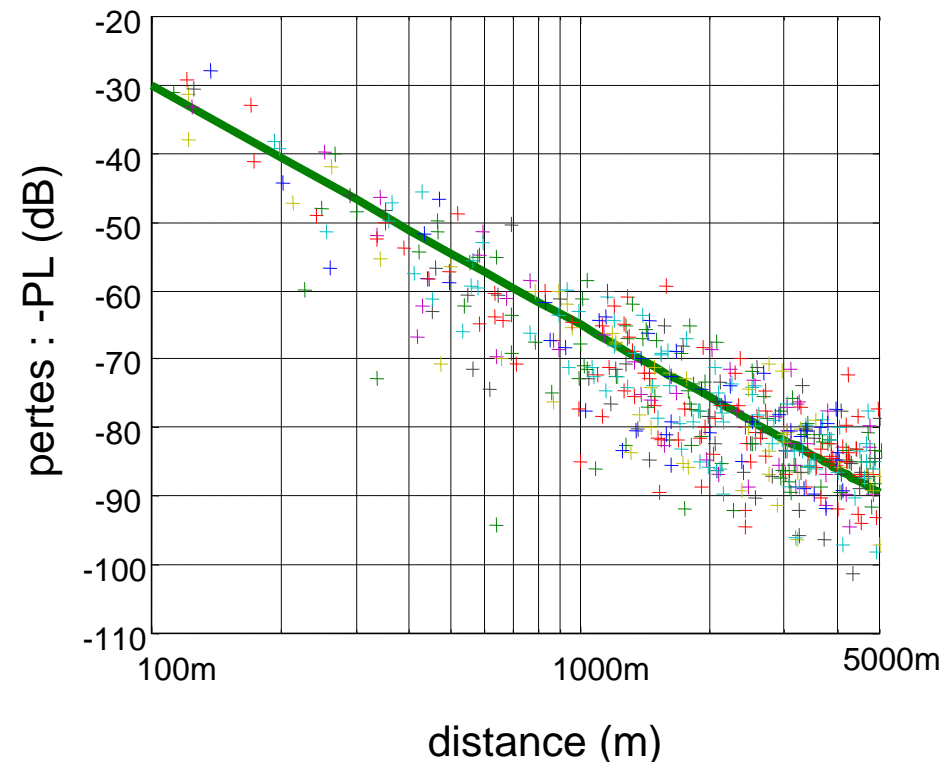


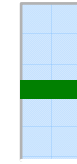
Chapitre 9

Modèles empiriques

- 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) :
 $PL(d)=35\log(d)-40$





- 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

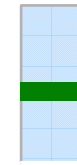
$$L_{50} = A(f, h_t) + B(h_t) \cdot \log d + C(f, h_r)$$

4) Identification des paramètres

$$L_{50}(\text{urban}) = 69.55 + 26.16 \cdot \log f_c - 13.82 \cdot \log h_t - a(h_r) + (44.9 - 6.55 \log h_t) \cdot \log d$$

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

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



Chapitre 9

Modèles empiriques

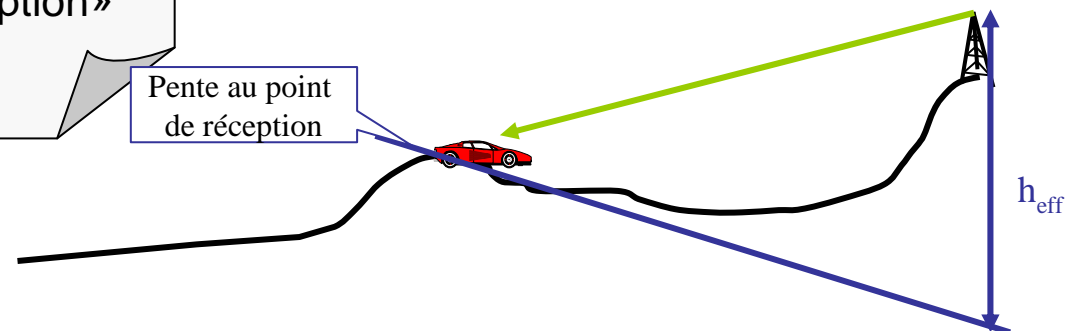
- Modèle de Hata
extension pour les villes petites à moyennes au-delà de 1500MHz
tentative d'extrapolation à des villes autre que japonaises.
- Modèle de Lee (1993)
approche basée sur l'extension du problème de réflexion au sol
dédié au déploiement GSM
basé sur la «pente au point de réception»

- 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

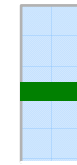
- Lee : modèle très différent



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

avec : (n, P_0) dépendent du milieu

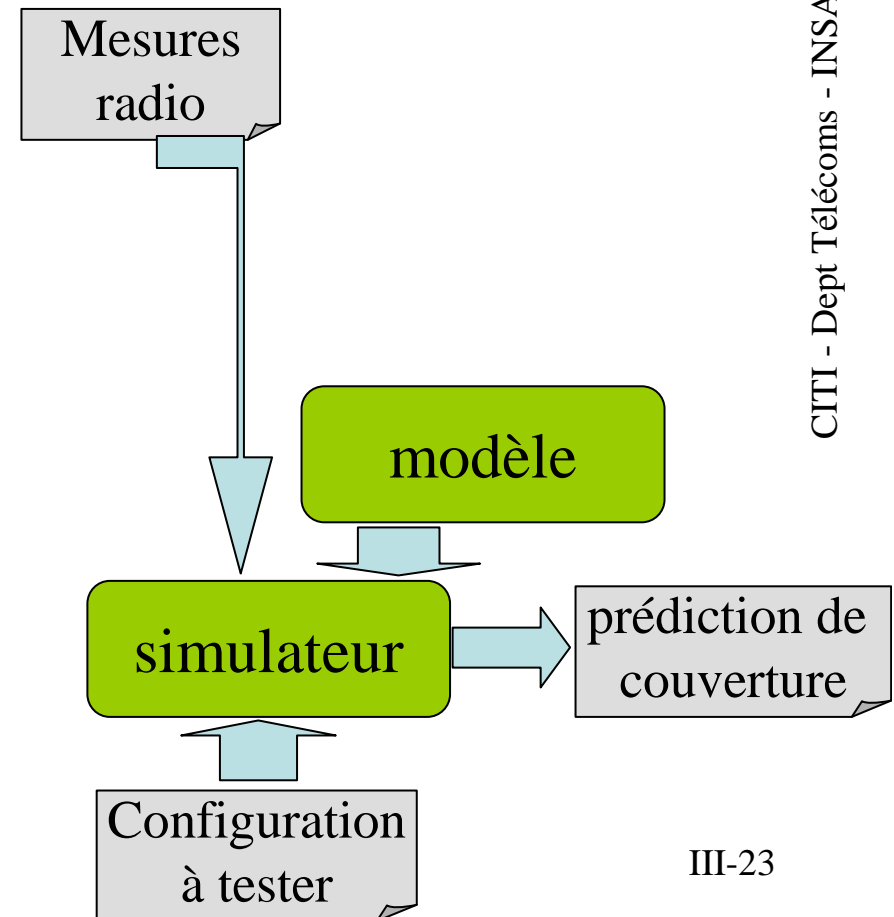
4- Modèles déterministes

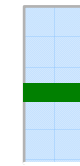


- Principe général
Partir des équations de propagation
 - En proposer une formulation simplifiée (1D, 2D, 3D), adaptée au problème traité.
 - Eventuellement, calibrer à partir de quelques mesures

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



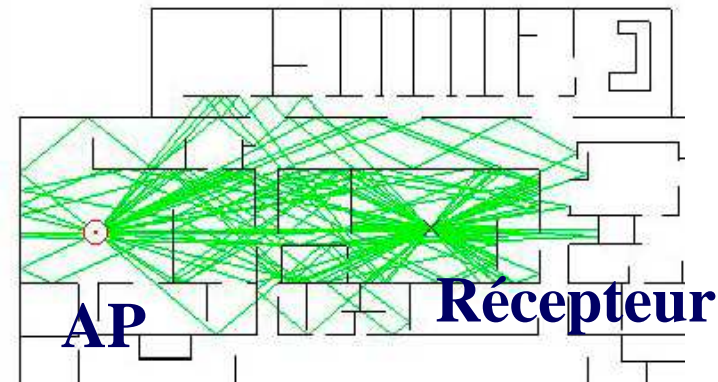


Chapitre 9

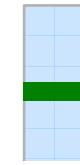
Modèles déterministes

- 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



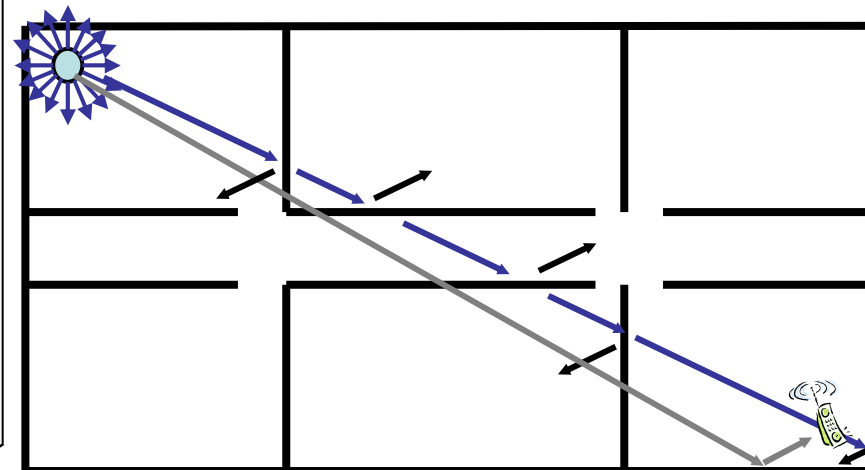
Chapitre 9

Modèles déterministes

lancer de rayon pour Indoor/urbain

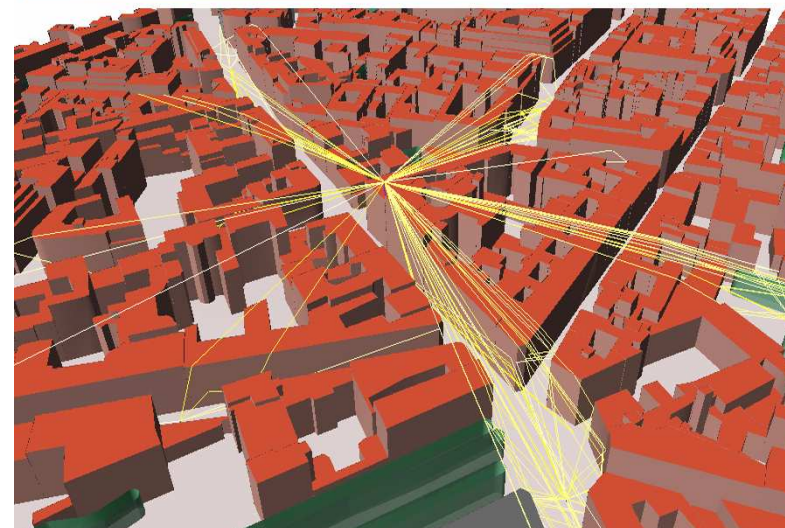
- principe :
 - Tracé/lancé de rayons entre l'émetteur et le récepteur
- méthode
 - lancer de rayon 1D.
 - Somme de 3 types de chemins

Modèle multi-rayons



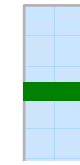
SIRADEL

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



Chapitre 9

Modèles déterministes

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

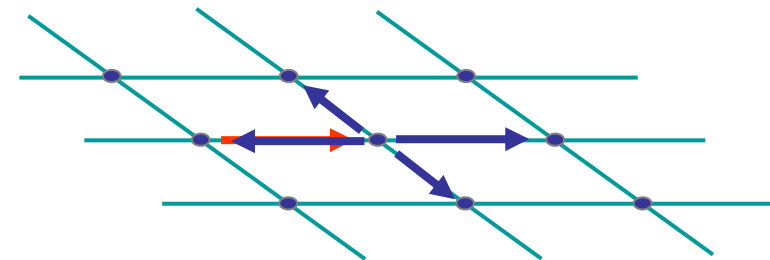
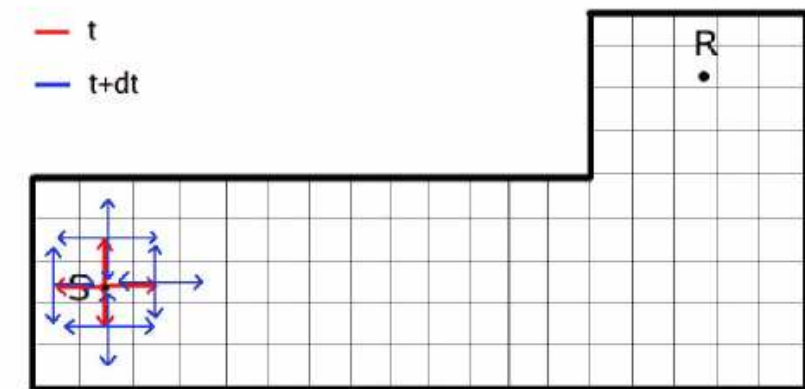
propriétés

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



Description de WILDE

Modèle d'affaiblissement

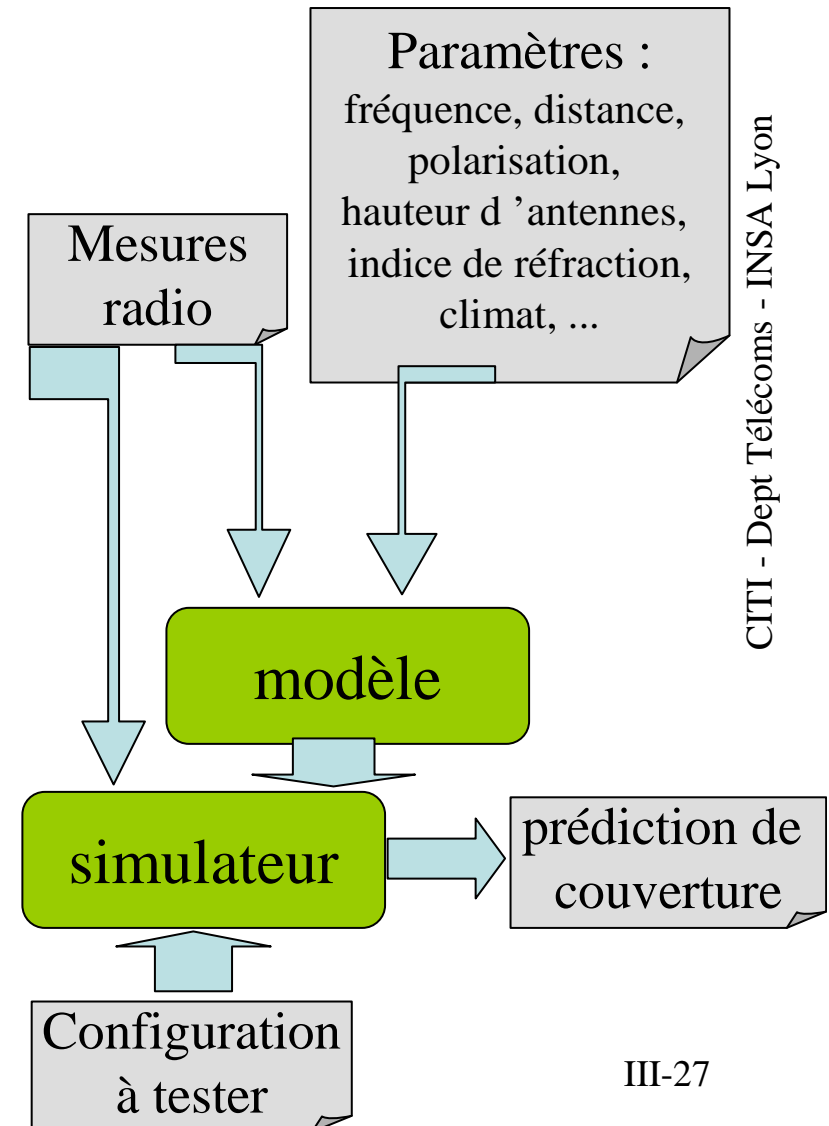


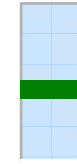
5- Modèles semi-déterministes

- 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





Chapitre 9

Modèles
semi-déterm.

