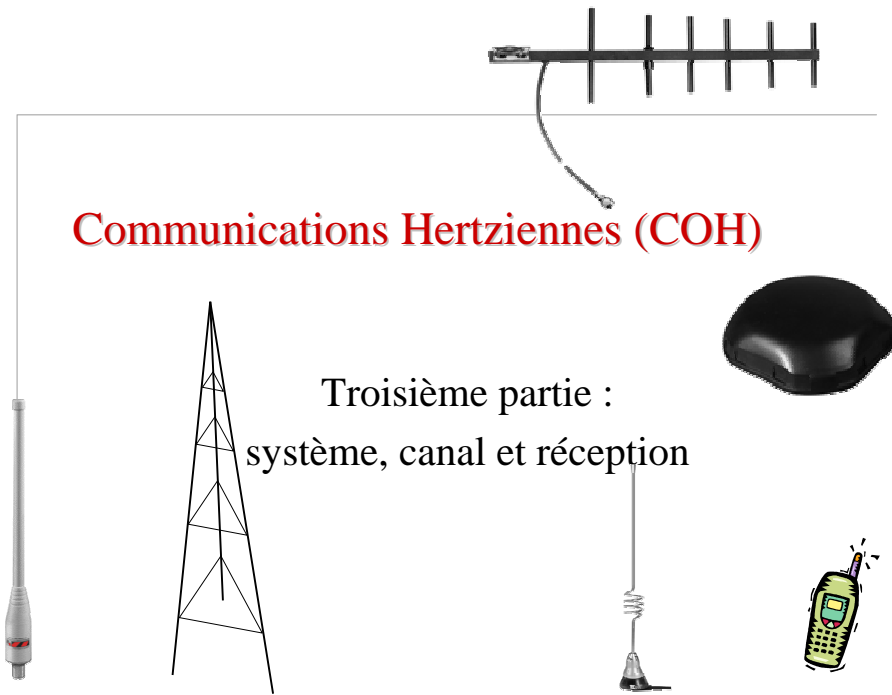


## Communications Hertziennes (COH)



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

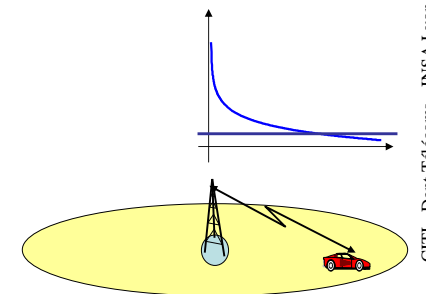
$$P_{dBm}(d) = P_{dBm}(d_0) - 20 \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right)$$

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

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

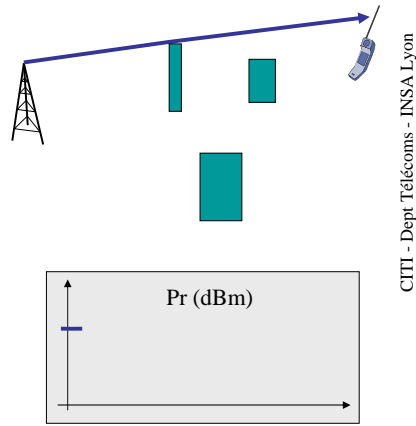
$$P_{dBm}(d) = P_{dBm}(d_0) - 10 \cdot n \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right)$$

## Chapitre 9



## 2- Shadowing

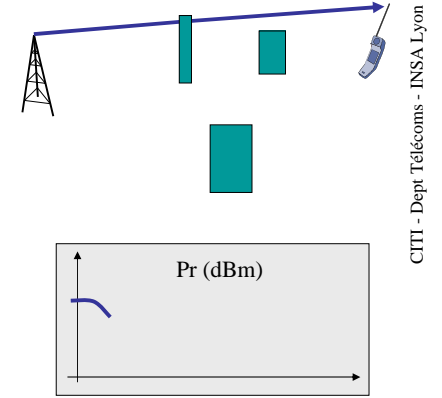
Chapitre 9



CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

III-5

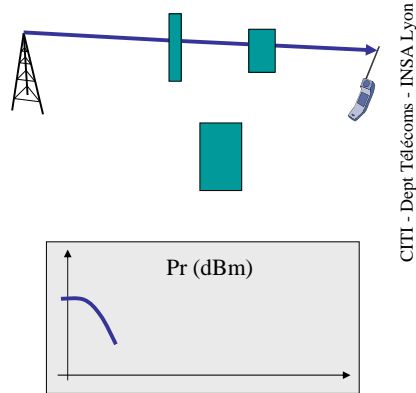
Chapitre 9  
Shadowing



CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

III-6

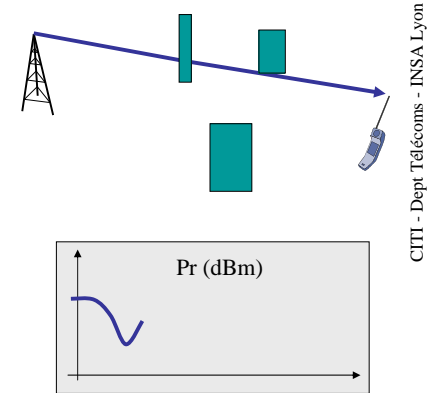
Chapitre 9  
Shadowing



CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

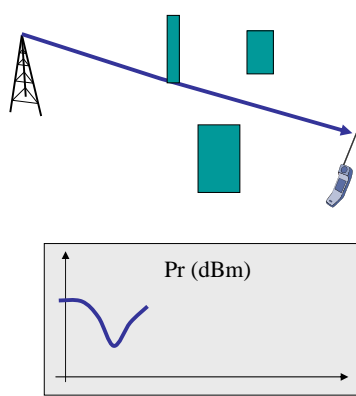
III-7

Chapitre 9  
Shadowing



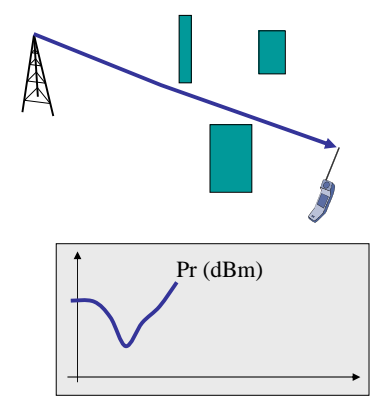
CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

