



Architecture des systèmes de radiocommunications avec les mobiles

Dr. Tarek BEJAOU
M2 TRT TAR

<http://sites.google.com/site/tarekbejaoui/>



Définition du Canal Radio Mobile

- Canal de Propagation (linéaire, réciproque, TV)
- Antennes Emettrices et Réceptrices
- Fréquences entre 3kHz et 300GHz (λ entre 100km et 1mm)

Canal montant (*Reverse Channel* ou *Uplink Channel*)

Mobiles vers BS

Transmissions Asynchrones

Effet d'éblouissement (*near-far*, proche-éloigné)

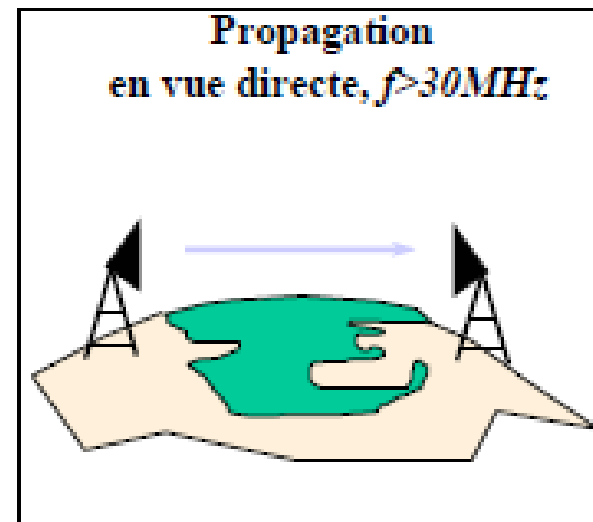
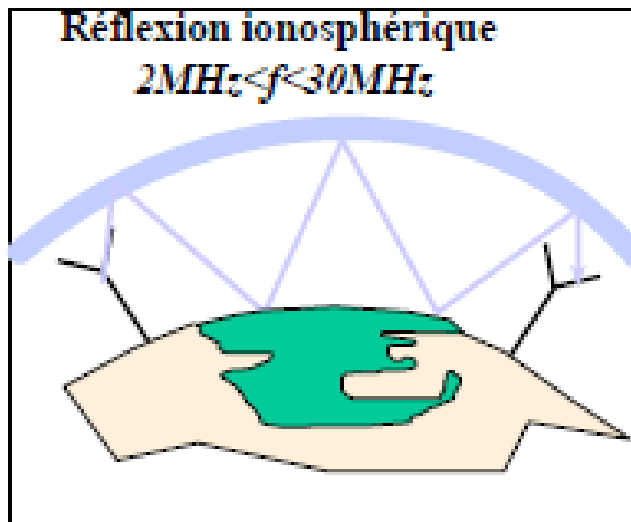
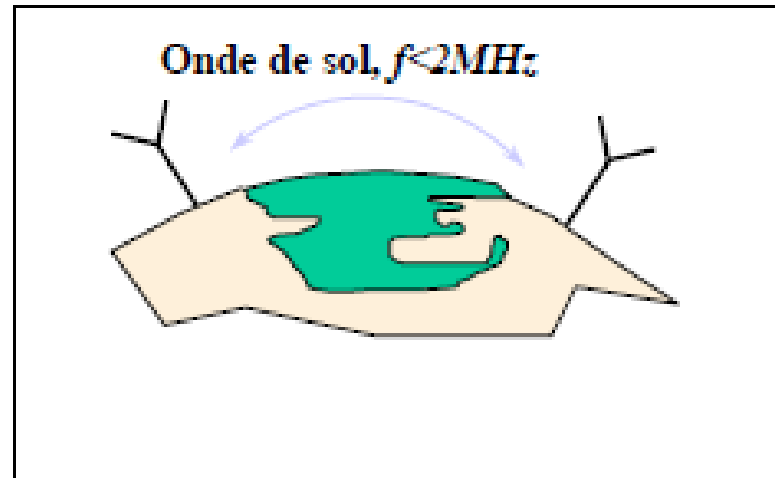
Canal descendant (*Forward Channel* ou *Downlink Channel*)