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.
 - Somme 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

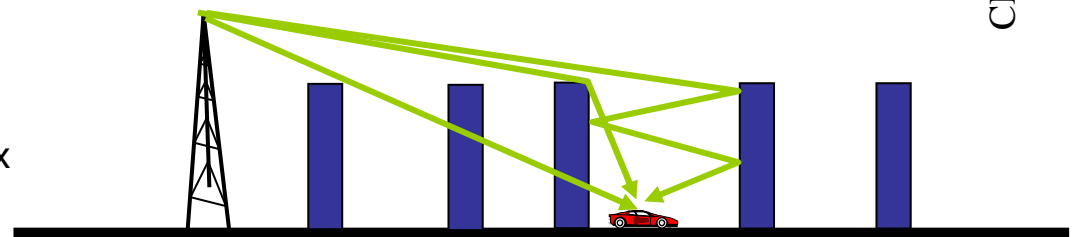
Modèle d'affaiblissement

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

affaiblissement
en espace libre

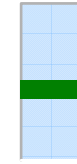
affaiblissement
«rooftop to street»

affaiblissement
«multiscreen»



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

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



Chapitre 9

Modèles
semi-déterm.

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

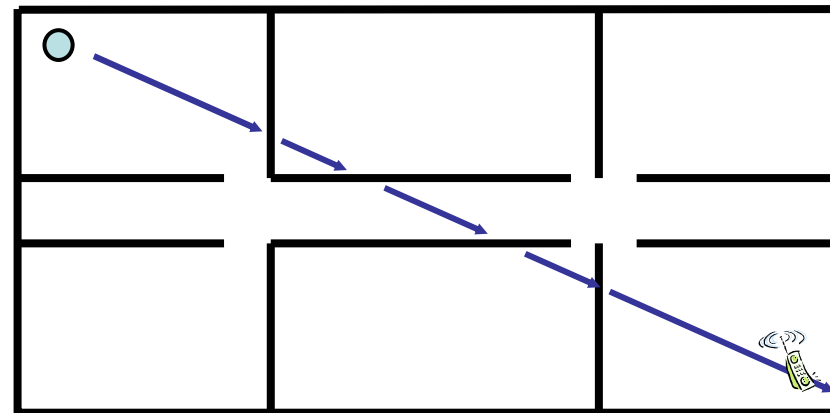
propriétés

- 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

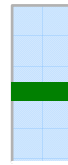
Modèle d'affaiblissement

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

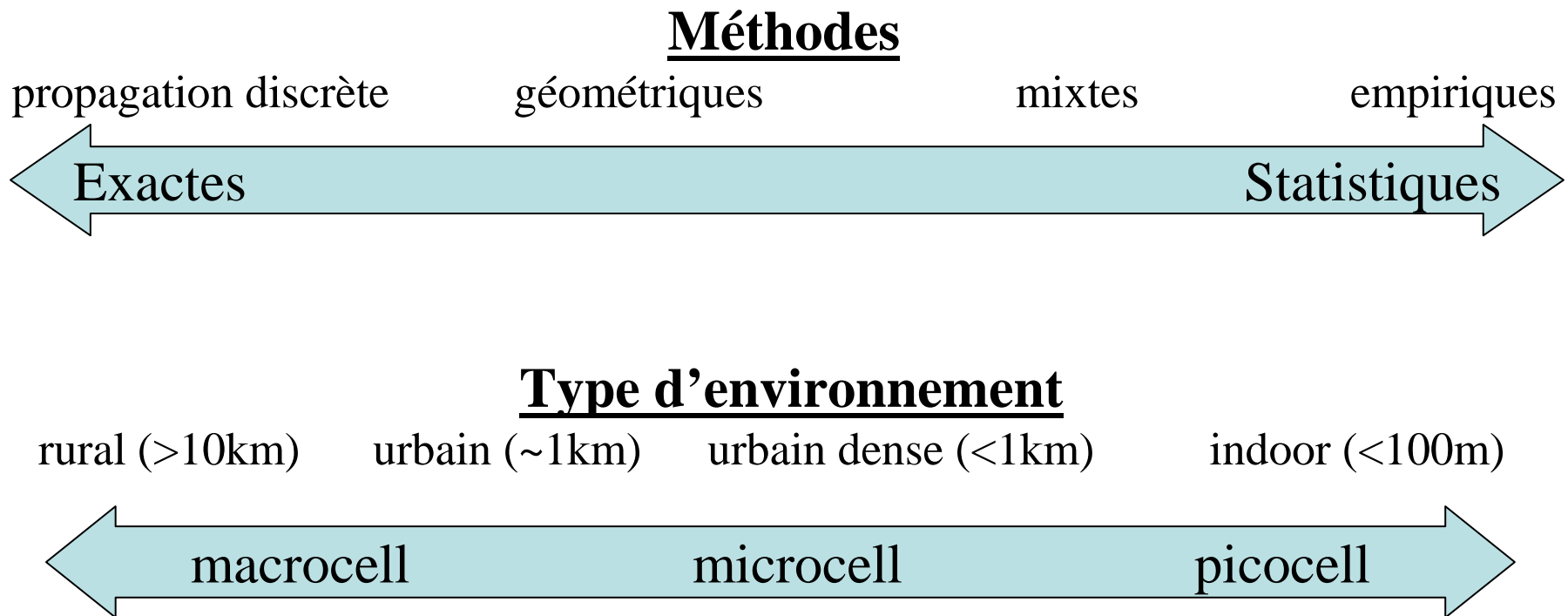
affaiblissement
par transmission
pour chaque mur

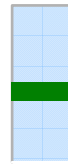


III-29



- 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)

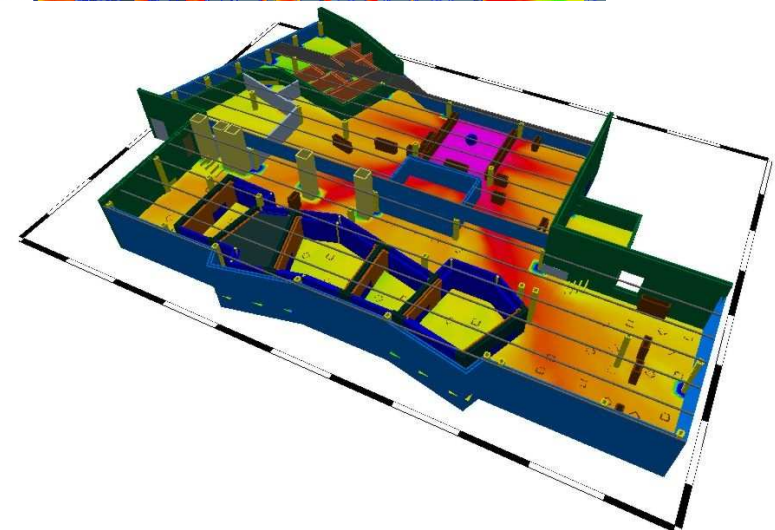
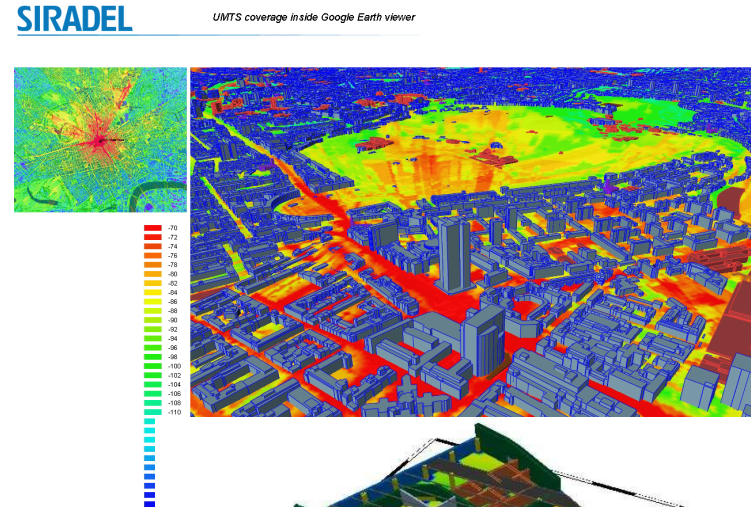
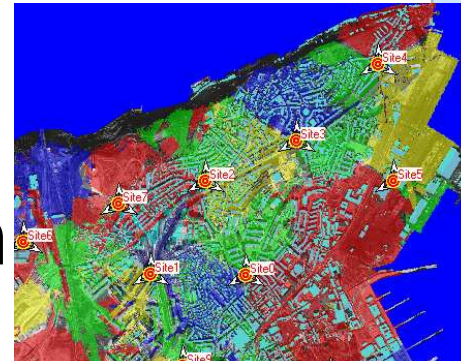
<http://www.forsk.com>

- Volcano (Siradel)

<http://www.siradel.com>

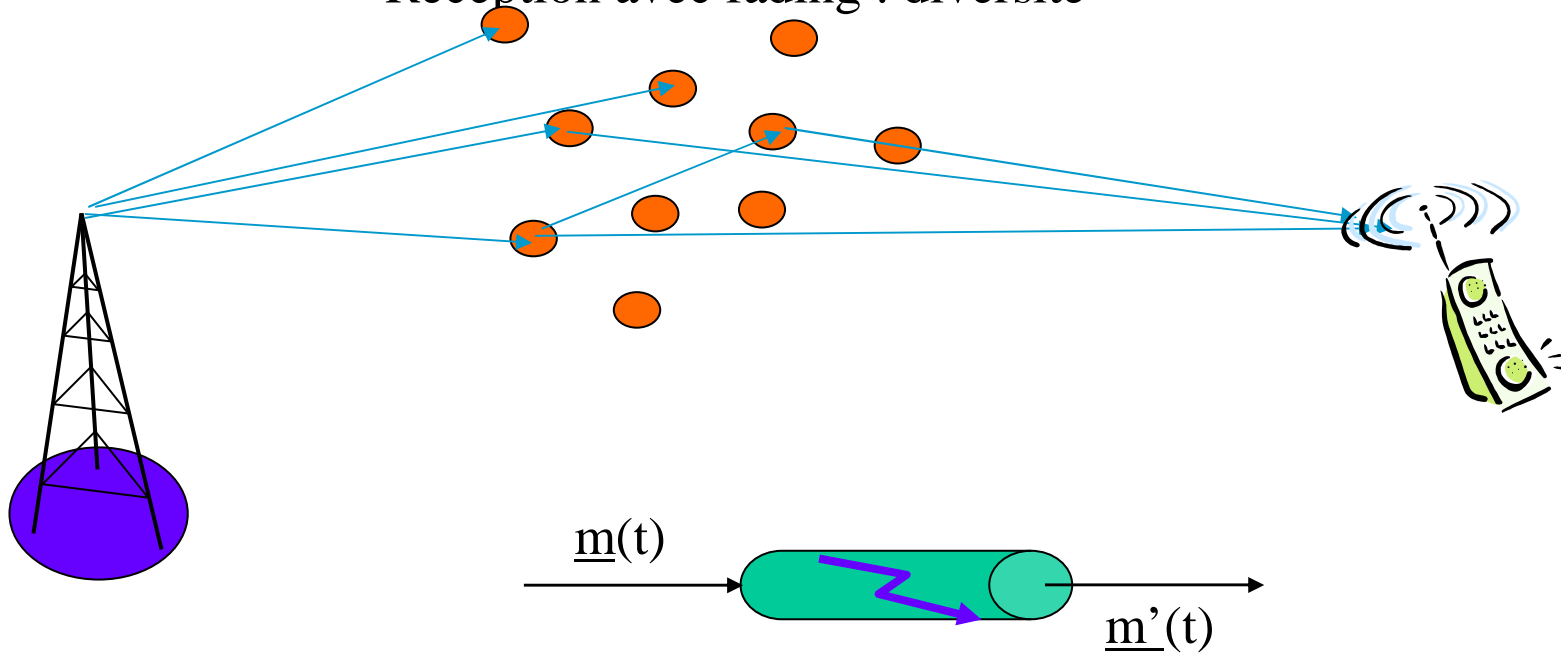
- Winprop (AWE com)

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



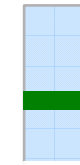
Chap 10 : Fading plat

- Caractérisation bande étroite
- Fading plat : lois de Rice, Nakagami-m
- Réception avec fading : diversité



$$\underline{m}'(t) = [h_1(t) + h_2(t) + \dots + h_N(t)] \otimes \underline{m}(t)$$

1- Définition

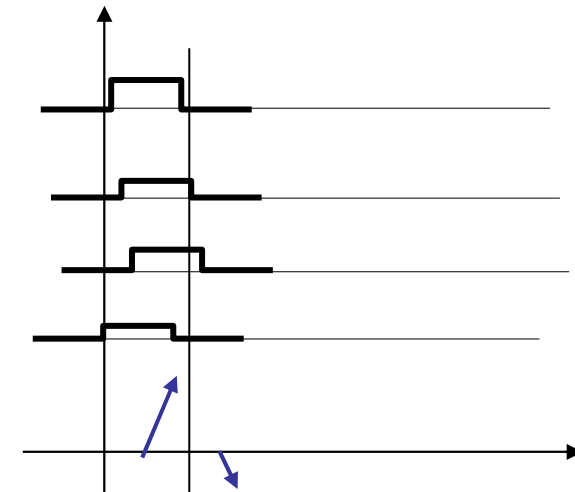


Chapitre 10

- Le fading plat :
 - Cas où les différences de chemins sont faibles (par rapport à la durée des impulsions)

$$\Delta t < T_s$$

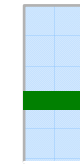
- Propriétés de ce modèle
 - même un faible déplacement (du mobile ou d'un élément extérieur, peut entraîner une réponse assez différente).
 - La cohérence spatiale et la cohérence temporelle sont faibles.
 - Si la pseudo-stationnarité (stationnaire pendant la durée d'un symbole, ou d'une trame) n'est pas vérifiée, on ne peut pas faire grand chose ...
 - La réponse du canal est simplement un coefficient complexe **mais variable au cours du temps**:



2ième écho négligeable

$$\hat{a}_k \approx \sum_n \underline{h}_{t=\tau}(n) \cdot \underline{a}(n-k) = \underline{h}_{t=\tau} \cdot \underline{a}_k$$

2- Canal de Rayleigh

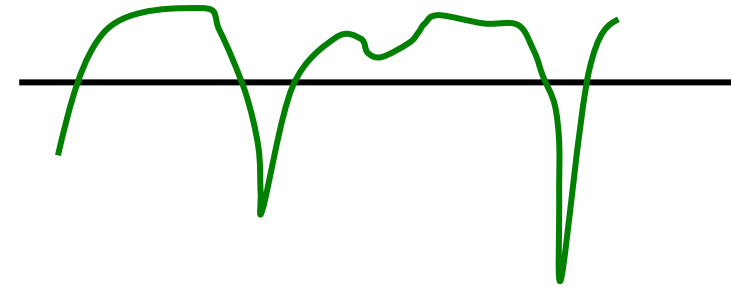


Chapitre 10

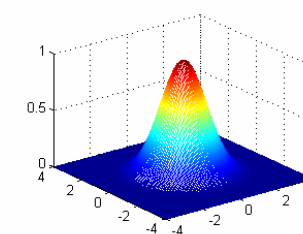
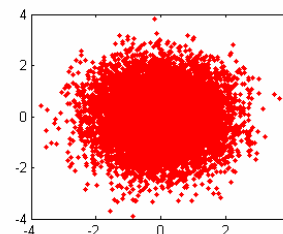
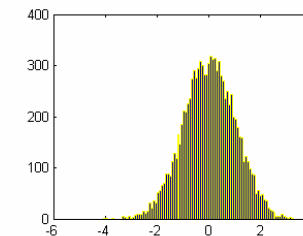
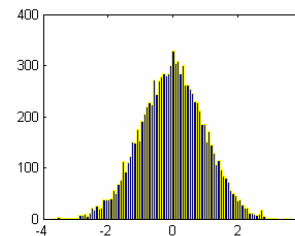
- Pas de chemin LOS : plusieurs chemins issus de réflexions multiples
 - Le signal résultant est la somme de composantes à phase et module aléatoires
 - tend vers une loi normale complexe
 - La partie réelle et la partie imaginaire suivent une loi normale

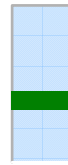
L'amplitude du signal reçu est un processus aléatoire.