III-8



CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

III-9



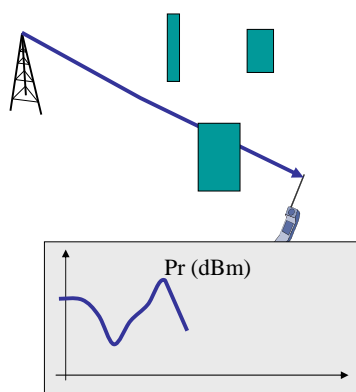
CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

III-10

- 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



CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

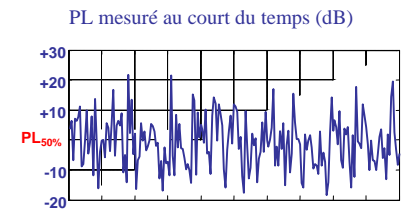
III-11

- 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

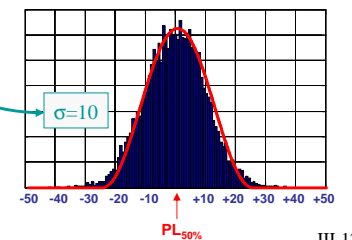
$$PL(x) = PL_{50}(x) + PL_S$$

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

- Caractérisation de PLs :



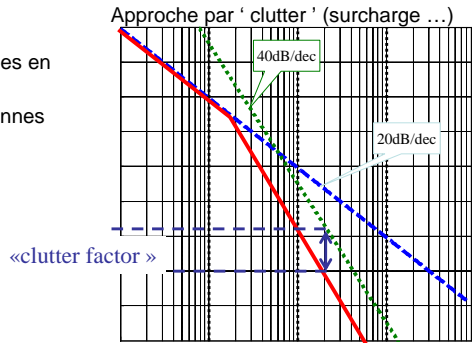
Loi de distribution de PL



CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

III-12

- 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



III-13

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

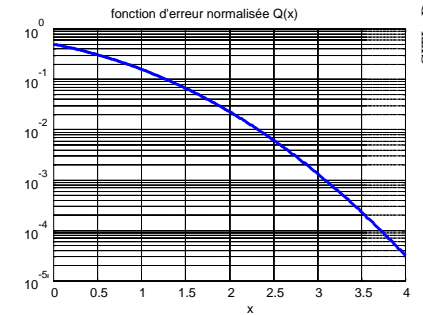
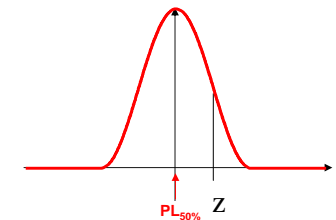
- Caractérisation de PLs :

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

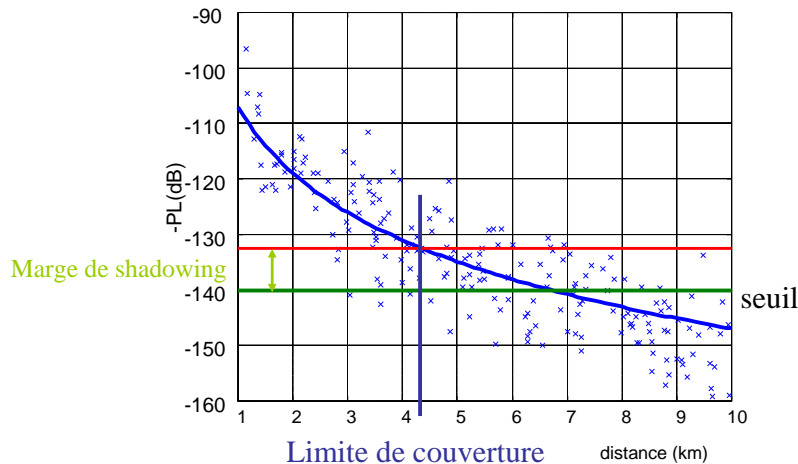
- Calcul de la probabilité que PL Soit supérieur à une limite Z :

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

Avec :  $X=Z/\sigma_L$



CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon



III-15

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

- 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  $\sigma$  augmente à 8dB ?

- Réponse :

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

$$PL_{free}(d) = 40 \log d - 20 \log h_t - 20 \log h_r$$

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

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

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

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

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

III-16

I-3 le shadowing

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

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

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

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

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

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

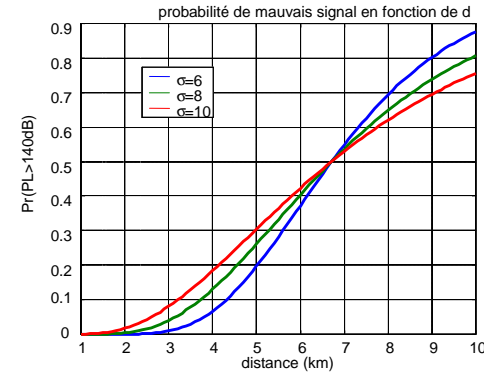
$$\log d = 3,64; \quad d = 4,4 \text{km}$$

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

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

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

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



- En pratique, comment connaître la valeur de  $\sigma_L$  ???

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)

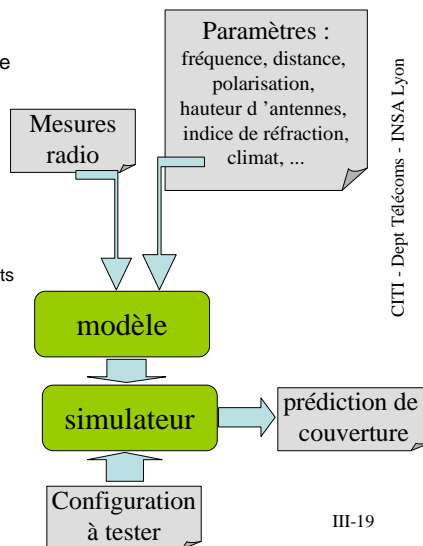
### 3- Modèles empiriques

- Principe général

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

#### Plan de travail

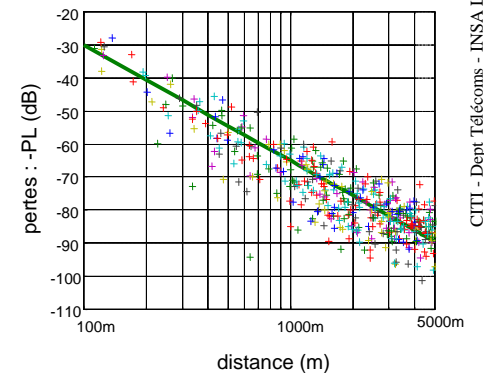
- 1) Paramétrage : Choisir des paramètres significatifs : fréquence, polarisation, distance → les paramètres du modèle
- 2) Mesures terrain : Acquérir une batterie de mesures : Parcourir une ville et faire des relevés pour différents paramétrages (positions, distance, fréquence, ...)
- 3) Analyse : Analyser 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