BS vers Mobiles

Transmissions synchrones

Peu d'effet d'éblouissement

Fréquences du canal radio





Fréquences du canal radio

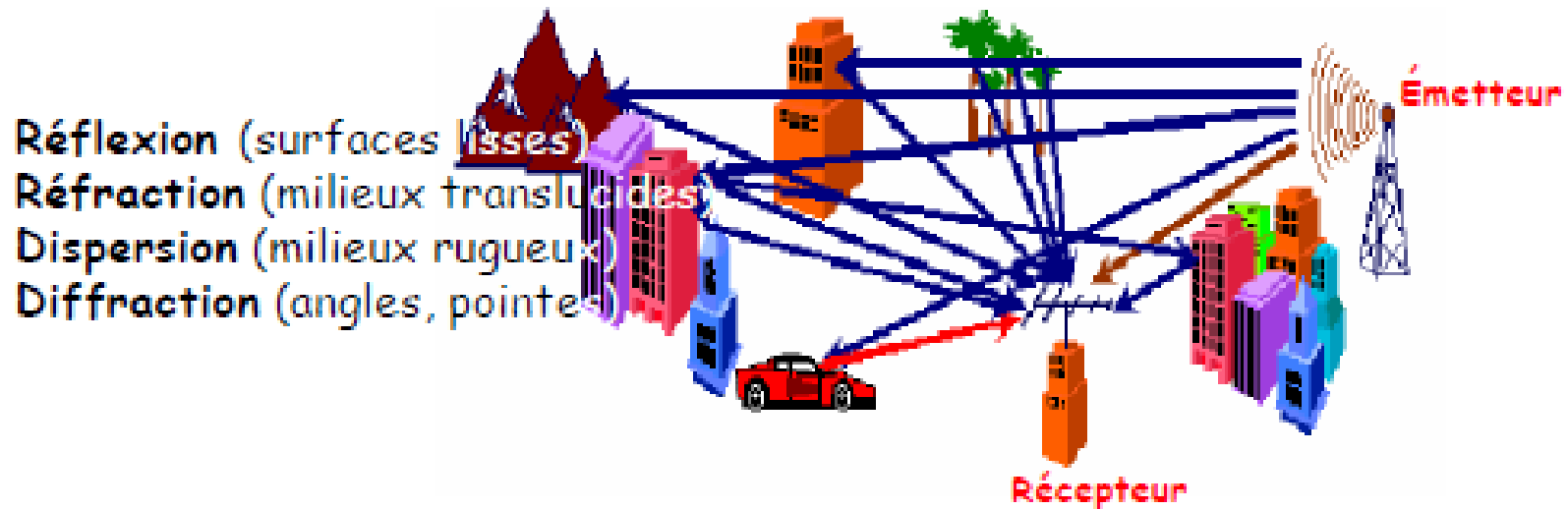
Bande de Fréquence	Désignation	Caractéristique de propagation	Services
3-30 kHz	Très Basses Fréquences (VLF)	Onde de sol Faible atténuation jour et nuit	Navigation, sous marins Grandes distances
30-300 kHz	Basses Fréq. (LF)	Onde de sol Att. plus grande le jour	Navigation, marine Grandes distance AM Radiodiffusion
300-3000 kHz	Moyennes fréquences (MF)	Onde de sol Att. faible la nuit	Radio marine, Grandes distances
3-30 MHz	Hautes Fréq. (HF)	Propagation Ionosphérique Reflection sur couches ionosphériques Variable jour/nuit	Radio-amateurs, militaires, Avions, Bateaux Grandes distances



Fréquences du canal radio

Bande de Fréquence	Désignation	Caractéristique de propagation	Services
30-300 MHz	Très Hautes Fréq. (VHF)	Pratiquement en vue directe	TV VHF (54-72MHz, 76-88MHz, 174-216MHz) Radio FM (88-108MHz), navigation aérienne
0.3-3 GHz	Ultra Hautes Fréq.(UHF)	Vue directe	TV UHF (470-806MHz) Mobiles (GSM : 890-960MHz, DCS 1800 : 1710-1880MHz, IS95 : 824-894 MHz), GPS : 1217,6-1227,6MHz, 1565,42-1585,42 MHz
1-2 GHz 2-4 GHz 3-30 GHz 4-8 GHz 8-12 GHz 12-18 GHz 18-26 GHz 26-40 GHz	Bande L Bande S Super Hautes Fréq.(SHF) Bande C Bande X Bande Ku Bande K Bande Ka	Vue directe Att. pluie ($f > 106\text{GHz}$) Att. Vapeur d'eau ($f > 226\text{GHz}$)	Radars, Faisceaux Hertzien Satellites Bluetooth · 2,4-2,483 GHz 802.11a · 5 GHz 802.11b · 2.4 GHz (Wi-fi)