On a donc un bruit multiplicatif



réponse diffuse :
distribution aléatoire normale





Chapitre 10

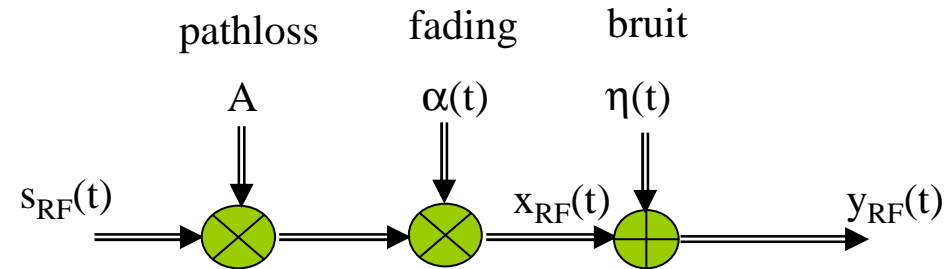
Rayleigh

- Le canal est modélisé par un bruit additif :

$$\underline{\alpha}(t) = \alpha(t) \cdot e^{j\varphi(t)}$$

- que l'on normalise en puissance (i.e. gain unitaire) :

$$G_\alpha = E(\underline{\alpha}^2) = E(x^2) + E(y^2) = 2\sigma^2 = 1$$

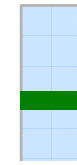


$$y_{RF}(t) = A\underline{\alpha}(t) \cdot s_{RF}(t) + \underline{\eta}(t)$$

→ SNR moyen : $\Gamma = E(\gamma(t)) = E(|\alpha(t)|^2) \frac{E_b}{N_0} = \frac{E_b}{N_0}$

→ SNR instantané : $\gamma(t) = \frac{E(|x_{RF}(t)|^2)}{E(|\eta(t)|^2)} = \alpha(t)^2 \frac{E_b}{N_0}$

Rappel :
pour def. E_b/N_0 ,
voir introduction



Chapitre 10

Rayleigh

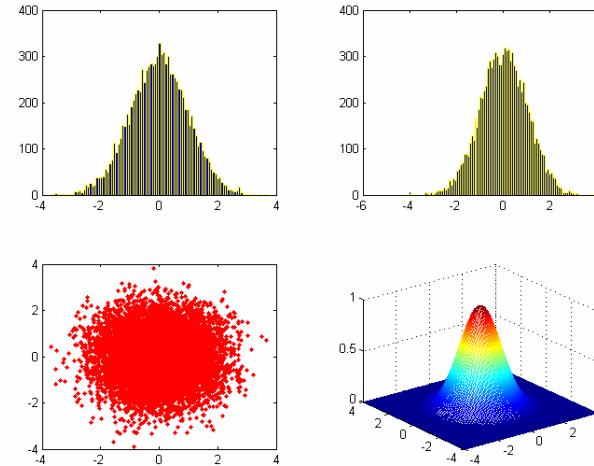
- Statistiques du canal ?

Amplitude : loi de Rayleigh

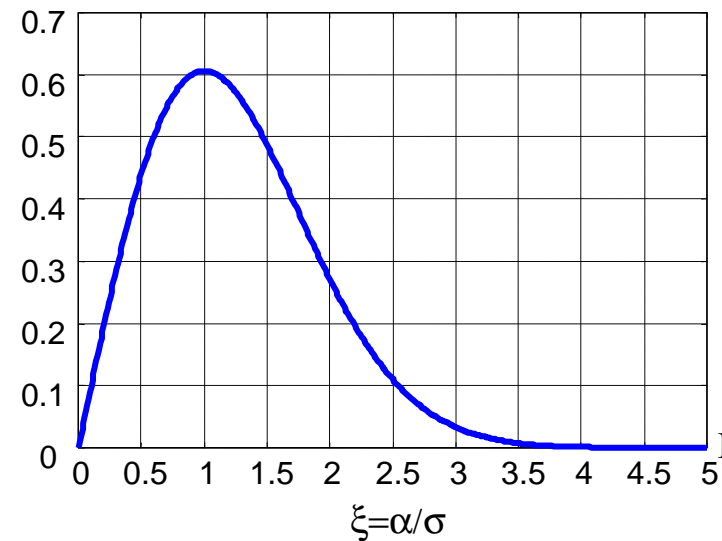
$$p(\alpha) = \begin{cases} \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right) & \alpha \geq 0 \\ 0 & \alpha < 0 \end{cases}$$

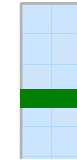
Puissance : loi du Khi-2

$$p(\gamma) = p(\alpha) \cdot \frac{d\alpha}{d\gamma} = \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right)$$



distribution de Rayleigh normalisée $p(x)$



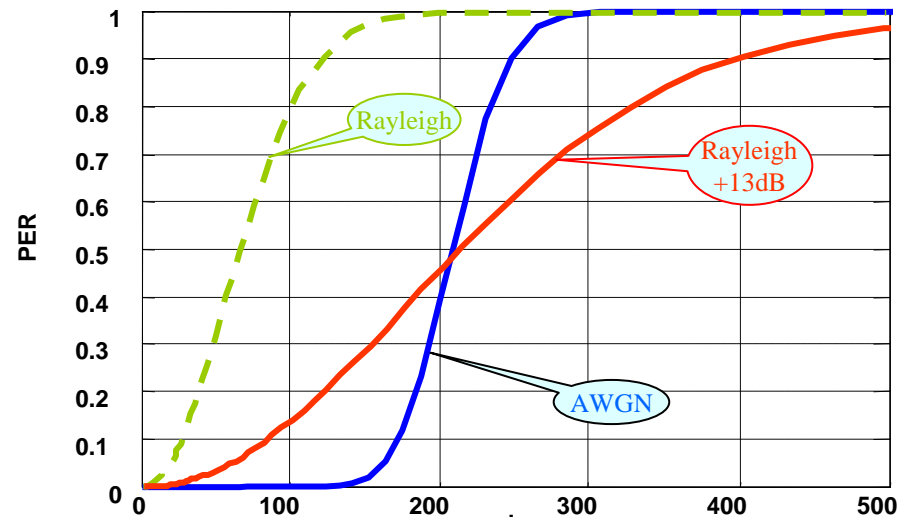
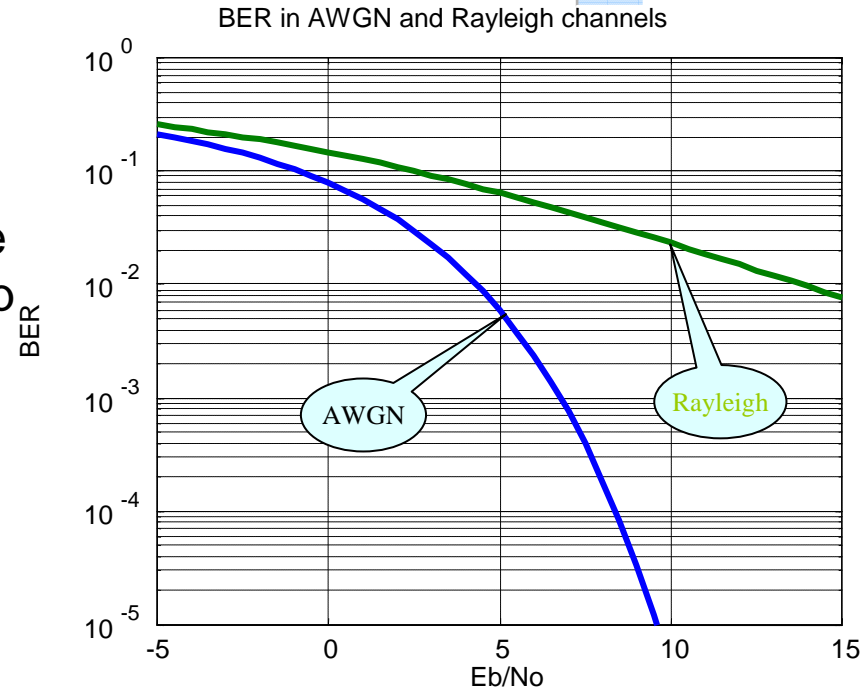
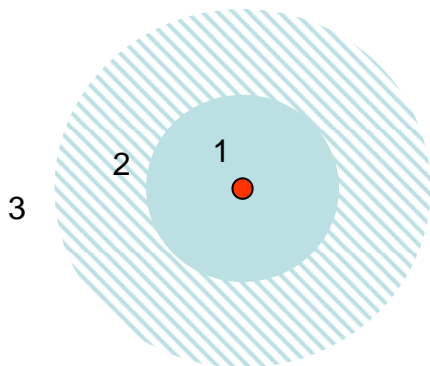


- Les conséquences sont importantes :

La probabilité d'erreur à puissance moyenne donnée est beaucoup plus élevée à cause de la probabilité de fading

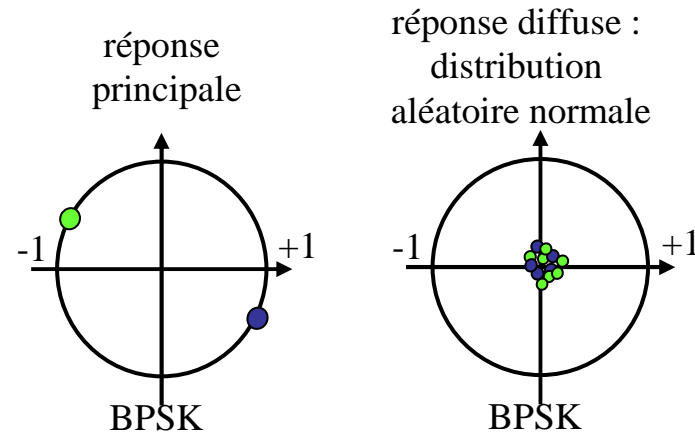
$$p_{err} = \int_0^{\infty} p(\gamma) \cdot p_e(\gamma) d\gamma$$

$$= \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{1-\Gamma}} \right]$$



2- Canal de Rice

- Cas plus général : un chemin LOS stable + des variations (chemins latéraux) faiblement décalés de faible amplitude.
 - on a une composante principal + des composantes de phase aléatoire



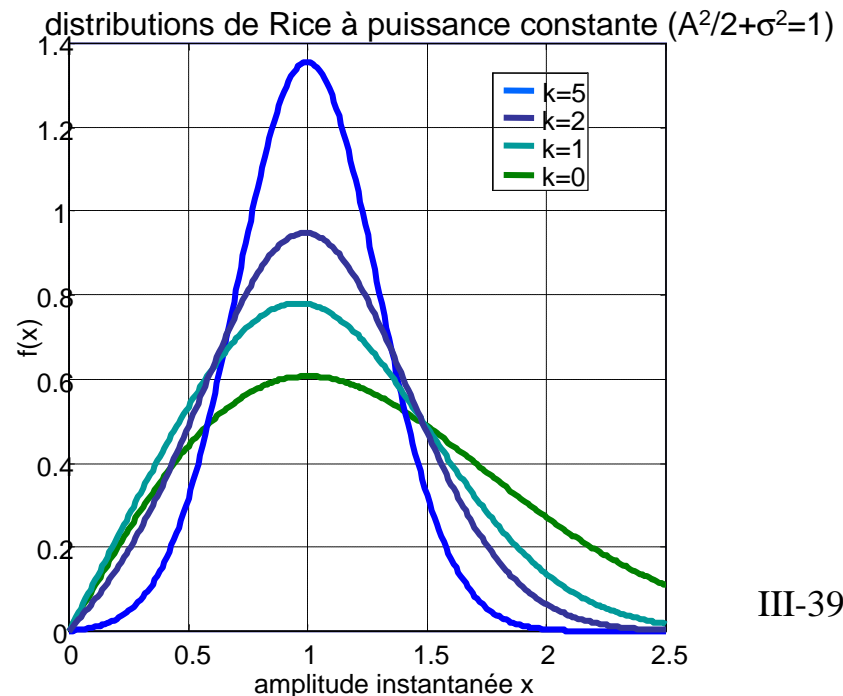
- Loi de l'enveloppe :
distribution de Rice

$$p(\alpha) = \begin{cases} \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{A \cdot \alpha}{\sigma^2}\right); & A \geq 0 \quad \alpha \geq 0 \\ 0 & \alpha < 0 \end{cases}$$

1 paramètre clé :

$$k = A^2 / 2\sigma^2$$

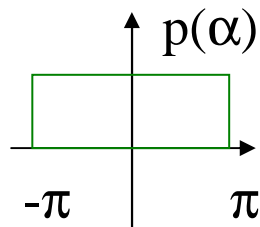
Rapport de puissances
entre composantes LOS et diffuse



3- Statistiques de second ordre

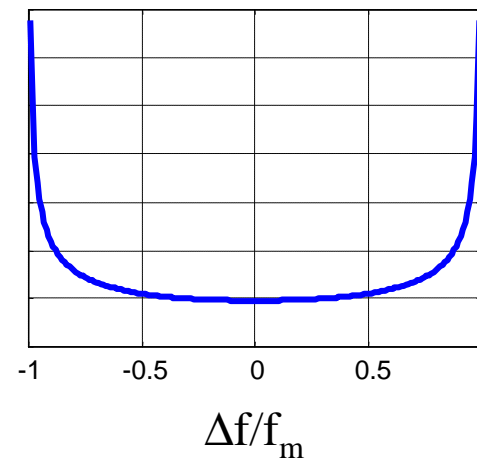
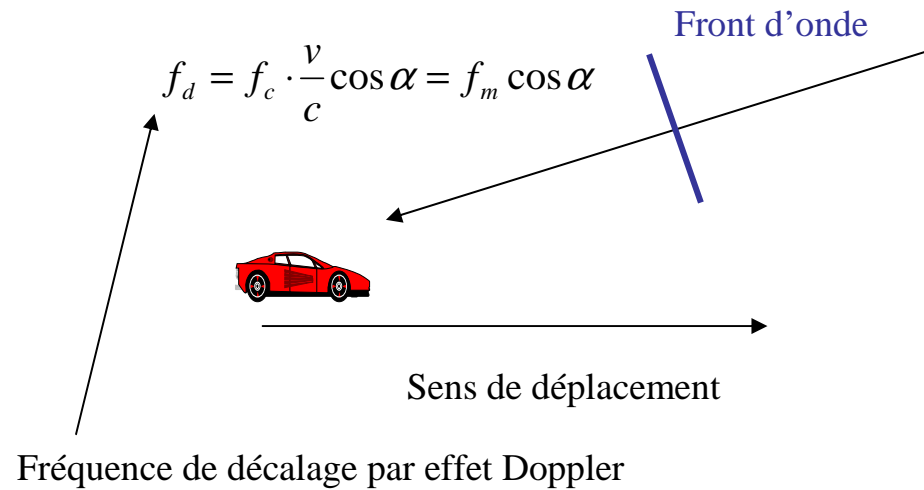
- une des conséquences des chemins multiples est la non stationnarité du canal lorsqu'un mobile se déplace entraînant :
 - décalage spectral par effet Doppler
 - non stationnarité du canal

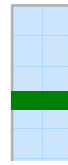
- Canal de Rayleigh
Distribution angulaire uniforme