- 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>1km)
  - basée sur les mesures d'Okumura, nouvelle formule empirique

- Description
  - paramètres choisis : fréquence, distance, hauteurs

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

- Proposition d'un modèle

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

- Identification des paramètres

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

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

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

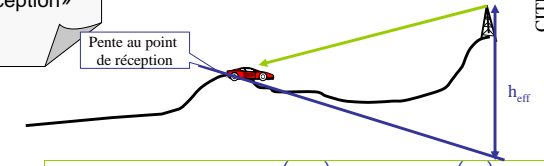
- Modèle de Hata
  - extension pour les villes petites à moyennes au-delà de 1500MHz
  - tentative d'extrapolation à des villes autre que japonaises.
- Modèle de Lee (1993)
  - approche basée sur l'extension du problème de réflexion au sol dédié au déploiement GSM
  - basé sur la « pente au point de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

- Hata : Nouveau modèle, nouvelle identification des paramètres

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

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

- Lee : modèle très différent



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

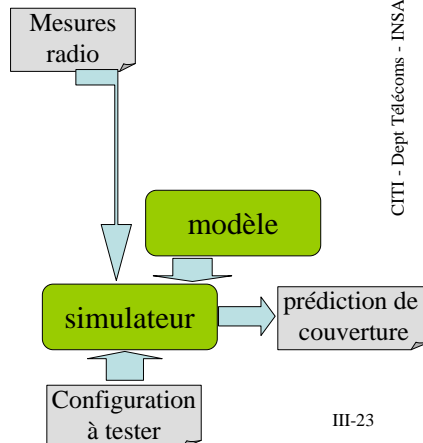
avec : (n, P<sub>0</sub>) dépendent du milieu

## 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

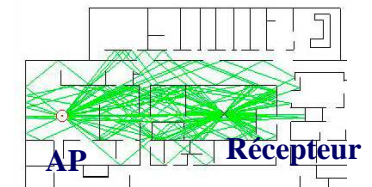
### Plan de travail

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



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

- Approche la plus classique : le lancer de rayon

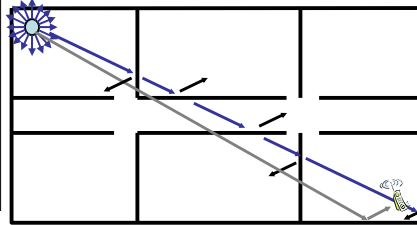


C'est une approche basée sur l'optique géométrique (vision)  
Chaque obstacle est un 'miroir' :  
1 onde transmise, 1 onde réfléchie

lancer de rayon pour Indoor/urbain

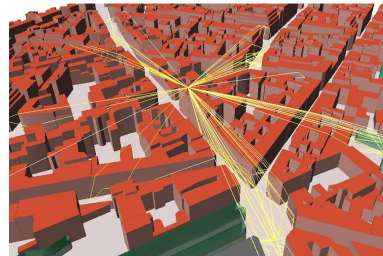
- principe :
  - Tracé/lancé de rayons entre l'émetteur et le récepteur
- méthode
  - lancer de rayon 1D.
  - Sommation de 3 types de chemins

Modèle multi-rayons



SIRADEL

Urban 3D model



III-25

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

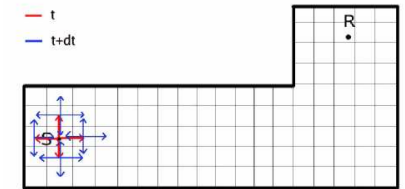
propriétés

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

Approche par éléments finis

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

Modèle d'affaiblissement



propriétés

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



Description de WILDE

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

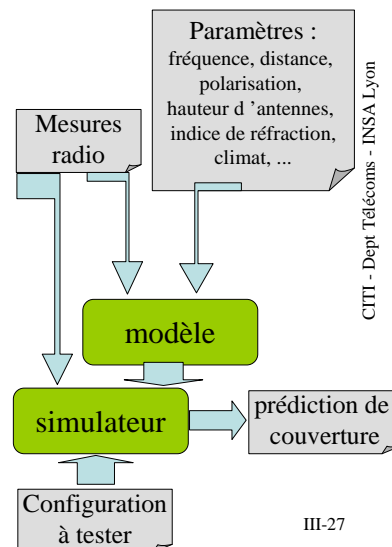
III-26

## 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



III-27

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

modèle de Walfisch et Bertoni (1988--93)

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

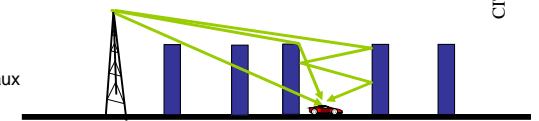
Modèle d'affaiblissement

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

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>

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

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

III-28

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

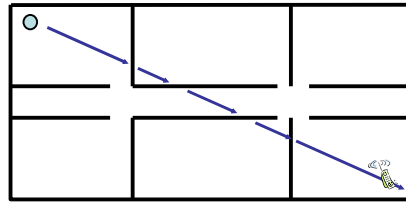
Modèle d'affaiblissement

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

affaiblissement par transmission pour chaque mur

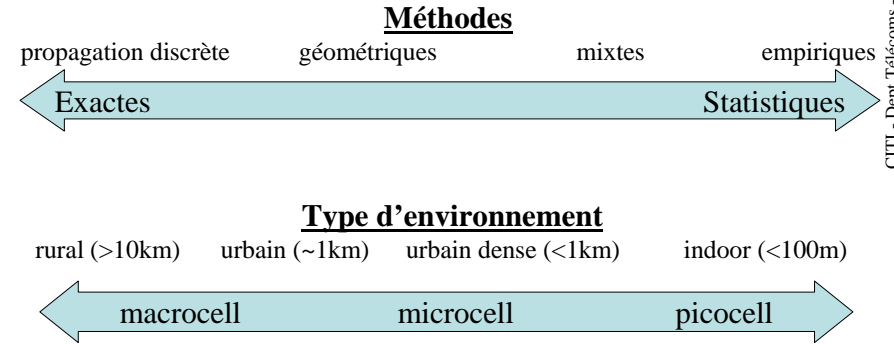
propriétés

- 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



III-29

• Les modèles de propagation



III-30

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	-	-	++	++	++

III-31

• Outils de planification

– Atoll (Forsk)