Phénomènes Physiques



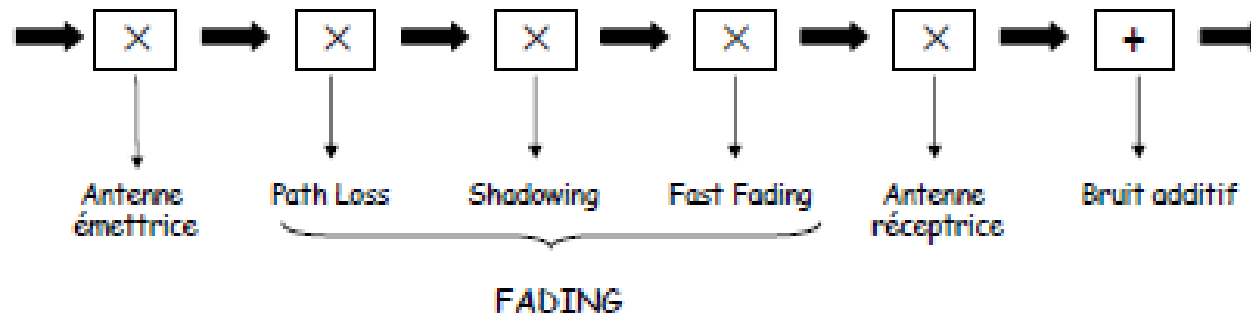
- Phénomènes aléatoires \Rightarrow **modélisation statistique** du canal
- Importances des phénomènes fonction de la fréquence
 \Rightarrow **modélisation du canal dépendante du signal considéré**

2 types de bruit :

additif (thermique, radiations,...)

multiplicatif (attenuations successives)

Les trois types de Fading (1)



PATH LOSS (*Affaiblissement de parcours*)

diminution de la puissance du signal due à l'éloignement
phénomène déterministe

SHADOWING (*Effet de masque*)

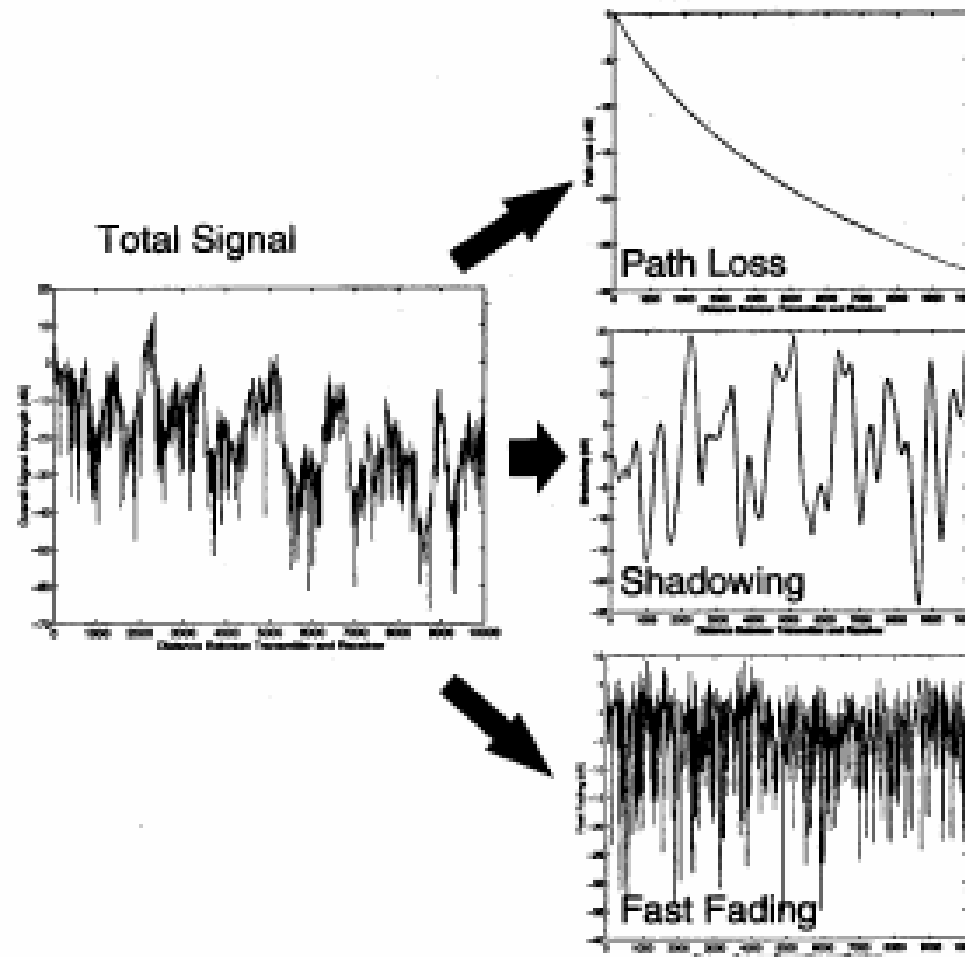
phénomène plus local, aléatoire
dû aux atténuations successives