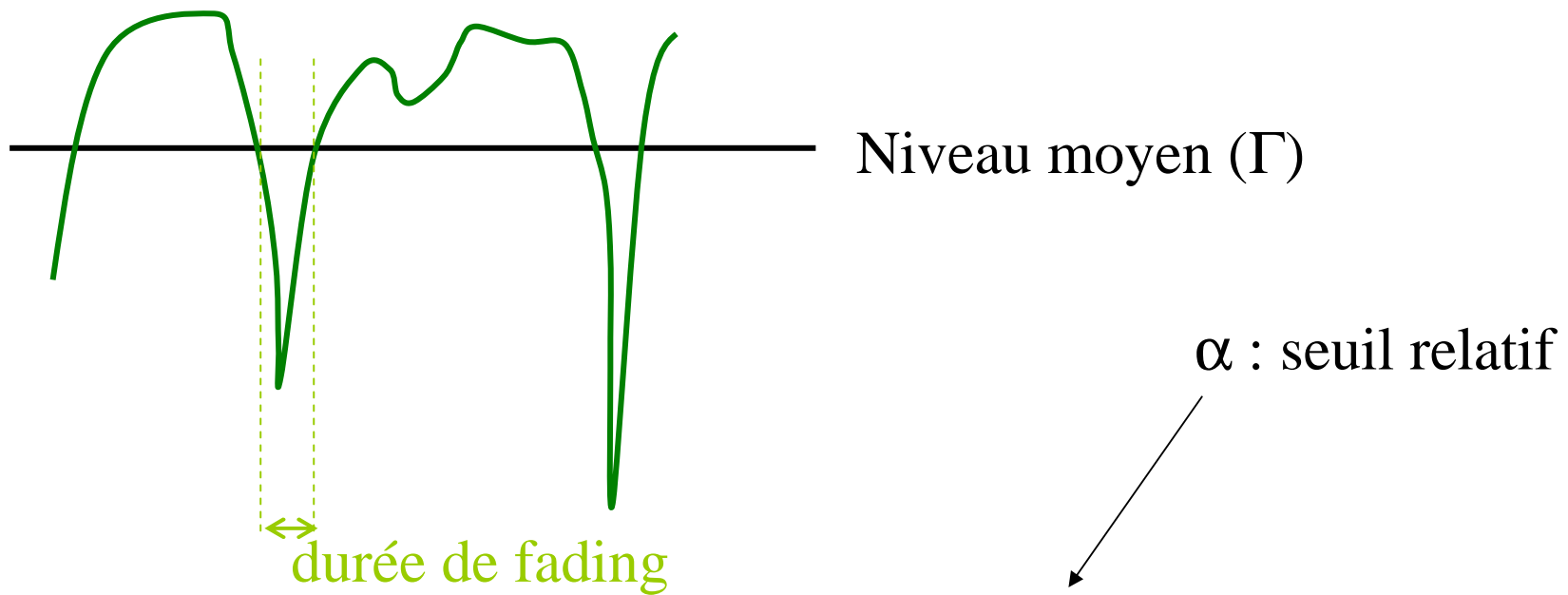
→ spectre Doppler classique

$$S(\Delta f) = \frac{1.5}{\pi \cdot f_m \sqrt{1 - \left(\frac{\Delta f}{f_m}\right)^2}}; \quad \forall |\Delta f| < f_m$$



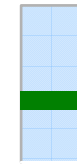


L'effet Doppler peut s'interpréter dans le domaine, temporel, par la non-stationnarité du canal radio :



$$\bar{\tau} = \frac{e^{\alpha^2} - 1}{\alpha \cdot f_m \sqrt{2\pi}}$$

4- Interprétation dans le domaine spectral



Chapitre 10

- cas simple : 2 chemins d'amplitude égale

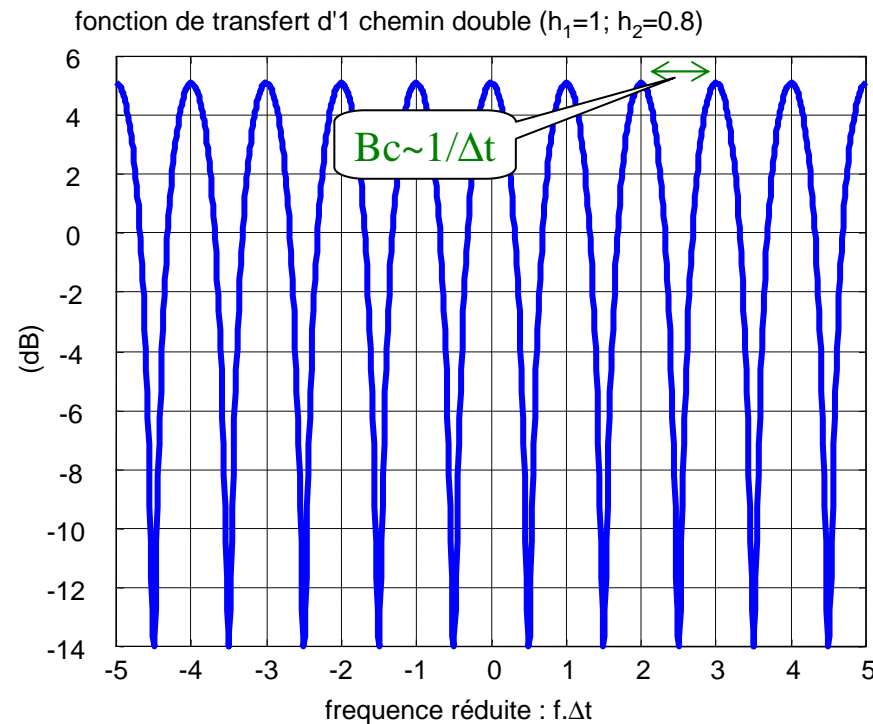
$$y(t) = \underline{h}_1 s_{RF}(t - t_1) + \underline{h}_2 s_{RF}(t - t_2)$$

$$H(t) \sim \underline{h}_1 \cdot \delta(t) + \underline{h}_2 \cdot \delta(t - \Delta t)$$

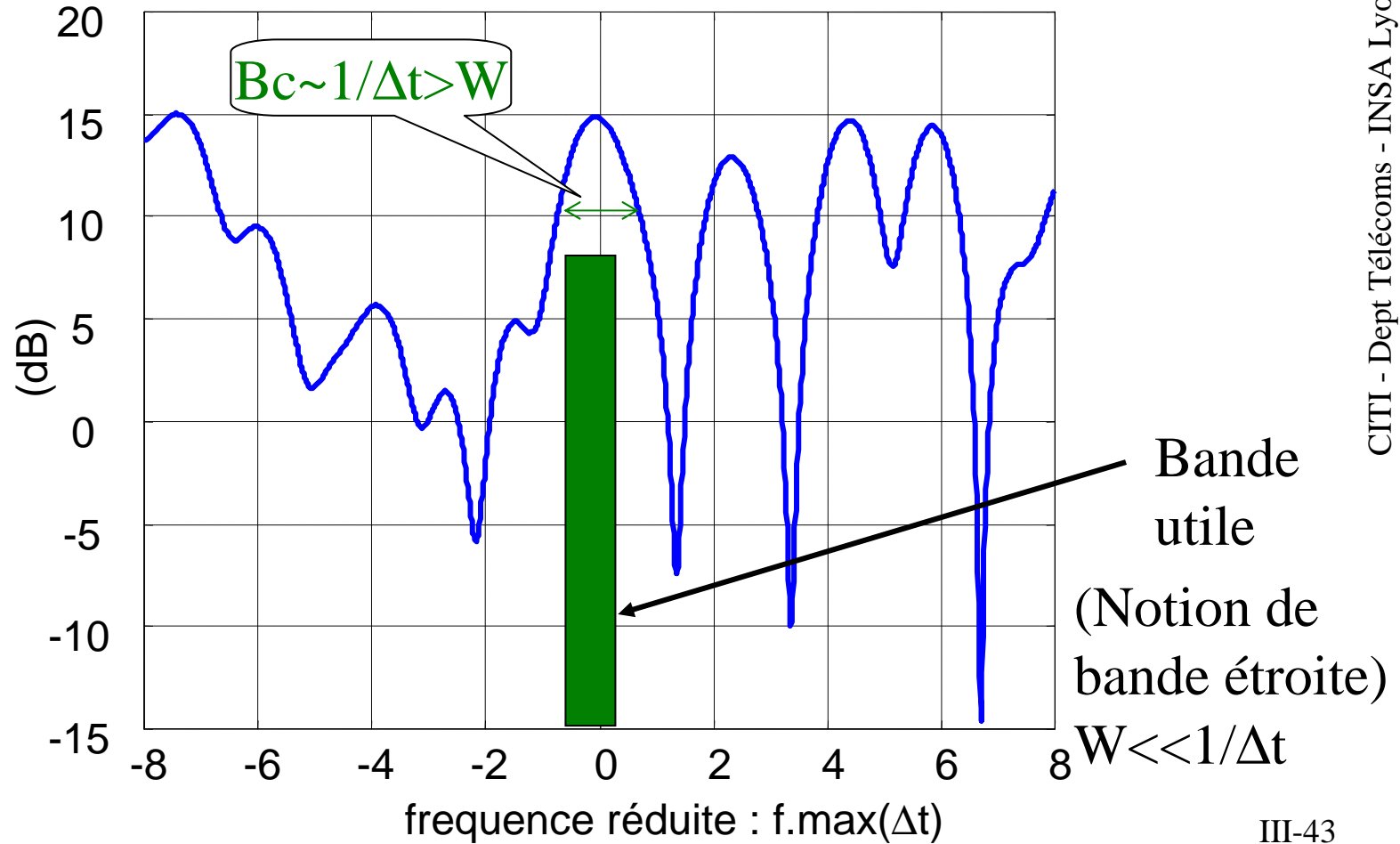
$$H(f) \sim \underline{h}_1 + \underline{h}_2 \cdot e^{-j2\pi f \Delta t}$$

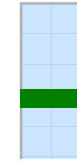
Seule contrainte : $\Delta t < T_s$

Définition : la bande de cohérence est la bande de fréquence pour laquelle la réponse fréquentielle du canal peut être considérée comme constante. Elle est liée à l'étalement temporel des chemins



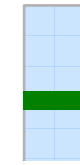
fonction de transfert d'1 chemin à 20 composantes aléatoires ($dt < 1$)





- Résumé sur les évanouissements 'plats'
 - liés à des chemins de faible différence de temps de propagation relativement à la durée des impulsions
 - conséquences:
 - » la réponse impulsionnelle varie rapidement
 - » la réponse exacte n'est pas prédictible complètement : il faut utiliser un modèle statistique.
 - » dans la plupart des applications, la pseudo-stationnarité doit être vérifiée durant l'émission d'une trame
 - la réponse fréquentielle est relativement stable dans la bande de fréquence occupée par le signal (bande de Cohérence $B_c >$ bande spectrale B_s , et $\Delta t < T_s$)
 - Compensation : diversité, ou étalement spectral

5- Diversité



Chapitre 10

Les effets du fading plat (variations de signal) peuvent être compensés par la diversité:

→ Diversité spatiale :

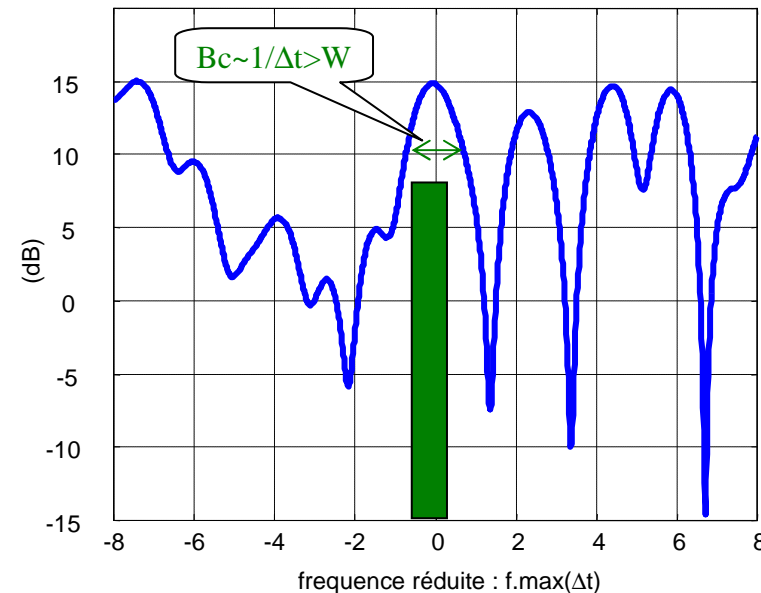
On suppose les N voies statistiquement indépendantes → les évanouissements ne se produisent pas aux mêmes fréquences

→ Diversité temporelle :

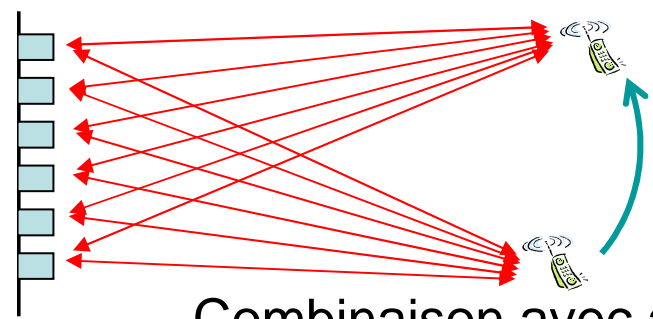
On émet N fois un paquet à intervalles de temps → les évanouissements évoluent au cours du temps (dépend de la mobilité, de la corrélation du canal)

→ Diversité fréquentielle

On émet sur plusieurs canaux fréquentiels → les canaux doivent être suffisamment espacés pour être statistiquement indépendants

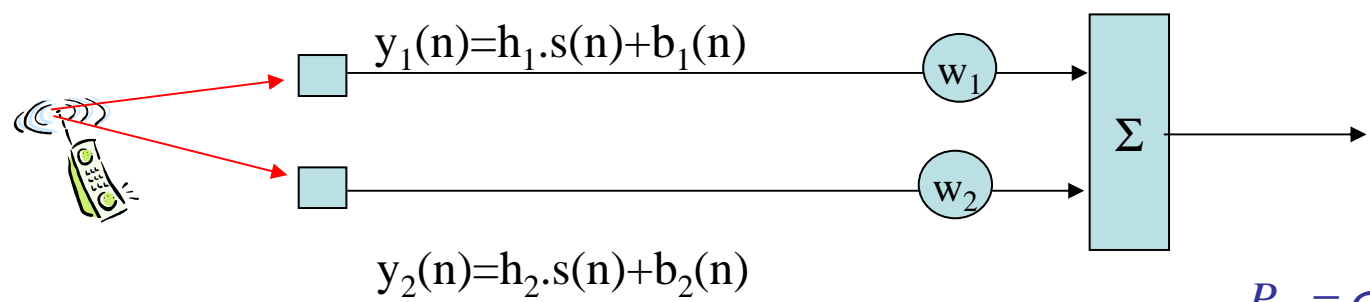


Rem : seule la diversité spatiale ne consomme pas de bande passante



– Combinaison avec antennes multiples

sur chaque canal, les signaux s'expriment sous la forme



$$y_k(n) = h_k \cdot s(n) + b_k(n)$$

et à la sortie du combineur :

$$y(n) = \sum_k y_k(n)$$

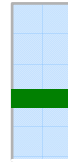
$$= \underbrace{\sum_k w_k h_k s(n)}_{\text{Signal utile}} + \underbrace{\sum_k w_k b_k(n)}_{\text{bruit}}$$

$$P_N = \sigma^2 \cdot \sum_k |w_k|^2$$

$$P_u = P_s \cdot \left| \sum_k w_k h_k \right|^2$$

L'optimisation du SNR en sortie donne:

$$w_k = \mu \cdot \frac{h_k^*}{\sigma^2}$$



– Combinaison Optimale en canal AWGN

Le SNR est alors donné par la somme des SNR

$$\gamma = \frac{\frac{\mu^2}{\sigma^4} \cdot P_s \cdot \left| \sum_k |h_k|^2 \right|^2}{\frac{\mu^2}{\sigma^2} \cdot \sum_k |h_k|^2} = \frac{P_s}{\sigma^2} \cdot \sum_k |h_k|^2 = \sum_k \gamma_k$$

En AWGN, gain max = N

nombre de voies x2 → +3dB,

– Combinaison Optimale en canal de Rayleigh

(bloc-fading)