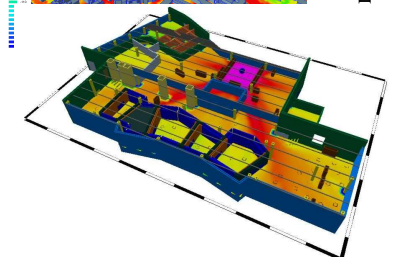
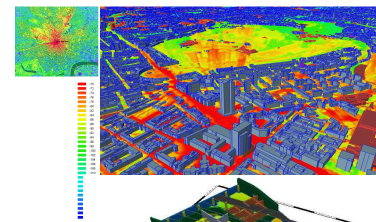
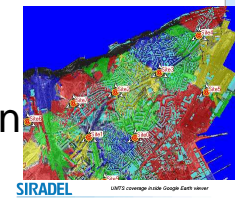
<http://www.forsk.com>

– Volcano (Siradel)

<http://www.siradel.com>

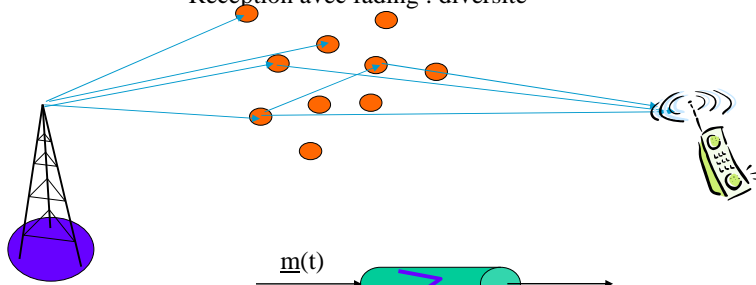
– Winprop (AWE com)

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



# Chap 10 : Fading plat

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



$$\underline{m}'(t) = [\underline{h}_1(t) + \underline{h}_2(t) + \dots + \underline{h}_N(t)] \otimes \underline{m}(t)$$

III-33

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

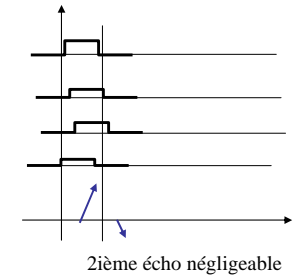
## 1- Définition

- 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:

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

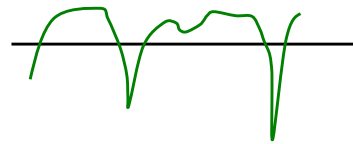


CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

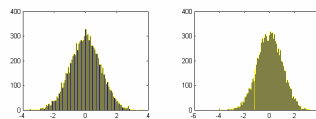
III-34

## 2- Canal de Rayleigh

- 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

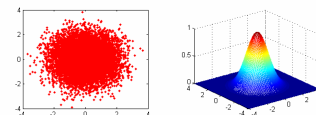


réponse diffuse :  
distribution aléatoire normale



L'amplitude du signal reçu est un processus aléatoire.

On a donc un bruit multiplicatif



III-35

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

## Chapitre 10

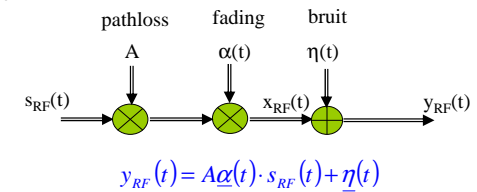
Rayleigh

- 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. Eb/No,  
voir introduction

III-36

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

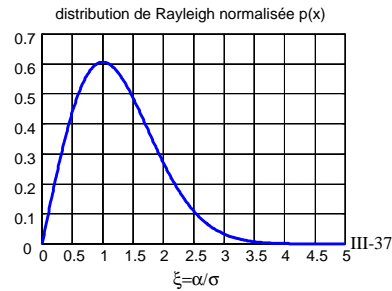
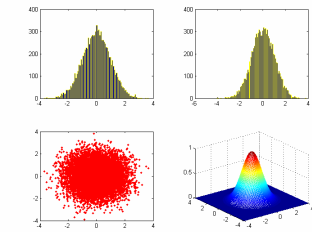
- Statistiques du canal ?

Amplitude : loi de Rayleigh

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

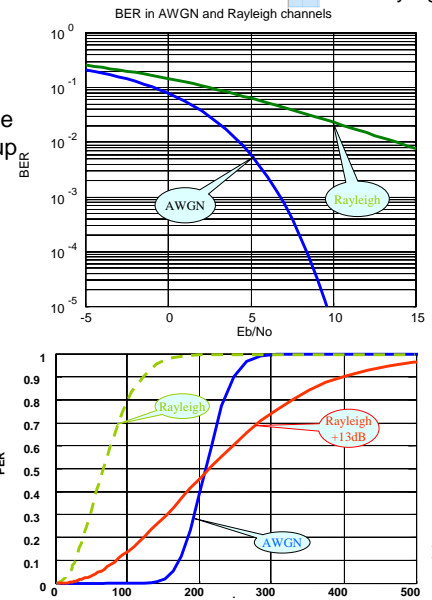
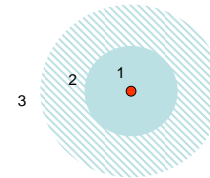
Puissance : loi du Khi-2

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



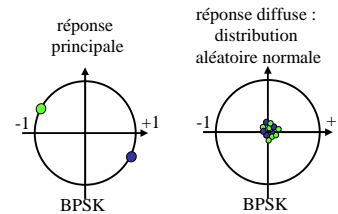
- Les conséquences sont importantes :  
La probabilité d'erreur à puissance moyenne donnée est beaucoup plus élevée à cause de la probabilité de fading

$$P_{err} = \int_0^{\infty} p(\gamma) \cdot p_e(\gamma) d\gamma = \frac{1}{2} \left[ 1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{1+\Gamma}} \right]$$



## 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



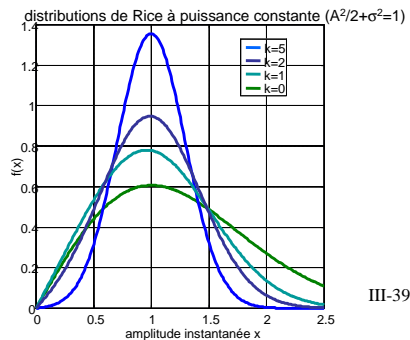
- Loi de l'enveloppe : distribution de Rice

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

1 paramètre clé :