FAST FADING ou **SMALL-SCALE FADING** (*Evanouissement*)

variations rapides de l'amplitude du signal (addition constructive ou destructive des ondes)

Les trois types de Fading (2)

Exemple de signal en radio mobile :





Le Path Loss

BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK

Description physique du modèle (1)

Phénomène macroscopique

Modélise la diminution de l'amplitude du signal avec l'éloignement suivant certaines situations

Paramètres :

h_m : hauteur locale de l'antenne mobile
(environ 1,5m)

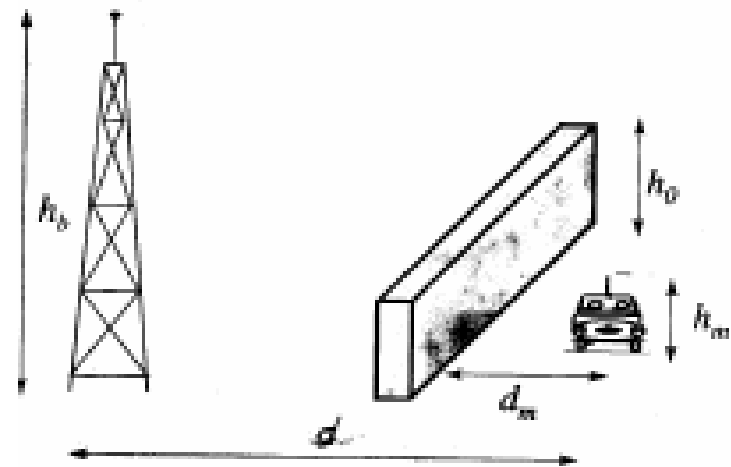
h_b : hauteur locale de l'antenne de la BS

d : distance mobile/BS

d_m : distance entre le mobile et l'obstacle
le plus proche

h_0 : hauteur locale du bâtiment le plus proche

f : fréquence porteuse du signal (ou λ)





Description physique du modèle (2)

Définition du Path Loss (L):

$$\frac{1}{L} = \frac{P_R}{P_E}$$

P_R : puissance reçue

P_E : puissance émise

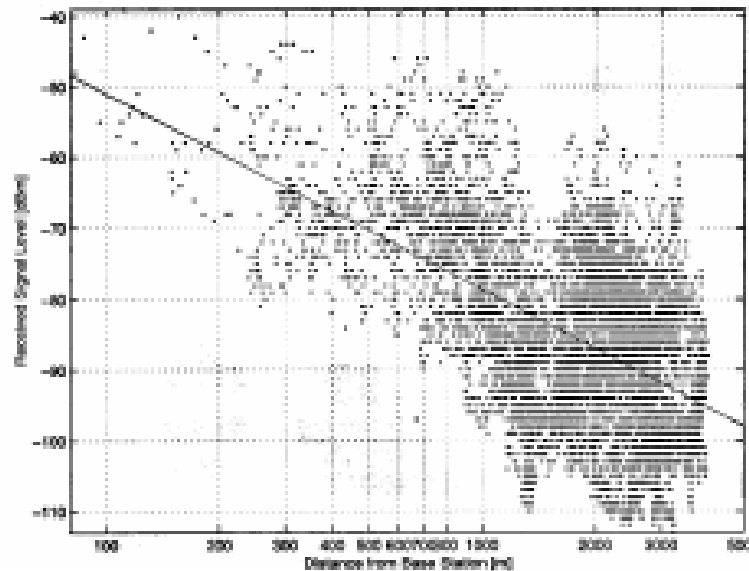
Différents types de modèles :

- Modèles empiriques
- Modèles physiques
- Modèles hybrides

Modèles Empiriques (1)

Méthode : séries de mesures effectuées dans un environnement donné

⇒ détermination d'une fonction approchant au mieux les données en fonction de certains paramètres



1 mesure : moyenne calculée sur une petite aire

⇒ élimination des phénomènes locaux



Modèles Empiriques (2)

a. Modèles « Power-Law »

$$\frac{1}{L} = \frac{P_R}{P_E} = \frac{k}{d^n}$$

$$L = 10n \log(d) + K \quad (\text{en dB})$$

$$L = 10n \log \frac{d}{d_{ref}} + L_{ref}$$

n : exposant du Path-Loss, calculé d'après mesures

b. Modèle de Okumura-Hata

- modèle standard pour les macro-cellules
- mesures faites en 60-70 pour f entre 200MHz et 2GHz