On a toujours, pour chaque paquet q:

$$w_k(q) = \mu(q) \cdot \frac{h_k^*(q)}{\sigma^2}$$

$$\gamma(q) = \sum_k \gamma_k(q)$$

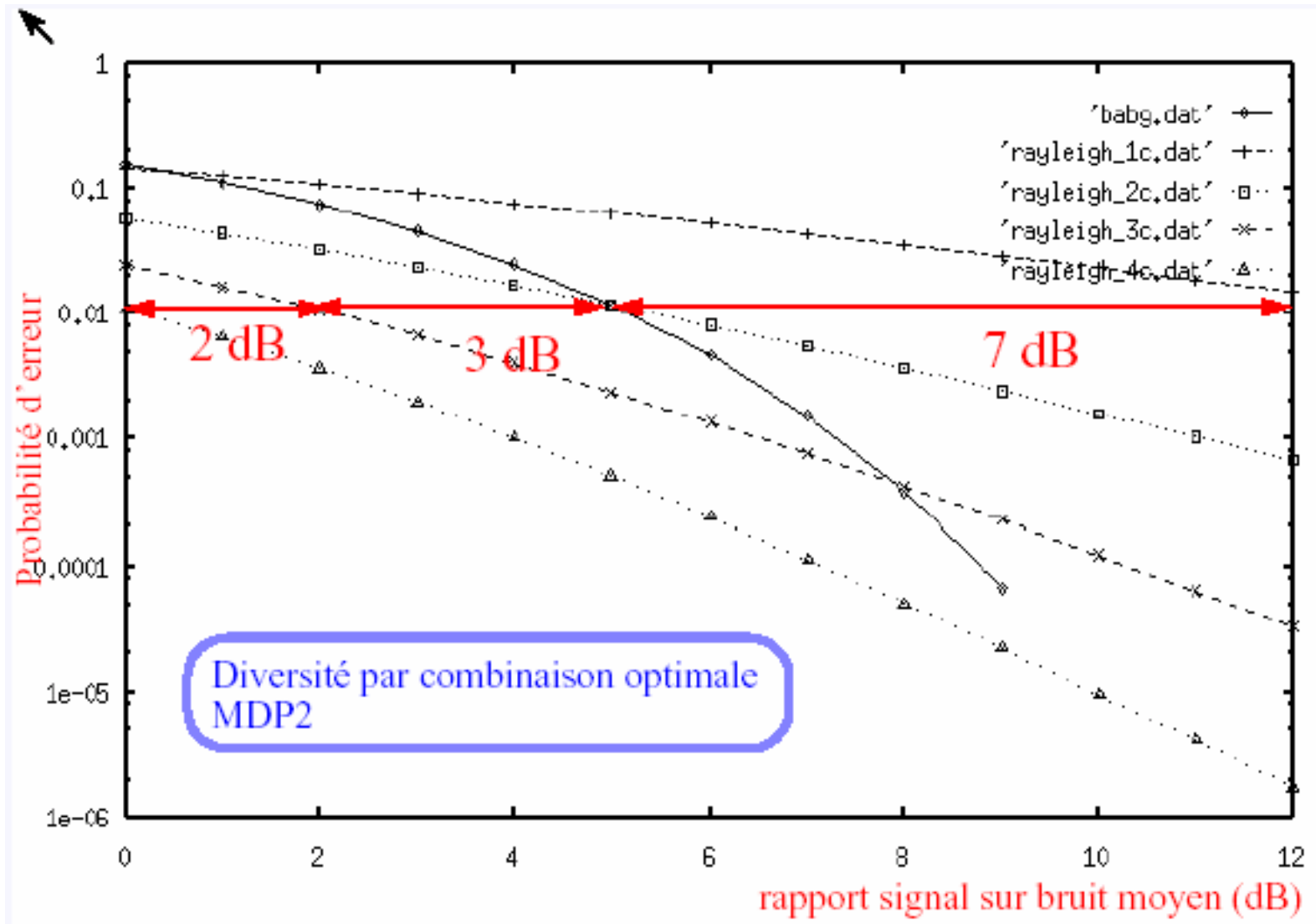
Mais l'amplitude $h_k(q)$ de chaque voie suit une loi aléatoire, indépendante des autres (très important).

on peut en déduire que le SNR résultant $\gamma(q)$, suit 1 loi du χ^2 à $2N$ degrés de liberté.

On calcule la probabilité d'erreur résultante avec la même formule que dans le cas mono-voie en canal de Rayleigh :

$$p_{err}(\gamma) = \int p(\gamma) \cdot \text{erfc}(\sqrt{\gamma}) \cdot d\gamma$$

III-47



6- Etallement de spectre

- Les effets du fading plat (variations de signal) peuvent être compensés par la diversité:

→ Diversité spatiale :

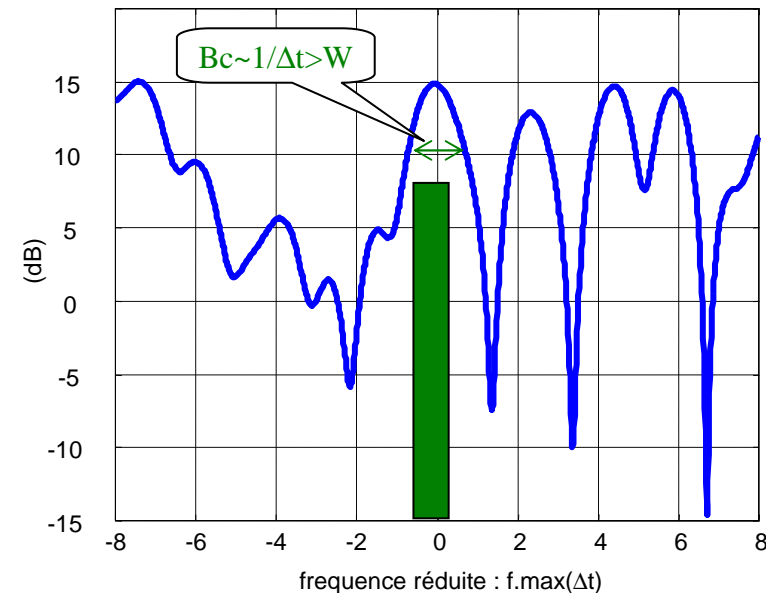
On suppose les N voies statistiquement Indépendantes → les évanouissements Ne se produisent pas aux mêmes fréquences

→ Diversité temporelle :

On émet N fois un paquet à intervalles de temps → les évanouissements évoluent au cours du temps (dépend de la mobilité, de la corrélation du canal)

→ Diversité fréquentielle

On émet sur plusieurs canaux fréquentiels → les canaux doivent être suffisamment espacés pour être statistiquement indépendant



Rem : seule la diversité spatiale ne consomme pas de bande passante

– Saut de fréquence : solution GSM (et 802.11)

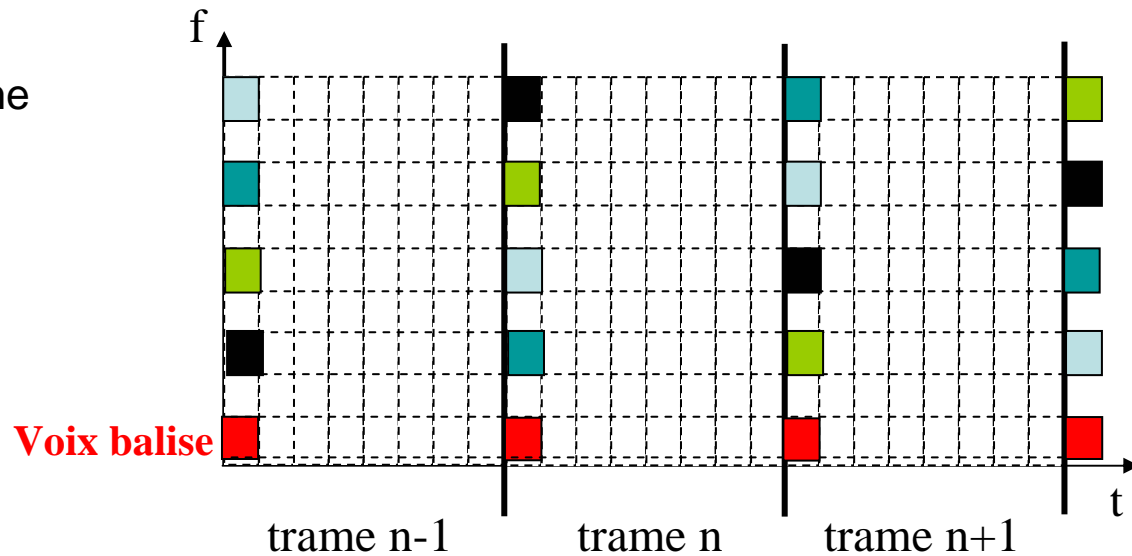
- P_b : lorsque le canal évolue lentement, on risque de perdre plusieurs paquets de suite.
- Solution : changer de fréquence à chaque trame
- Principe : définir des séquences orthogonales

S1 : 1 4 2 3

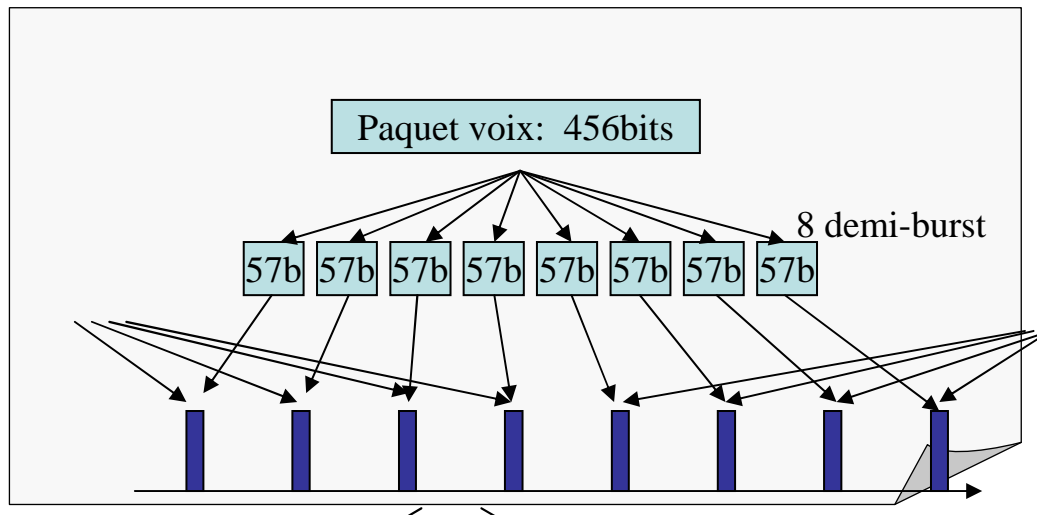
S2 : 2 3 1 4

S3 : 3 1 4 2

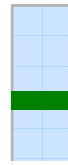
S4 : 4 2 3 1



CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon



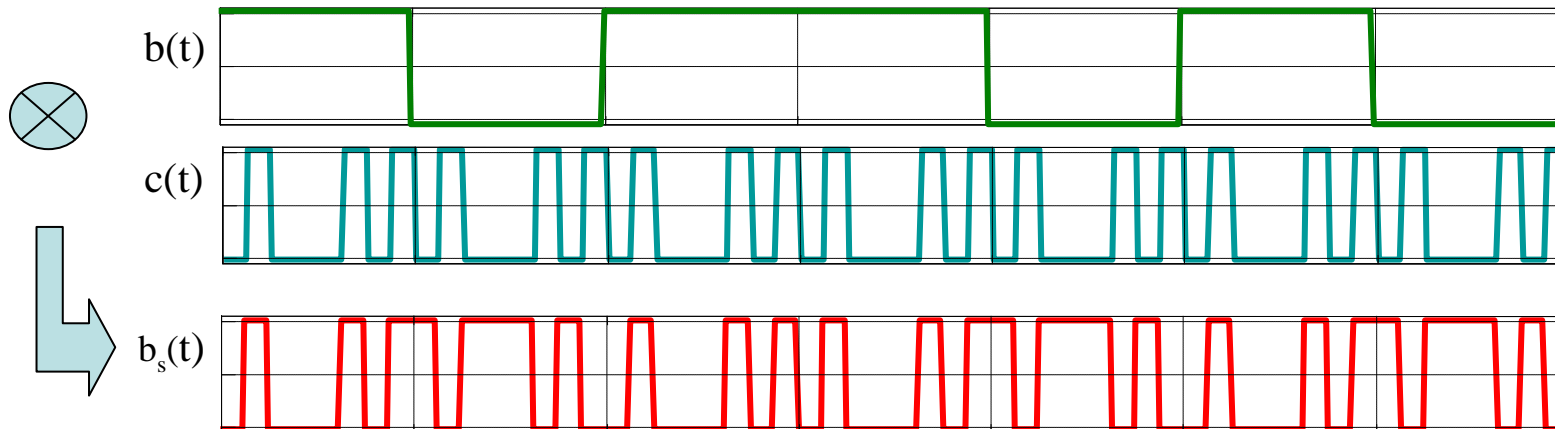
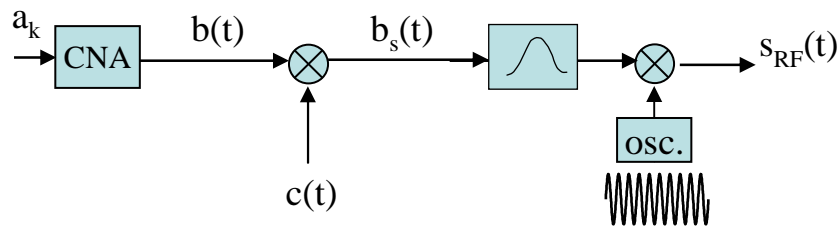
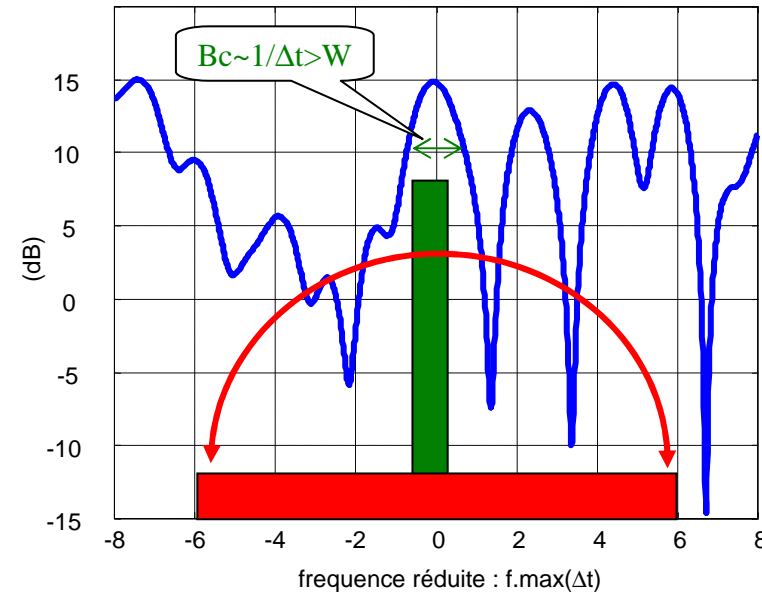
Il faut y associer du codage par trames



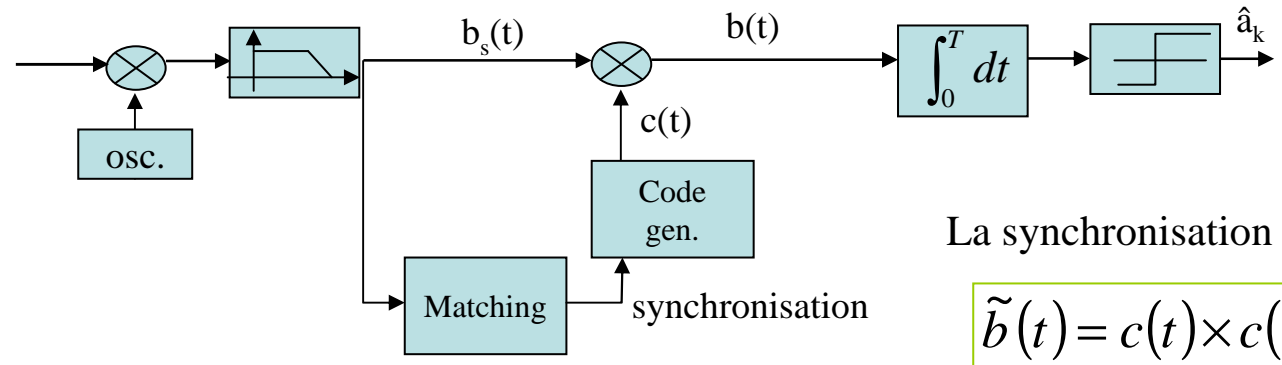
– DSSS : Direct Sequence Spread Spectrum