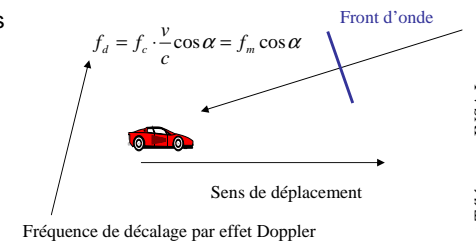
$$k = A^2 / 2\sigma^2$$

Rapport de puissances entre composantes LOS et diffuse

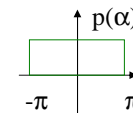


## 3- Statistiques de second ordre

- 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

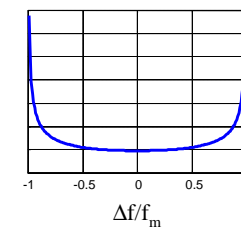


- Canal de Rayleigh  
Distribution angulaire uniforme

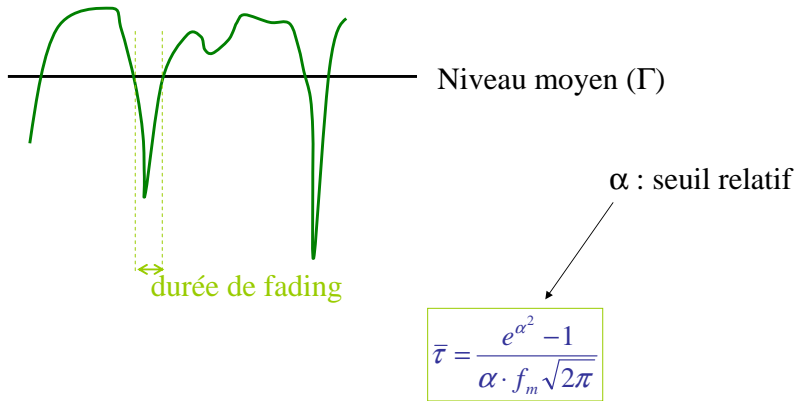


→ spectre Doppler classique

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



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



- cas simple : 2 chemins d'amplitude égale

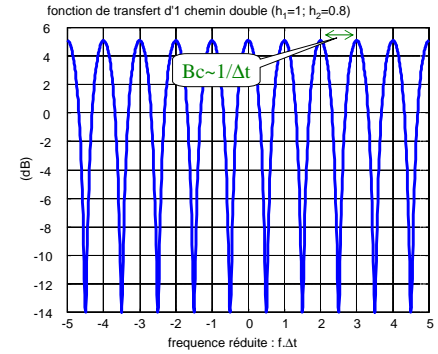
$$y(t) = \underline{h}_1 s_{RF}(t - t_1) + \underline{h}_2 s_{RF}(t - t_2)$$

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

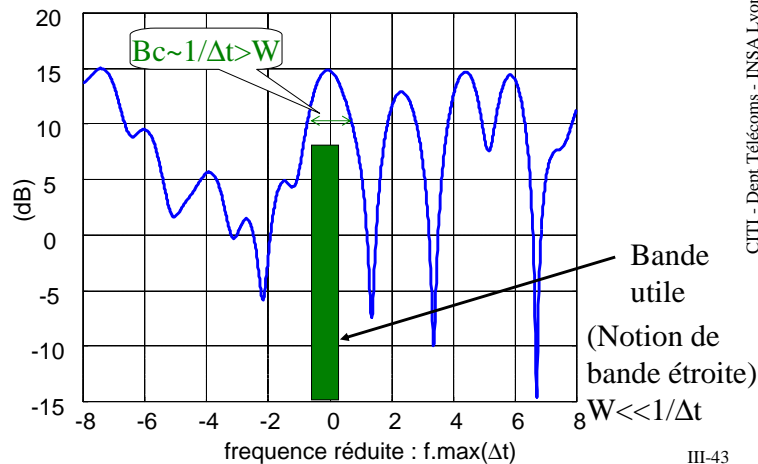
$$H(f) \sim \underline{h}_1 + \underline{h}_2 \cdot e^{-j2\pi f \Delta t}$$

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

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

→ Diversité spatiale :

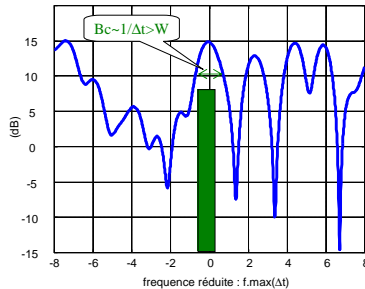
On suppose les N voies statistiquement Indépendantes → les évanouissements Ne se produisent pas aux mêmes fréquences

→ 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)

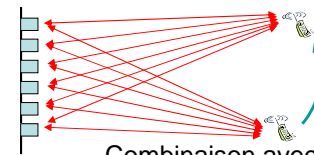
→ Diversité fréquentielle

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

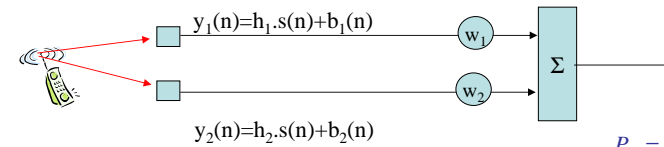


CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

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 :

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

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

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

L'optimisation du SNR en sortie donne:

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

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

# Chapitre 10 Diversité

– Combinaison Optimale en canal AWGN

Le SNR est alors donné par la somme des SNR

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

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).

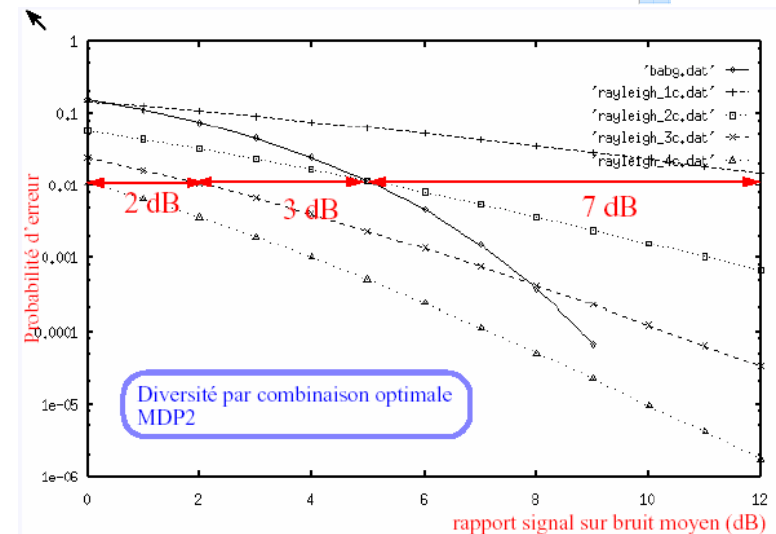
on peut en déduire que le SNR résultant  $\gamma(q)$ , suit 1 loi du  $\chi^2$  à 2N degrés de liberté.