Modèles Empiriques (3)

3 catégories de terrain :

zone ouverte : pas de grands obstacles

zone sub-urbaine : qqes obstacles (village, autoroutes,...)

zone urbaine : beaucoup d'obstacles (villes)

$$\text{zone ouverte} : L_{dB} = A + B \log R - E$$

$$\text{zone sub-urbaine} : L_{dB} = A + B \log R - C$$

$$\text{zone urbaine} : L_{dB} = A + B \log R - D$$

$$A = 69.55 + 26.16 \log f_c - 13.82 \log h_b$$

$$B = 44.9 - 6.55 \log h_b$$

$$C = 2(\log(f_c / 28))^2 + 5.4$$

$$D = 4.78(\log f_c)^2 + 18.33 \log f_c + 40.94$$

$$E = 3.2(\log(11.75 h_m))^2 - 4.97 \quad \text{pour grandes villes, } f_c \geq 300 \text{ MHz}$$

$$E = 8.29(\log(1.54 h_m))^2 - 1.1 \quad \text{pour grandes villes, } f_c < 300 \text{ MHz}$$

$$E = (1.1 \log f_c - 0.7) h_m - (1.56 \log f_c - 0.8) \quad \text{pour petites et moyennes villes}$$

$$R = d \cdot 10^{-3}, f_c = f \cdot 10^{-3}$$



Modèles Empiriques (4)

Exposant du PL :

$$n = B/10 \leq 4$$

augmente quand h_b diminue

intérêt à placer l'antenne le plus haut possible

Conditions de validité du modèle :

f entre 150MHz et 1.5GHz

h_b entre 30m et 200m

h_m entre 1m et 20m

$d > 1\text{km}$

⇒ Nécessité d'adapter le modèle à l'environnement considéré



Modèles Empiriques (5)

c. Modèle de COST231-Hata

- modèle pour petites et moyennes villes
- f entre 1.5GHz et 2GHz

$$L = F + B \log R - E + G$$

$$F = 46.3 + 33.9 \log f_c - 13.82 \log h_b$$

$$G = 0dB \quad \text{pour villes moyennes et zones sub - urbaines}$$

$$G = 3dB \quad \text{pour zones urbaines}$$

d. Autres modèles : Lee, Ibrahim-Parsons, ...

Inconvénients des modèles empiriques

- valables que pour un ensemble de paramètres fini
- nécessité de classifier en différentes zones
- trop généraux car pas de considérations physiques

Modèles Physiques (1)

a. Modèle d'atténuation à l'air libre

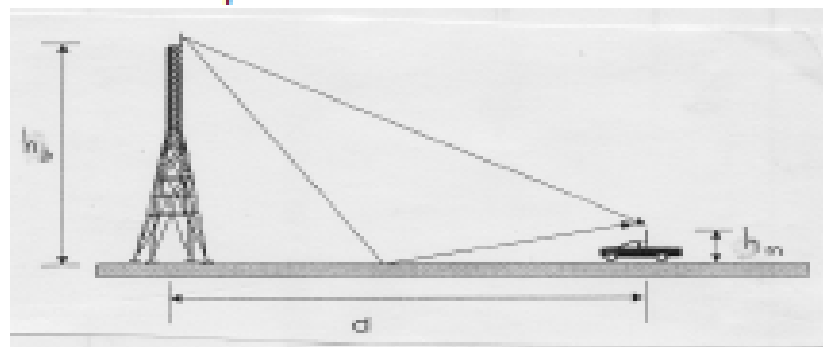
- modèle idéal, pas d'obstacles, existence d'une ligne de vue (« Line Of Sight »)
- modèle type *power-law*, fonction des gains des antennes émettrice et réceptrice

$$L_{dB} = 20 \log d + 10 \log(4\pi^2 L_c) - 10 \log(G_R G_E \lambda^2)$$

exposant $n=2$: atténuation « relativement » faible

b. Modèle de propagation extérieure

- 1 signal direct + 1 signal réfléchi
- approprié si surface plane entre émetteur et récepteur