- Elargir le spectre pour sortir du cas « fading plat »

Comme l'occupation spectrale est proportionnelle à la vitesse de modulation, il faut accélérer le débit binaire... ou coder les symboles par une séquence de « chips »

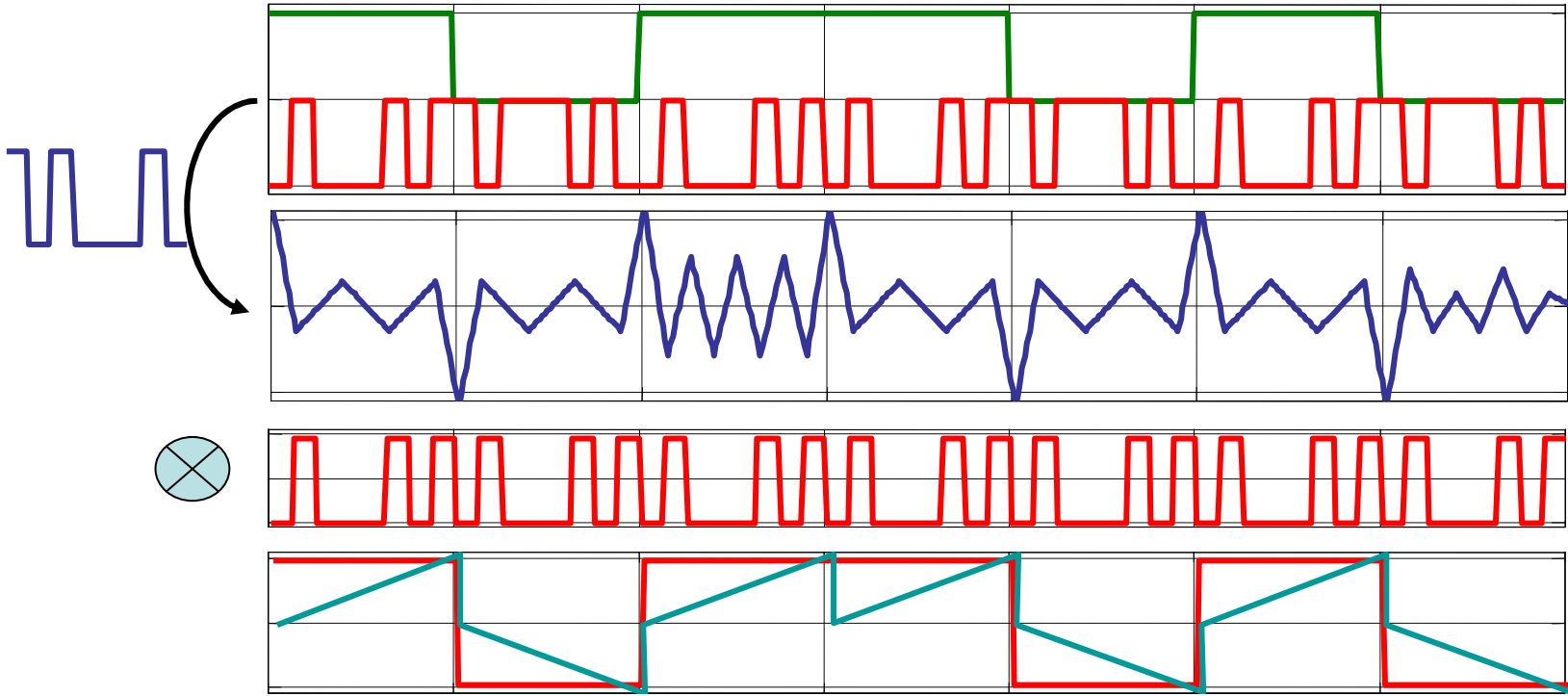


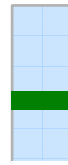
– La réception / détection



La synchronisation est indispensable

$$\tilde{b}(t) = c(t) \times c(t) \times b(t) = b(t)$$





– Propriétés spectrales

Gain d'étalement :
$$G = \frac{T_s}{T_C}$$

exemple (wLAN : IEEE802.11b)

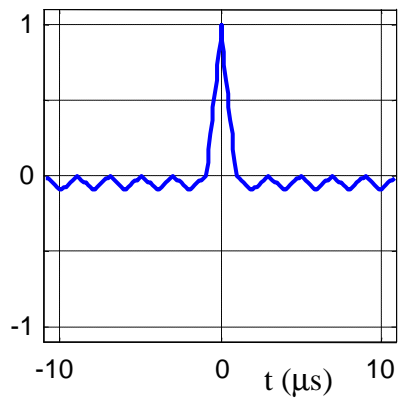
code de Barker à 11bits :

0 1 0 0 1 0 0 0 1 1 1

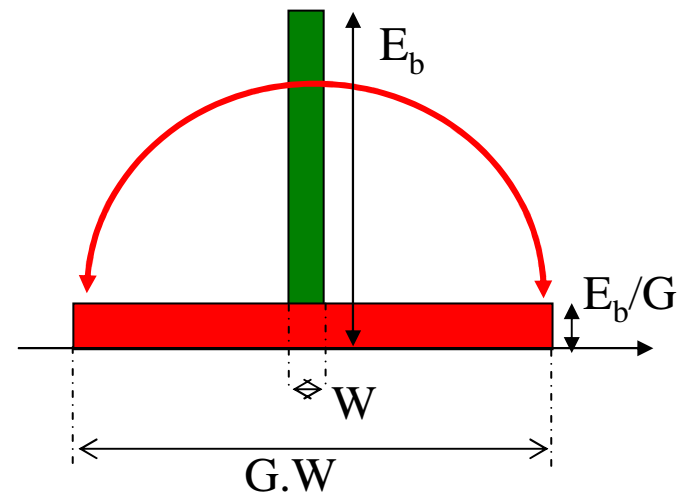
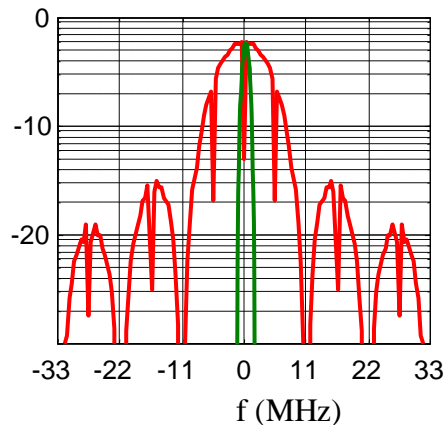


Autocorrélation : $\phi_{xx}(t)$

DSP : $P_x(f)$

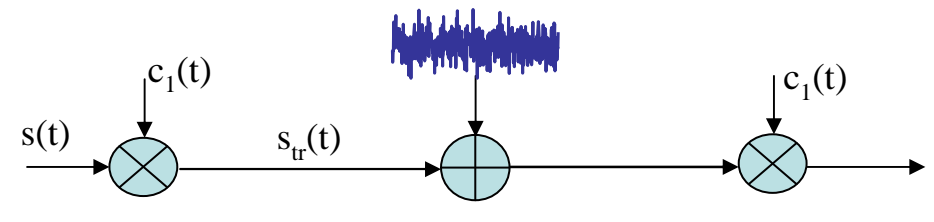


\mathcal{F}

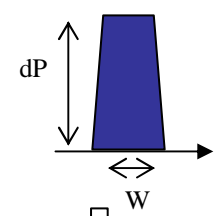


– Rapport signal à bruit

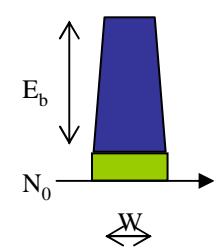
$$dP = \frac{E_b}{W \cdot T_s} \approx E_b$$



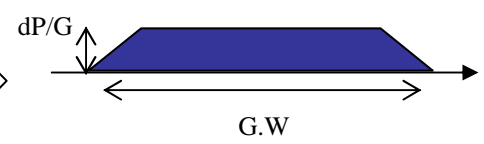
$$\gamma = \frac{E_b}{W \cdot T_s \cdot N_0} \approx \frac{E_b}{N_0}$$



Transmission directe

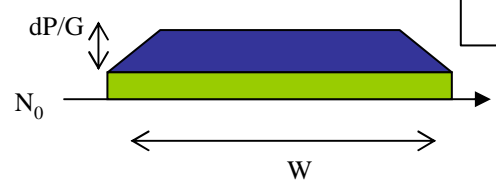


étalement



$$\gamma_{des} = \frac{E_b / G \cdot G}{W \cdot T_s \cdot N_0} = \gamma$$

désétalement



$$\gamma_{chip} = \frac{E_b / G}{W \cdot G \cdot T_c \cdot N_0} = \frac{\gamma}{G}$$

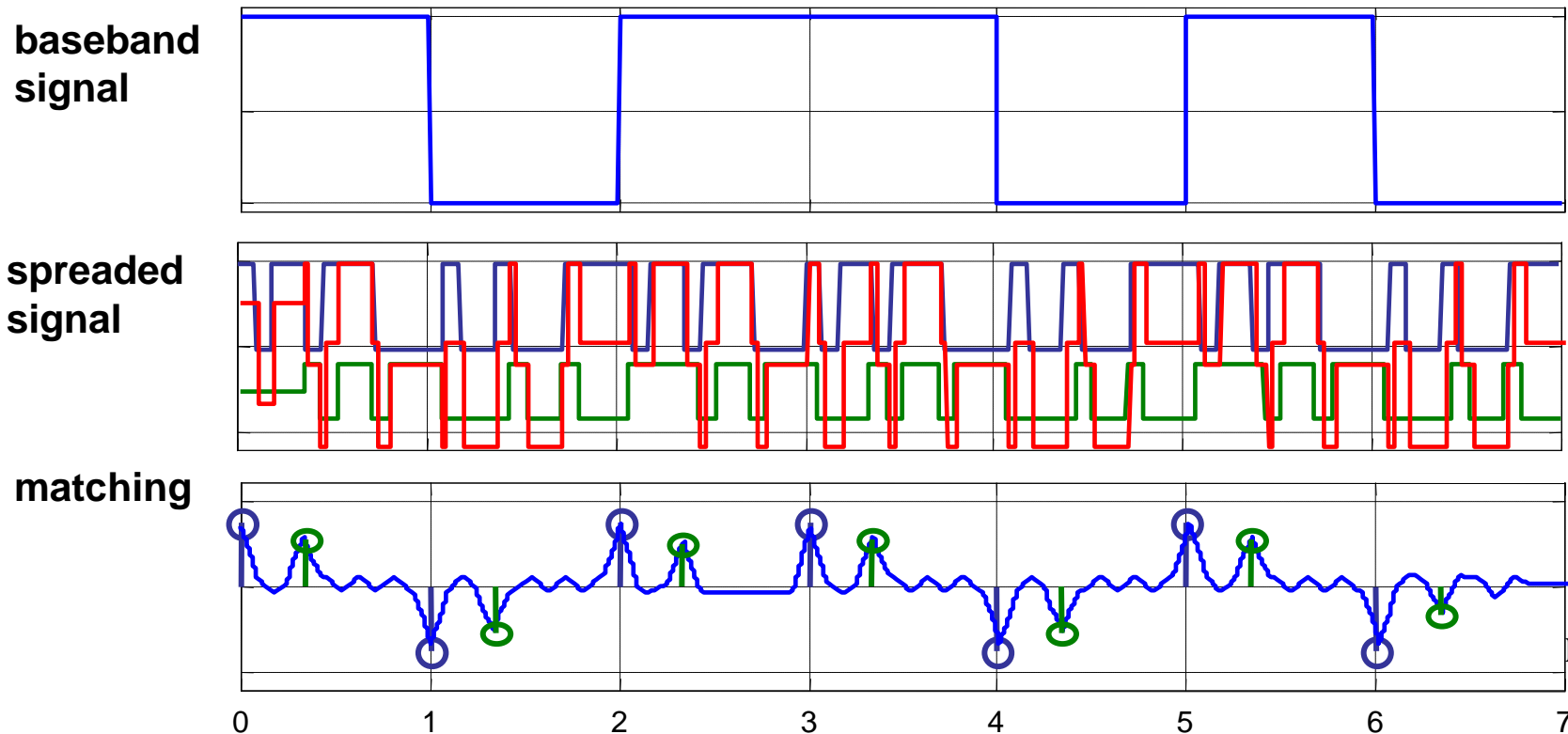
Avec étalement de spectre, on garde le même SNR en sortie de récepteur

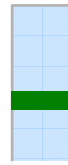
– Intérêt du DSSS : chemins multiples

• cas à considérer :

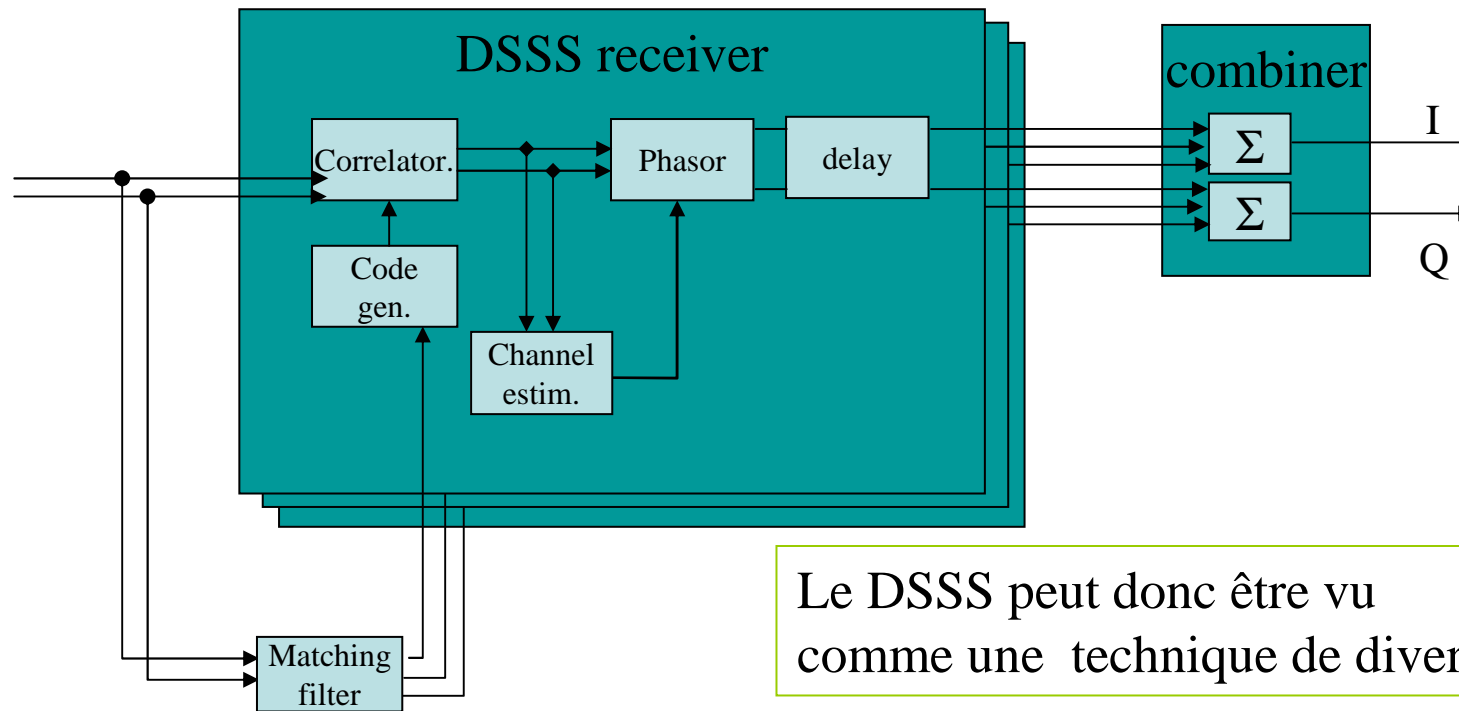
- $\Delta t < T_c$ (durée chip) : on ne peut rien faire
- $\Delta t > T_s$: même chose que sans étalement; égalisation à la sortie du décodeur DS-SS.
- $T_c < \Delta t < T_s$: intéressant; exploiter les propriétés du DS-SS