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

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

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

# Chapitre 10 Diversité



CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

## 6- Etallement de spectre

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

### → Diversité spatiale :

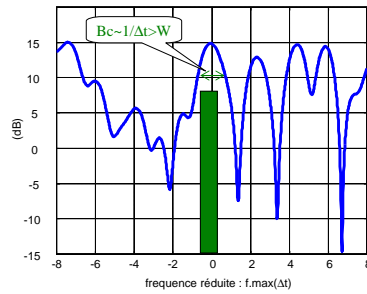
On suppose les N voies statistiquement indépendantes → les évanouissements ne se produisent pas aux mêmes fréquences

### → 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 indépendants



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

## – Saut de fréquence : solution GSM (et 802.11)

- Pb : lorsque le canal évolue lentement, on risque de perdre plusieurs paquets de suite.

Solution : changer de fréquence à chaque trame

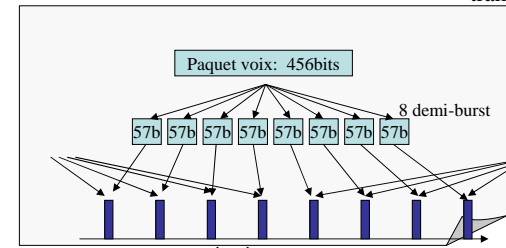
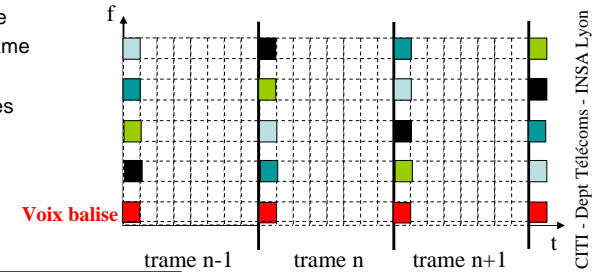
Principe : définir des séquences orthogonales

S1 : 1 4 2 3

S2 : 2 3 1 4

S3 : 3 1 4 2

S4 : 4 2 3 1

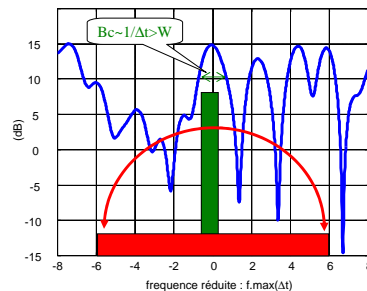
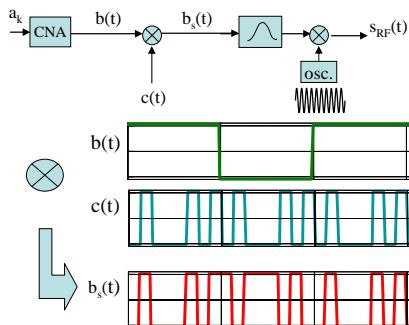


Il faut y associer du codage par trames

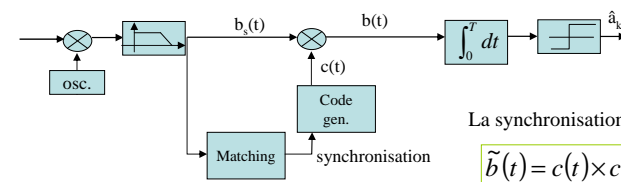
## – DSSS : Direct Sequence Spread Spectrum

- Élargir 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 »