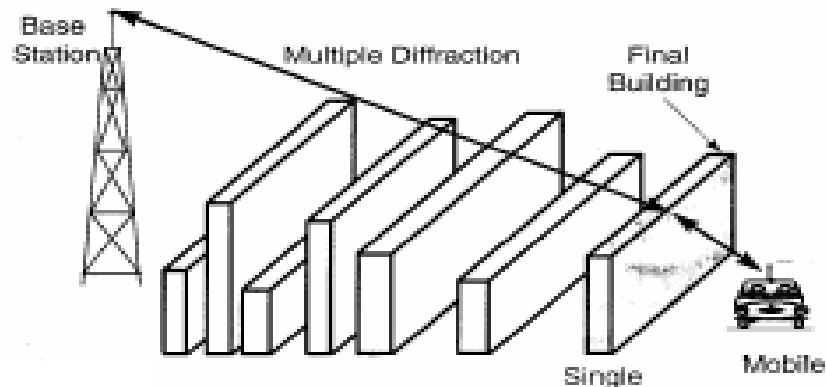
Modèles Physiques (2)

$$L_{dB} = 20\log d + 10\log(4\pi^2) - 10\log(G_R G_E \lambda^2) - 20\log \sin\left(\frac{2\pi h_b h_m}{\lambda d}\right)$$

$$L_{dB} \approx 40\log d - 10\log(G_R G_E h_b^2 h_m^2) \quad \text{pour } \lambda d \gg h_b h_m$$

- exposant $n=4$, comme pour modèles empiriques
- Path Loss indépendant de la fréquence porteuse

c. Modèle de diffraction par les toits



- formes des obstacles supposées peu influentes sur la diffraction
- $M-1$ obstacles avec diffraction faible
- dernier obstacle qui diffracte vers le mobile, avec coefficient connu

Modèles Physiques (3)

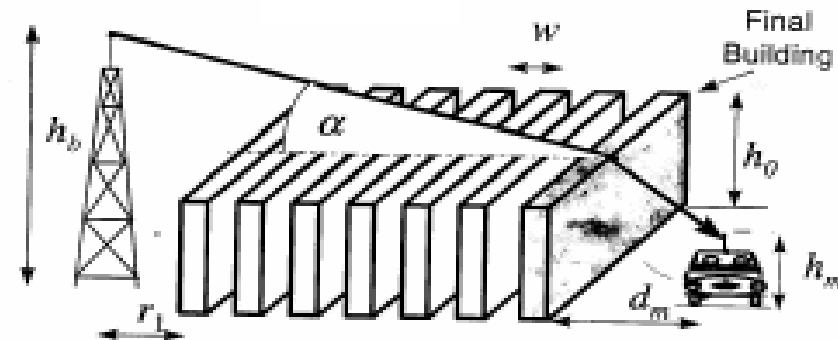
Problèmes :

- trop complexe
- trop de connaissances a priori nécessaires
 ⇒ rarement utilisé ⇒ modèles simplifiés

d. Modèle de diffraction par toits plats

Modèle simplifié :

- bâtiments de même taille
- séparations identiques



Path Loss en excès (en plus de la propagation à l'air libre)

$$L_e \propto \left(\frac{h_b - h_0}{d} \sqrt{\frac{\pi w}{\lambda}} \right)^{-0.99 \log M}$$

exposant $n=2+0.99 \log M$

Le Path Loss: Conclusion

- grand nb de modèles de Path Loss, empiriques ou physiques
- modélisation fonction de l'environnement de propagation
- développement de logiciels grâce aux progrès en informatique et en propagation
- développement de systèmes d'info géographiques
- en pratique, on se tourne de plus en plus vers des modèles hybrides physiques/statistiques pour trouver un compromis précision/complexité



Le Shadowing



Causes Physiques et Modélisation Statistique (1)

- Phénomène plus local (sur qqes centaines de λ)
- Variations de la puissance due à de (gros) obstacles
- Pour 2 mobiles à égale distance de la BS, shadowing différent (contrairement au PL, si environnement homogène)
- Important pour déterminer la robustesse de couverture d'un système
- Phénomène aléatoire (car obstacles aléatoires)
- Moyennage du shadowing \Rightarrow Path Loss