Exemple d'un chemin double





– Récepteur en râteau (RAKE receiver)

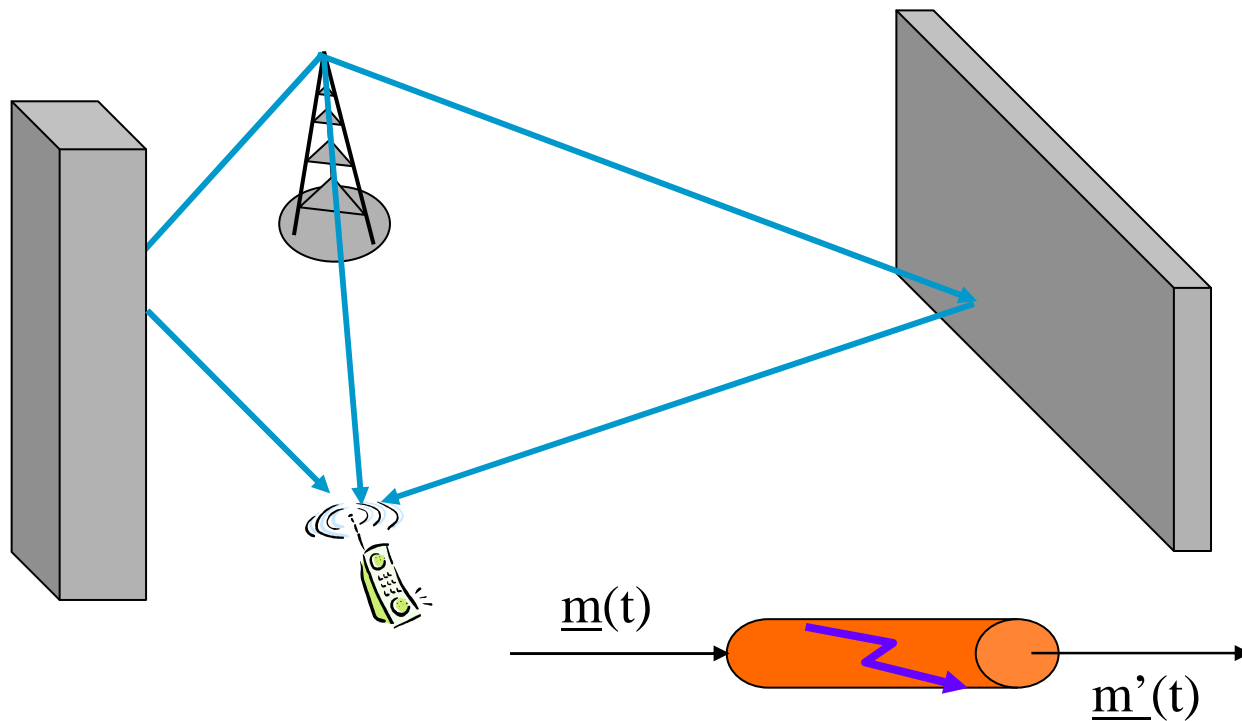


On a une stricte équivalence entre les propriétés spectrales et temporelles :

$$T_c < \Delta t < T_s \iff W.G > B_c > W$$

Chap 11 : Fading sélectif

- Caractérisation large bande
- Fonction de transfert de canal
- Fonctions de Bello



$$\underline{m}'(t) = [h_1(t) + h_2(t) + \dots + h_N(t)] \otimes \underline{m}(t)$$

1- Définition

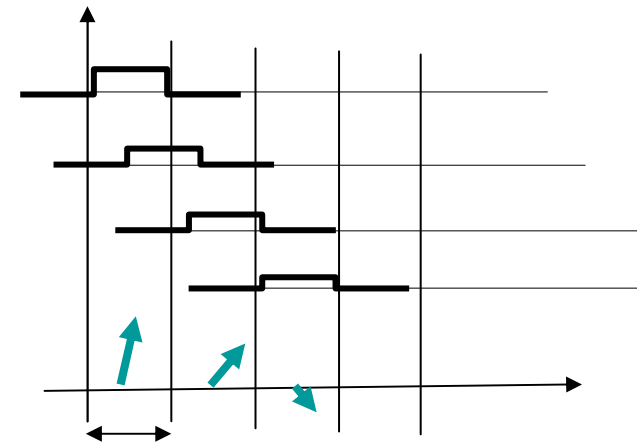


Chapitre 11

- Le fading plat :
 - Cas où les différences de chemins sont grandes (par rapport à la durée des impulsions)

$$\Delta t > T_s$$

- Propriétés de ce modèle
 - Les différences de chemins, importantes, entraînent la présence d'échos multiples.
 - La réponse discrète du canal est une succession d'impulsions
 - La cohérence spatiale et l'étalement temporel sont relativement importants.
- Caractéristiques dans le domaine temporel
 - C'est un filtre linéaire mais pseudo-stationnaire



Pour le GSM (et autres comm. radiomobiles, on considère cette réponse comme stationnaire du l'émission d'une trame).

Dept Télécoms - INSA Lyon

$$\hat{a}(k) \approx \sum_n h_{t=\tau}(n) e^{j\phi_{t=\tau}(n)} \cdot \underline{a}(k-n)$$

2- Interprétation dans le domaine spectral



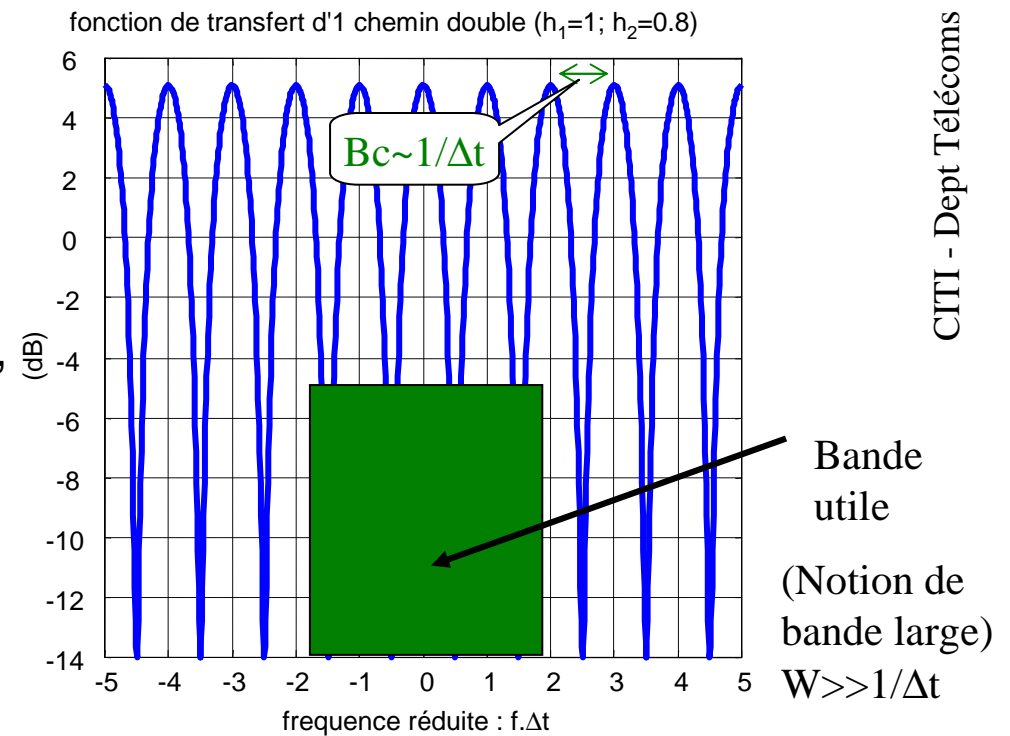
Chapitre 11

- Caractéristiques fréquentielles

- Le fading sélectif se comporte comme un filtre :

- il est dit sélectif, car il n'affecte pas toutes les fréquences de la même façon dans la bande utile
- pour lutter contre l'évanouissement sélectif, on pourra faire du filtrage adaptatif

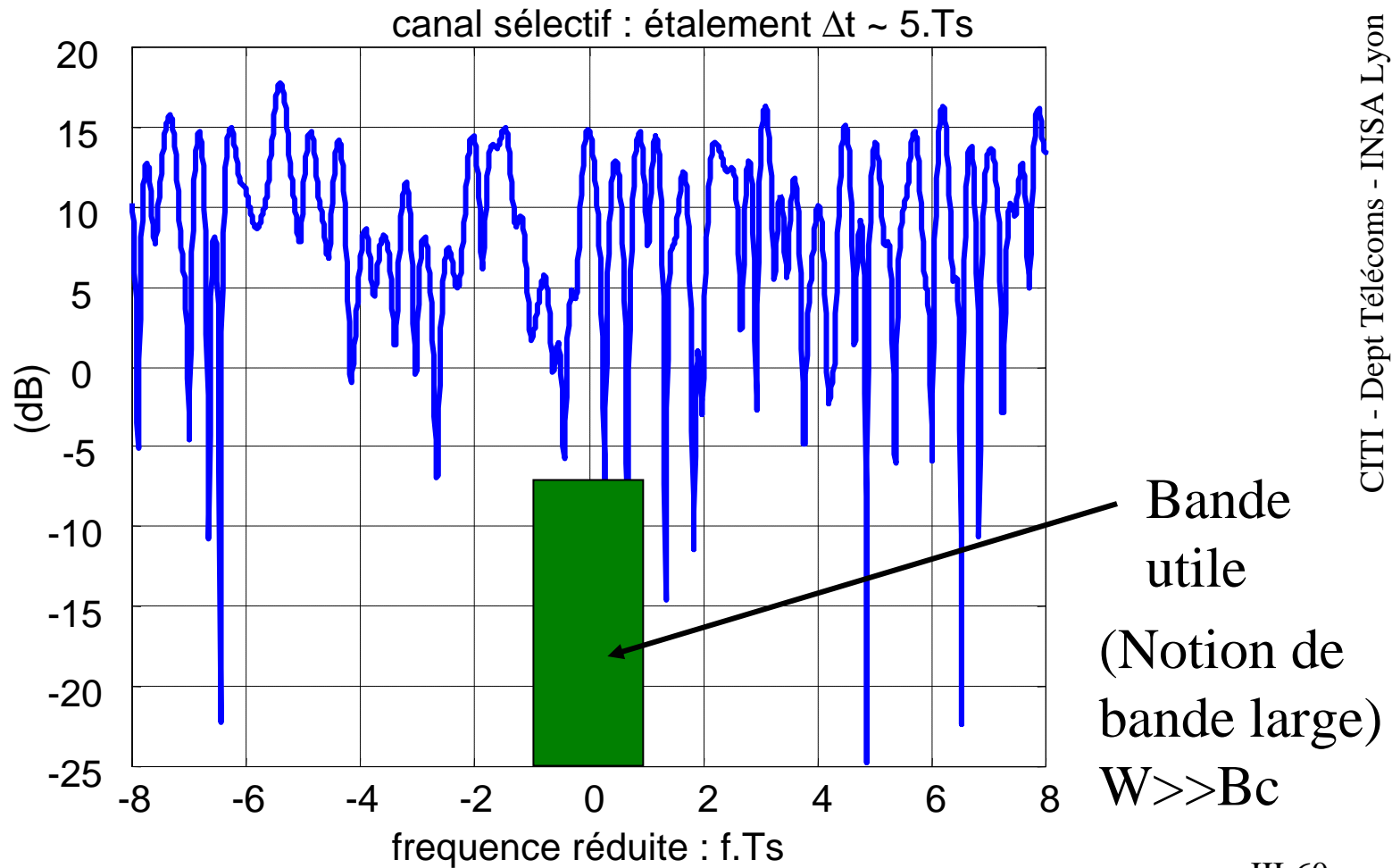
$$H(f) = F(H(t))$$





Chapitre 11

fonction de transfert d'1 chemin à 20 composantes aléatoires ($1 < \Delta t < 5$)
(comparer au slide II-43)



3- Caractéristiques générales du canal radio



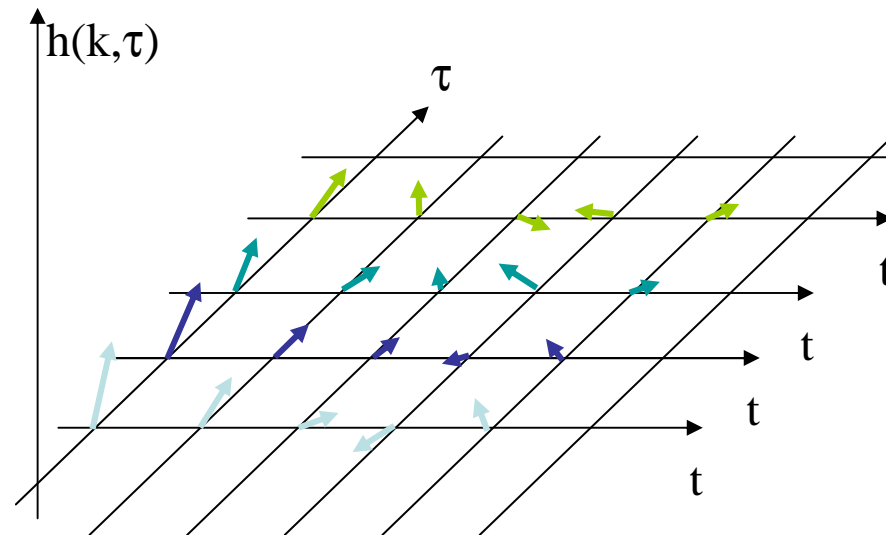
Chapitre 11

- Le Canal radio-mobile intègre simultanément les 2 types d'évanouissement.
 - Il est donc à la fois dispersif (fading plat) et étalé (fading sélectif).
 - Sa réponse s'écrit de la façon suivante :

$$\hat{a}(k, \tau) \approx \sum_n h_{\tau=k.T_s}(n) \cdot a(k - n)$$

L'utilisation de la variable τ permet de refléter la pseudo-stationnarité du canal.