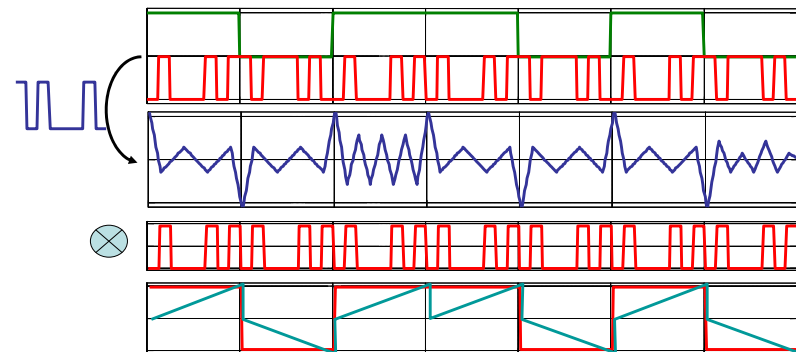


## – La réception / détection

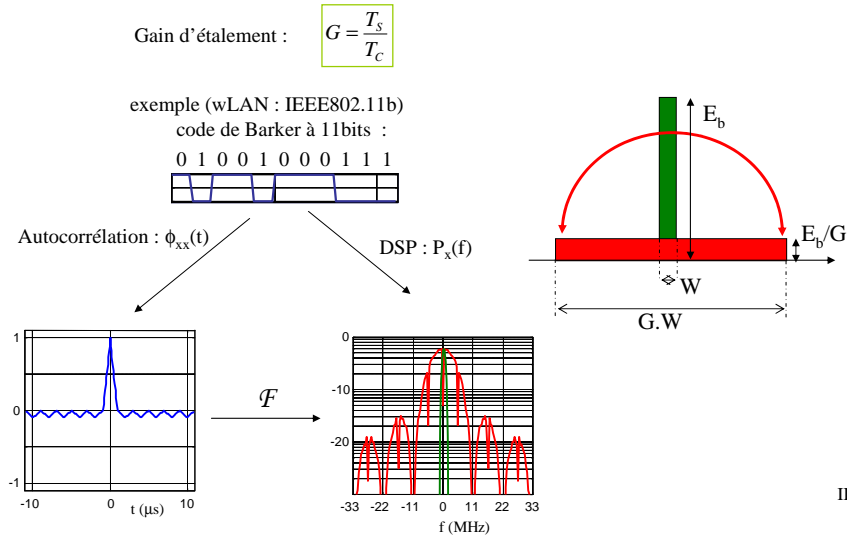


La synchronisation est indispensable

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

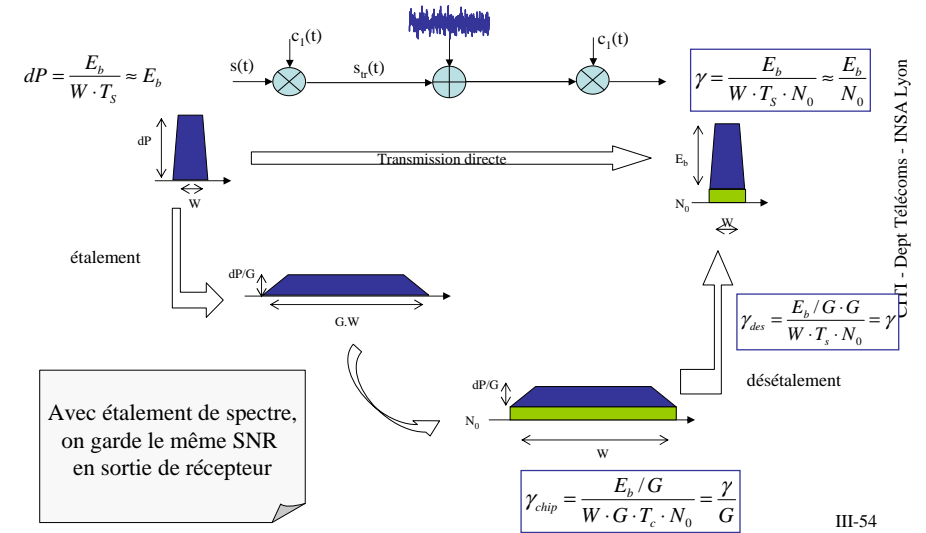


– Propriétés spectrales



CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

– Rapport signal à bruit

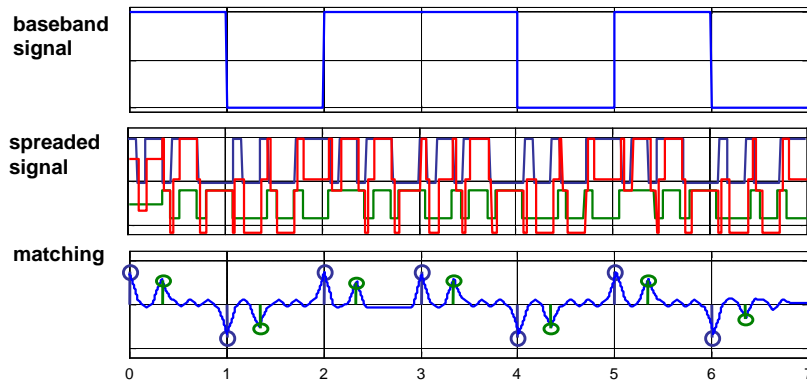


CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

– Intérêt du DSSS : chemins multiples

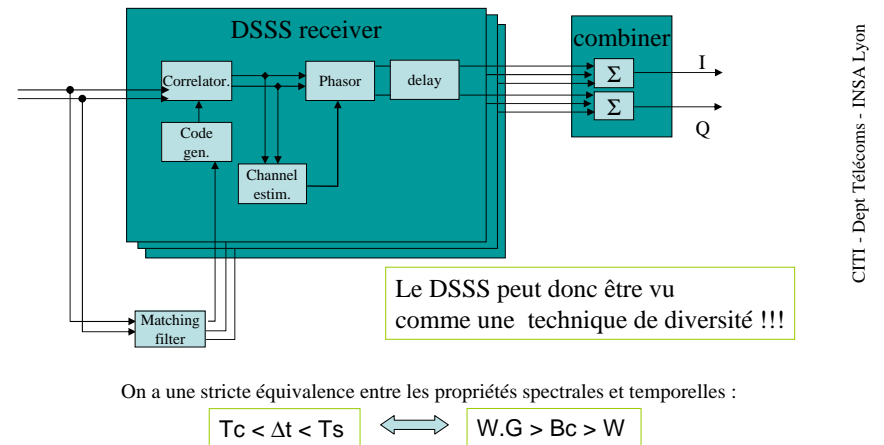
- cas à considérer :
  - $\Delta t < T_c$  (durée chip) : on ne peut rien faire
  - $\Delta t > T_s$  : même chose que sans étalement; égalisation à la sortie du décodeur DS-SS.
  - $T_c < \Delta t < T_s$  : intéressant; exploiter les propriétés du DS-SS

Exemple d'un chemin double



CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

– Récepteur en râteau (RAKE receiver)

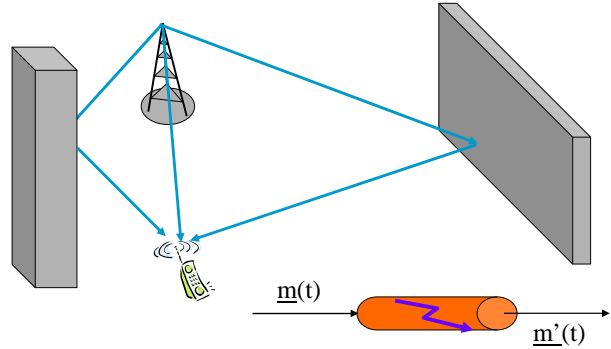


CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

Application : quelles sont les différences de chemins résolubles en WiFi ????

# Chap 11 : Fading sélectif

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



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

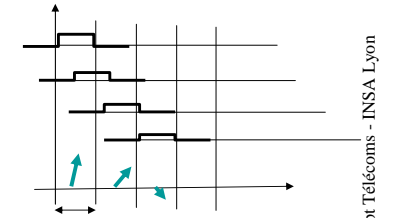
III-57

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

## 1- Définition

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

$$\Delta t > T_s$$



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

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

III-58

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

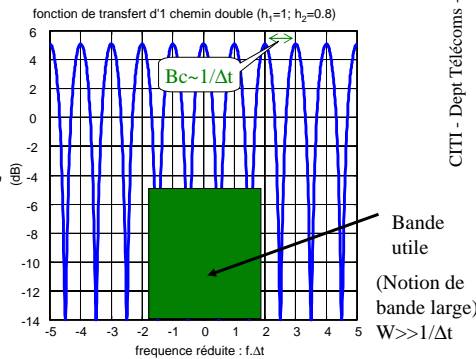
## 2- Interprétation dans le domaine spectral