Modélisation : pour N atténuations successives

$$A_{totale} = A_1 \times A_2 \times \dots \times A_N$$

$$A_{totale,dB} = A_{1,dB} + A_{2,dB} + \dots + A_{N,dB}$$



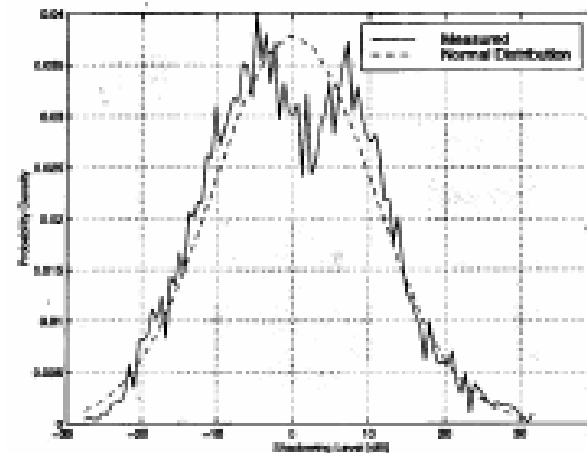
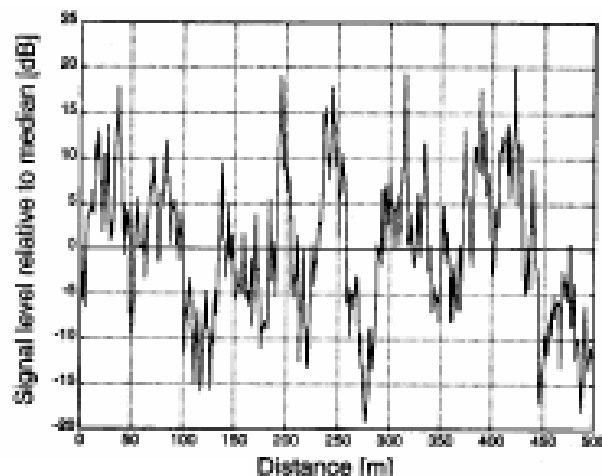
Causes Physiques et Modélisation Statistique (2)

Théorème de la Limite Centrale :

A_{dB} suit une loi Gaussienne (A suit une loi log-normale)

$$A_{dB} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_L^2)$$

σ_L : « location variability »,
dépend de la fréquence, de la taille des antennes, de l'environnement

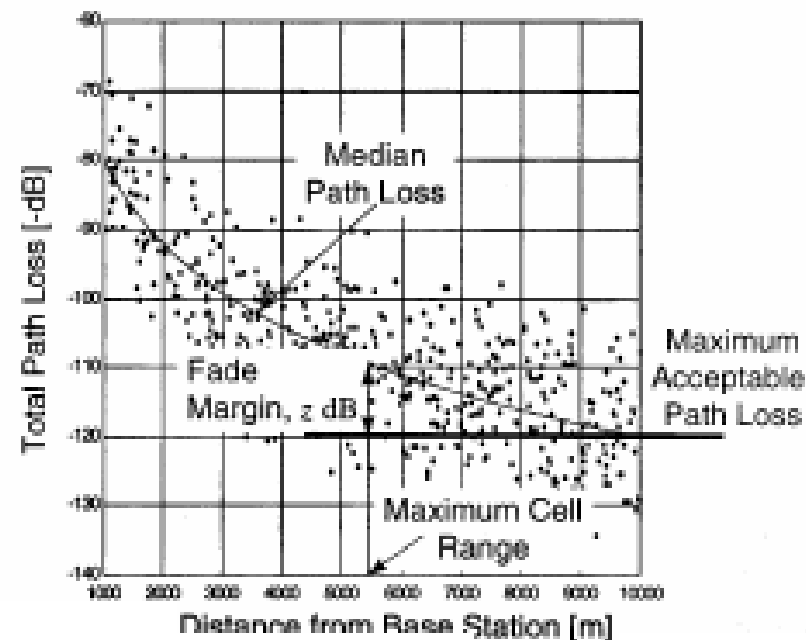


Influence du Shadowing sur la couverture d'une cellule

Shadowing \Rightarrow chutes importantes du *SNR* (surtout en liaison montante)

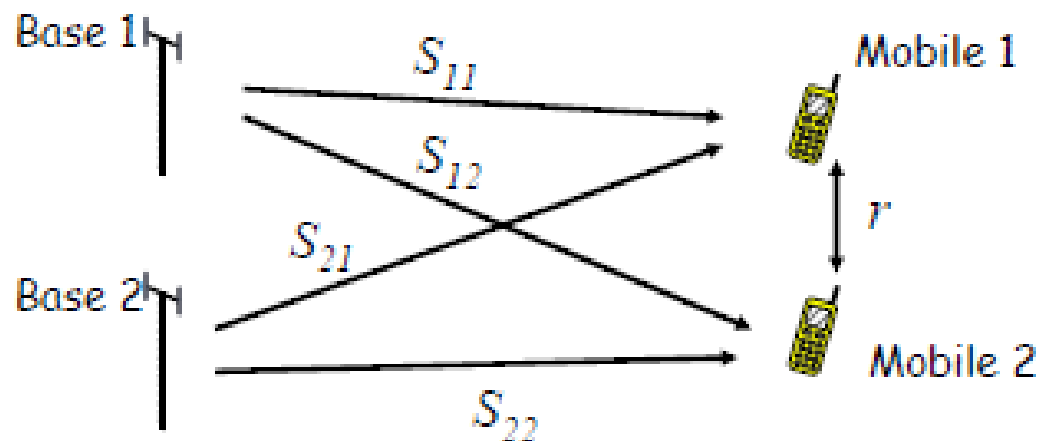
Conséquences :

- frontières de la cellule floues
- phénomène de *hand-over* (ou *hand-off*)
- perte d'efficacité
- nécessité de connaître σ_L (modèles empiriques de Okumura,...)