Représentation pseudo-stationnaire

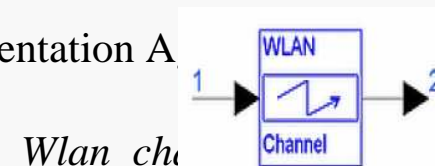


CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

Les canaux de l'ETSI

« Channel Models for HIPERLAN/2 in different Indoor Scenarios », ETSI EP BRAN 3ER1085B 30 March 1998

Documentation A
ADS :



Wlan_chu

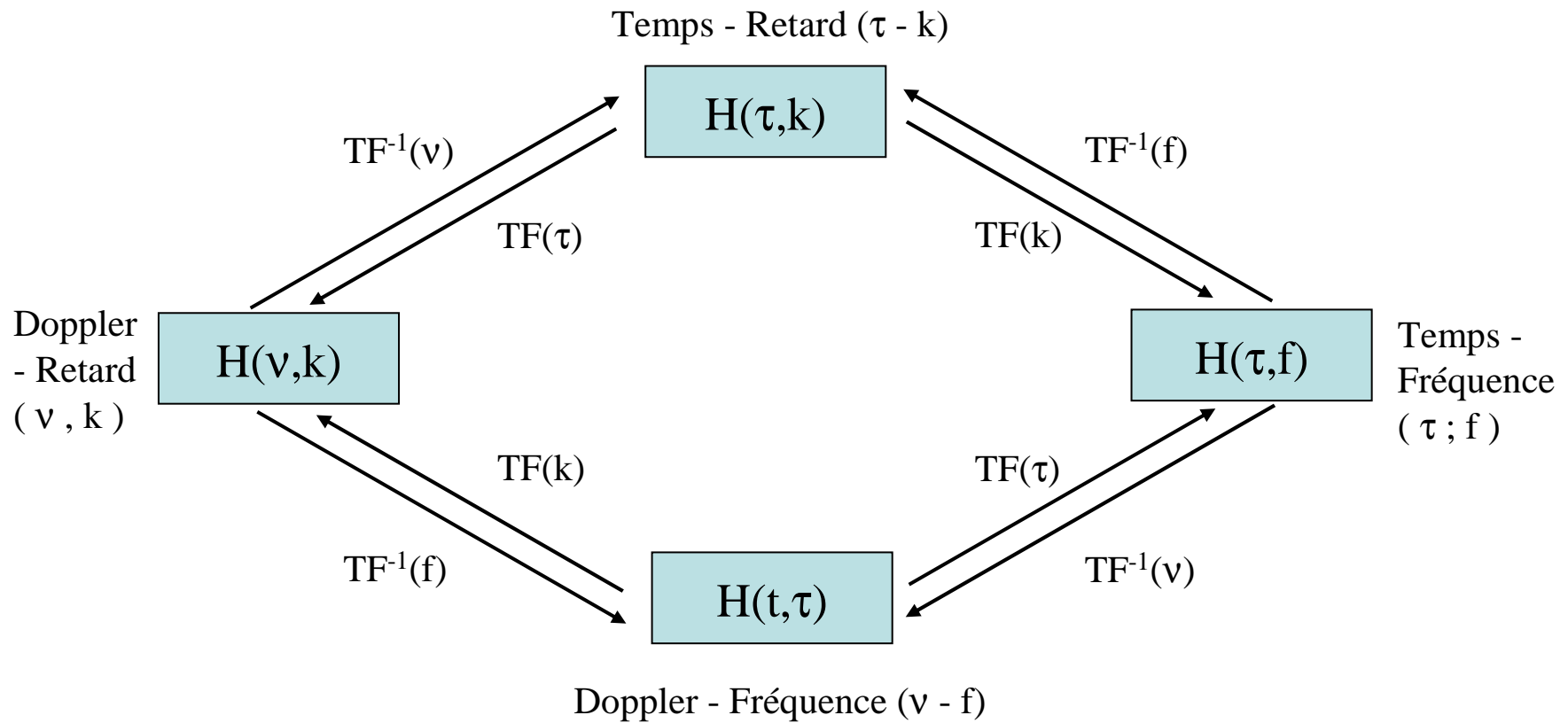
III-61

4- Fonctions de Bello



Chapitre 11

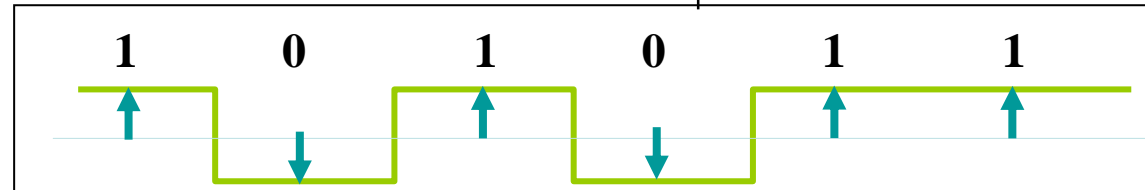
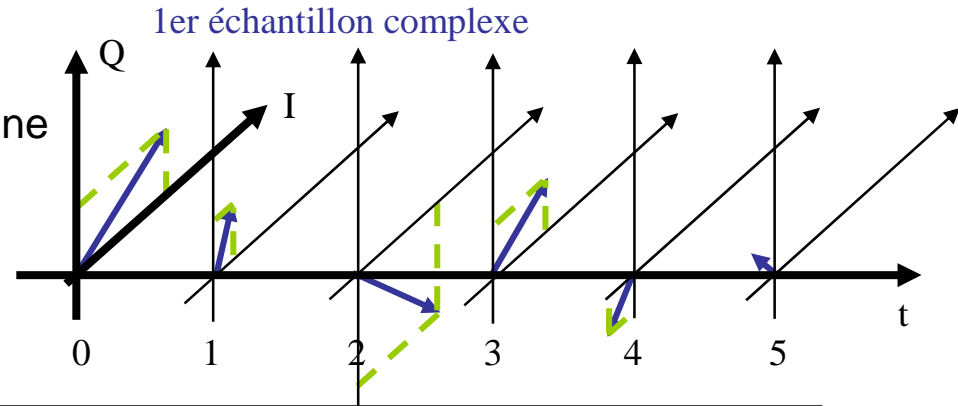
Elles permettent de représenter la réponse du canal radio pseudo-stationnaire dans 4 plans :



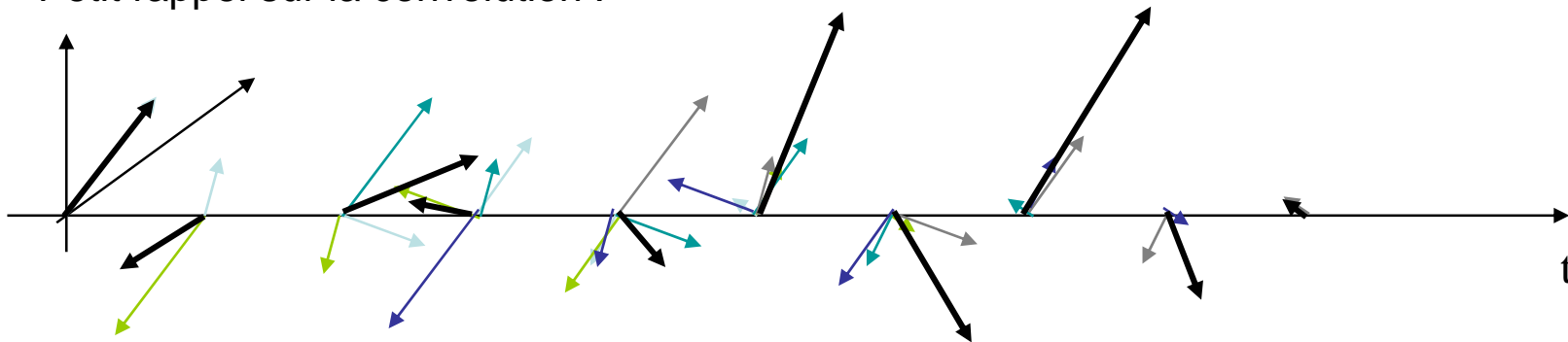
5- L'égalisation



- On se place dans le cas où le canal est stationnaire pendant la durée d'une trame
- On s'intéresse à la réponse impulsionnelle

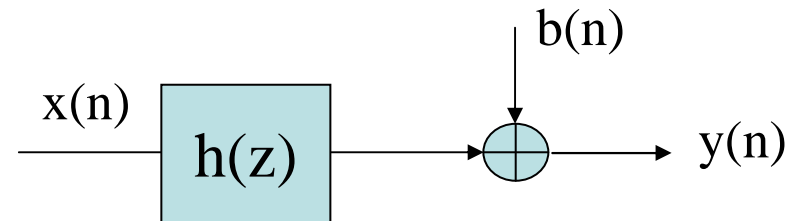


- Petit rappel sur la convolution :





- Le canal se comporte donc comme un filtre :



- Description du problème
 - Les observations : $y(n)$
 - Les données : $x(n)$
- L'égalisation :
 - Retrouver $x(n)$ à partir de $y(n)$
 - Approche classique : estimation de $H(z)$
 - Approche aveugle : rechercher directement $x(n)$



- Estimation du canal

- On parle de phase d'apprentissage

Par séquence pilote (GSM, WiFi, ...)

- Estimation de canal / égalisation

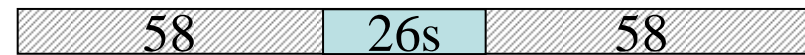
Algorithmes adaptatifs : 2 phases (learning / tracking)

Méthodes aveugles

- On estime le canal et le signal simultanément

- Exemple GSM

Trame 142.s



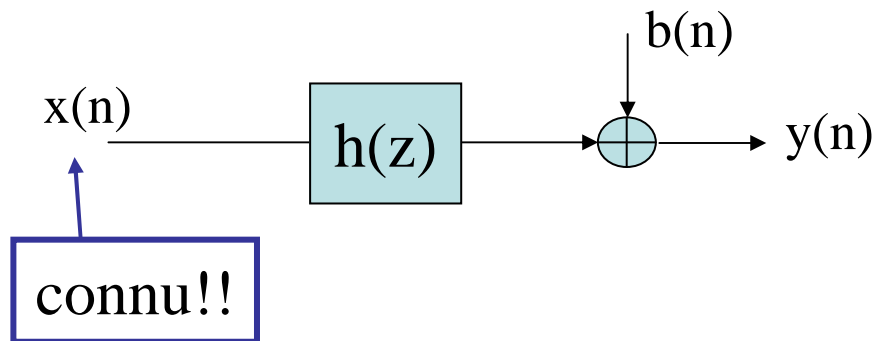
séquence d'apprentissage
(26 symboles)



Perte de ~20% du débit
Manque de robustesse
aux variations du canal
(vitesse limitée)



- Posons le problème
 - On choisit une séquence de référence connue



- Trouver $H(z)$, connaissant $x(n)$ et observant $y(n)$

- Solution

- i) On corrèle la sortie à la référence :

$$\varphi_{yx}(n) = h(n) * \varphi_{xx}(n) + \varphi_{bx}(n)$$

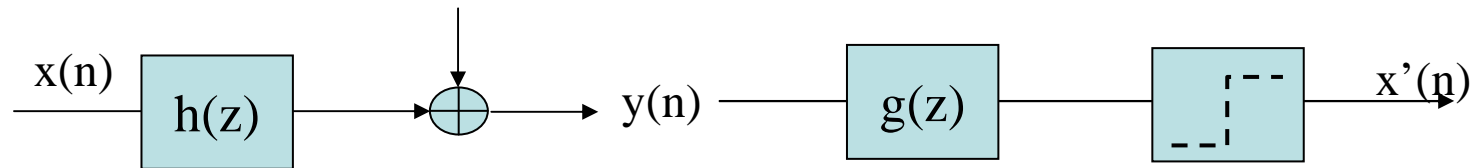
- ii) Si la référence est bien choisie :

$$\begin{aligned} \varphi_{yx}(n) &= h(n) * \underbrace{\varphi_{xx}(n)}_{= \sigma_x^2 \cdot \delta(n)} + \underbrace{\varphi_{bx}(n)}_{= 0} \\ &= \sigma_x^2 \cdot \delta(n) \end{aligned}$$

$$h(n) = \frac{1}{\sigma_x^2} \cdot \varphi_{yx}(n)$$



- Egaliseurs linéaires :
 - Choisir $g(z)$ pour retrouver $x(n)$



A) Egaliseur optimal sans bruit : Zero-forcing

$$g(z) = \frac{1}{h(z)}$$

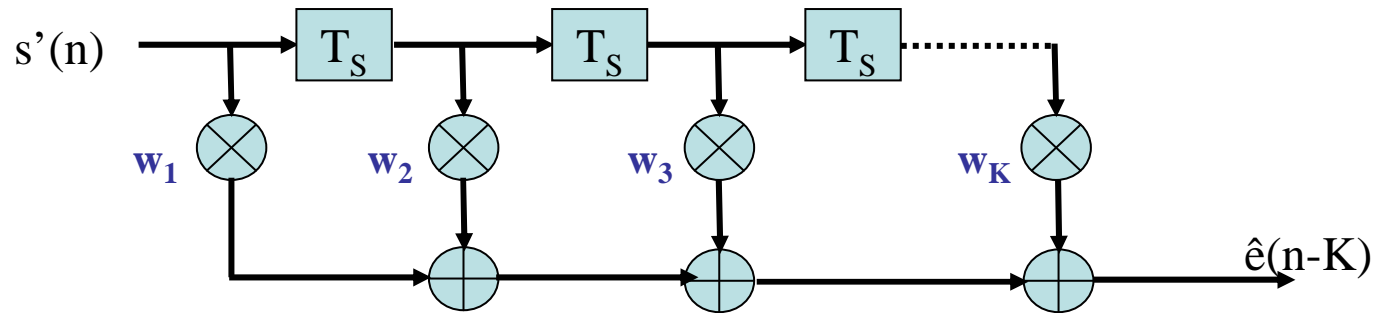
Propriétés

- aucune IES en l'absence de bruit mais amplifie le bruit près des 0 (adapté pour les canaux faiblement bruités)
- condition d'inversibilité de $h(z)$
- filtre IIR; filtrage temps réel, 1 fois que $h(z)$ a été inversé



B) Egaliseur transverse : filtre FIR

Pour éviter le problèmes des pôles nuls, on choisi un filtre FIR



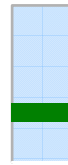
Peu performant à faible bruit (réduit peu les interférences inter-symboles)

On l'appelle aussi : Rake-receiver, ou récepteur en râteau

C) Egaliseur optimal au sens de l'erreur quadratique moyenne :
filtre de Wiener

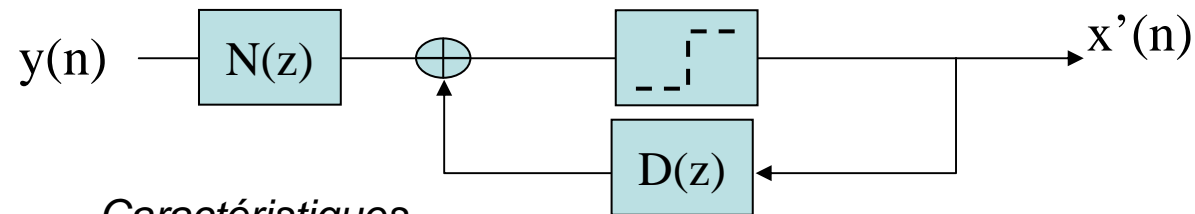
*Moins sensible au bruit
 IES résiduelle si le bruit est
 important
 plus de condition
 d'inversibilité de h(z)
 filtrage temps réel, 1 fois*

$$g_{\infty}(z) = \frac{h(z)}{\frac{\sigma_b^2}{\sigma_x^2} + h(z)h^*(z^{-1})}$$



D) égaliseur non linéaire :

- Egaliseur à retour de décision (*DFE, decision feedback equalizer*)



– Caractéristiques

- » Choix de $N(z)$ et $D(z)$ avec $D(0)=0$
- » $N(z)$: filtre adapté au canal (réduit l'influence du bruit). (proportionnel à $h(-z)$)
- » $D(z)$: supprime les interférences = prédit les interférences es échantillons précédents

E) égaliseur du maximum de vraisemblance

MLSE

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x} \in \Omega^N} \|\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}\|_2^2 = \arg \min_{\mathbf{x} \in \Omega^N} \left[\sum_{n=0}^{L+Q} |y(n) - \hat{y}(n)|^2 \right]$$

$$\text{avec : } \hat{y}(n) = \sum_{k=0}^Q \hat{h}(k) \cdot \hat{x}(n-k)$$



- En conclusion sur l'égalisation
 - MLSE : constellation de faible taille, canal court : GSM
 - filtre RIF transverse : RSB élevé, canal peu sévère, constellation de grande taille (haut débit) : TV numérique câblée
 - DFE : canal assez sévère, bruit élevé, mais canal court (i.e. distance courtes) : DECT



Résumé de la 3ième partie (à savoir 😊)

■ Chap 9 : Modèles de propagation

Shadowing :

pris en compte de façon statistique = variations (lentes) du signal autour de la valeur moyenne.

introduction d'une marge de shadowing dans les bilans de liaison

Modèles de propagation

modèles empiriques : basés sur la mesure et de l'extrapolation

modèles déterministes : modélisation simplifiée de la propagation (à partir des équations)



Résumé de la 3ième partie (à savoir 😊)

■ Chap 10 : Fading plat

Dû aux chemins multiples (faibles retards).

Il introduit des évanouissements de signal

Propriétés spectrales.

Lié à l'effet Doppler, il est présent en canal non stationnaire

On le combat par la diversité ou l'étalement de spectre

■ Chap 11 : Fading sélectif

Dû aux chemins multiples (retards importants)

Le canal est un filtre linéaire → Egalisation

Le canal pseudo-stationnaire se représente avec les fonction de Bello