### 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 afaptatif

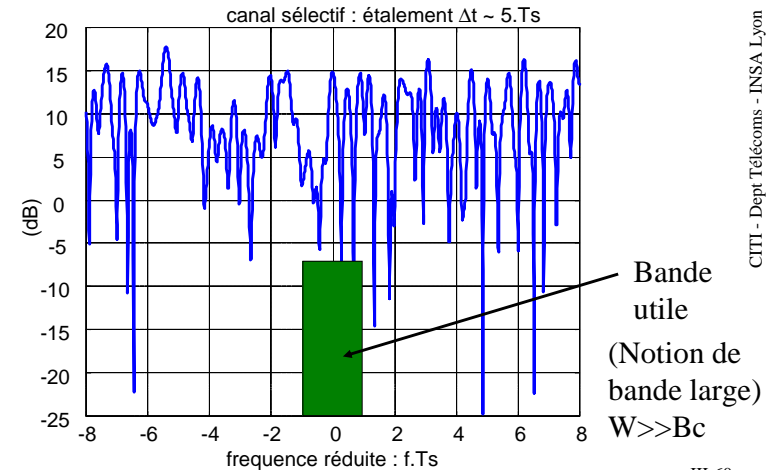
$$H(f) = F(H(t))$$



III-59

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

fonction de transfert d'un chemin à 20 composantes aléatoires (1 < Δt < 5)



III-60

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

## Chapitre 11

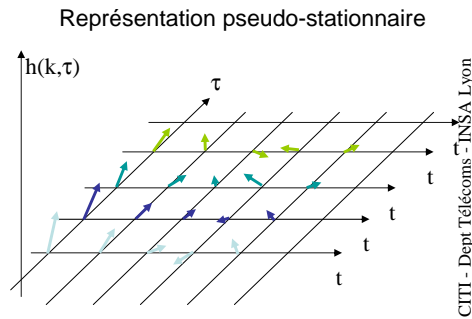
## Chapitre 11

### 3- Caractéristiques générales du canal radio

- 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 :

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

l'utilisation de la variable  $\tau$  permet de refléter la pseudo-stationnarité du canal.

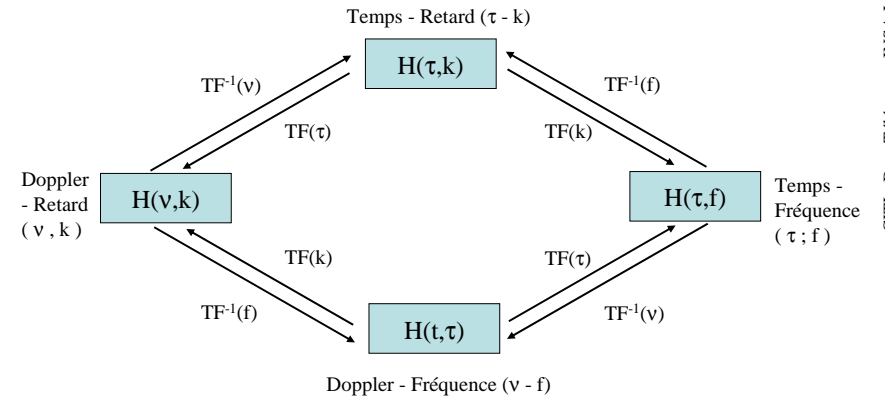


Les canaux de l'ETSI  
« Channel Models for HIPERLAN/2 in different Indoor Scenarios », ETSI EP BRAN 3ER1085B 30 March 1998

Documentation A  
ADS :  
Wlan\_chu

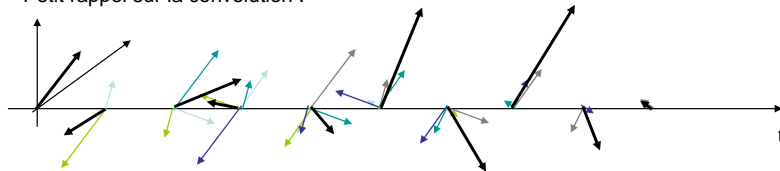
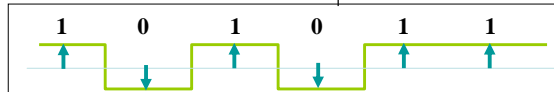
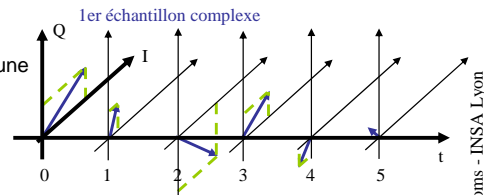
### 4- Fonctions de Bello

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

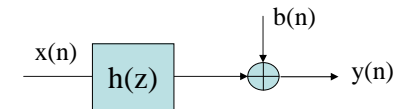


### 5- L'égalisation

- 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, ...)

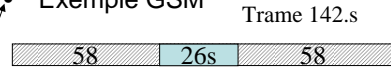
- Estimation de canal / égalisation

Algorithmes adaptatifs : 2 phases (learning / tracking)

Méthodes aveugles

- On estime le canal et le signal simultanément

• Exemple GSM



séquence d'apprentissage (26 symboles)

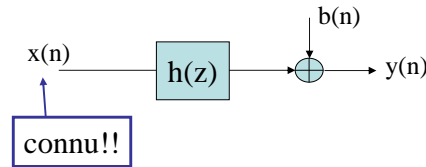
→ Perte de ~20% du débit  
Manque de robustesse aux variations du canal (vitesse limitée)

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

III-65

• 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 :

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

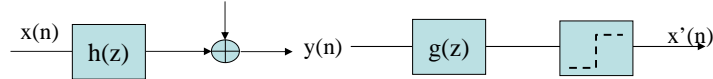
$$h(n) = \frac{1}{\sigma_x^2} \cdot \varphi_{yx}(n)$$

III-66

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

• Egaliseurs linéaires :

- Choisir g(z) pour retrouver x(n)



A) Egaliseur optimal sans bruit : Zero-forcing

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

Propriétés

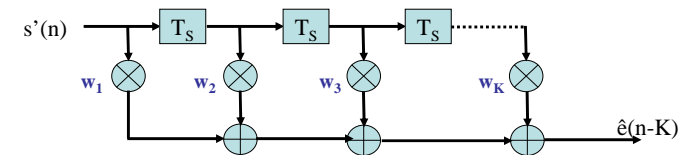
- aucune IES en l'absence de bruit mais amplifie le bruit près des 0 (adapté pour les canaux faiblement bruités)
- condition d'inversibilité de h(z)
- filtre IIR; filtrage temps réel, 1 fois que h(z) a été inversé

III-67

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

B) Egaliseur transverse : filtre FIR

Pour éviter les problèmes des pôles nuls, on choisit 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

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

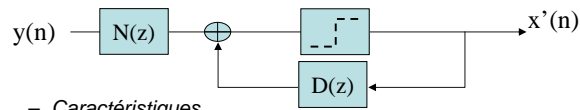
Moins sensible au bruit  
IES résiduelle si le bruit est important  
plus de condition  
d'inversibilité de h(z)  
filtrage temps réel, 1 fois

III-68

CITI - Dept Télécoms - INSA Lyon

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

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

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