Shadowing corrélé (1)

Le shadowing sur un chemin (*path*) peut influencer sur celui d'un autre chemin



2 types de corrélation :

- entre 2 positions de mobile (*corrélation série*)
- entre 2 positions de stations (*corrélation site-à-site*)

Shadowing corrélé (2)

Corrélation Série

Coefficient de corrélation :

$$\rho_s(r) = \frac{E[S_{11}S_{12}]}{\sigma_1\sigma_2} \approx \frac{E[S_{11}S_{12}]}{\sigma_L^2} \quad (\text{si } r \text{ assez petit})$$

- indique la vitesse de variation du shadowing qd le mobile se déplace
- modèles exponentiels

Corrélation Site-à-Site

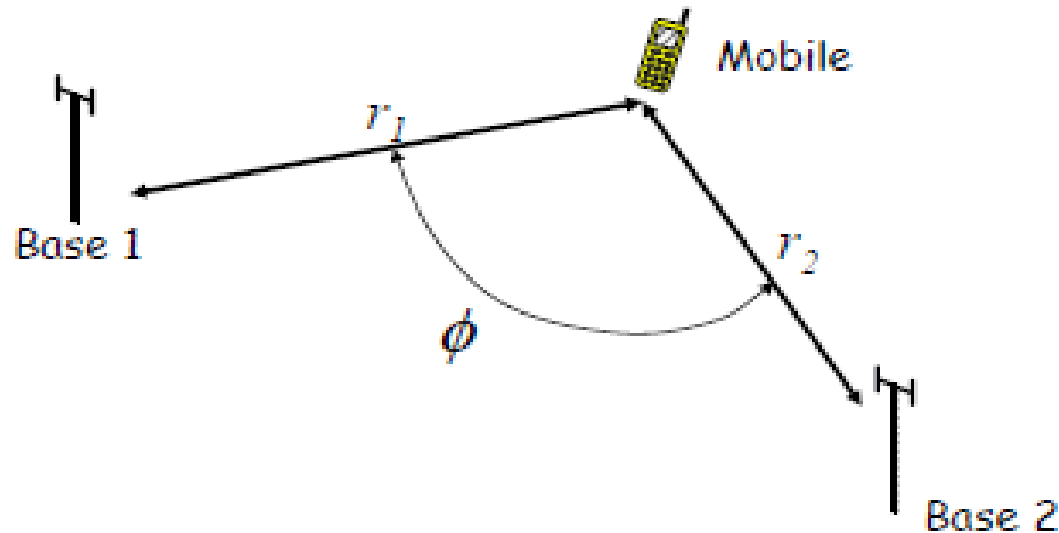
Coefficient de corrélation :

$$\rho_i(r) = \frac{E[S_{11}S_{21}]}{\sigma_1\sigma_2}$$

- indique l'importance du rapport Signal/Interférence
- effet important sur la capacité du système
- pour le moment, pas de modèles très performants

Shadowing corrélé (3)

Exemple de modèle physique



- $\phi \approx 0$ et $r_1 \approx r_2$: corrélation forte car environnement identiques
- $\phi \approx 0$ et $r_1 < r_2$: corrélation plus faible car environnements différents

Modèle de corrélation (pour $r_1 < r_2$) :

$$\rho_r = \begin{cases} \sqrt{\frac{r_1}{r_2}} & \text{si } 0 \leq \phi \leq \phi_r \\ \frac{\phi_r}{\phi} \sqrt{\frac{r_1}{r_2}} & \text{si } \phi_r \leq \phi \leq \pi \end{cases} \quad \text{avec } \phi_r = 2 \arcsin(r_2 / 2r_1)$$

r_c : distance de corrélation du shadowing



Bilan de liaison (1)

Déf. : ensemble des paramètres permettant de vérifier l'équilibrage de la liaison (puissance reçue sur liaison montante = puissance reçue sur liaison descendante pour terminal en limite de portée)
fermer la liaison : puissance reçue suffisamment forte pour assurer la comm.

B

ajustement de la puissance des émetteurs, des gains d'antennes, ...
en fonction du modèle de propagation (Path-Loss) et des marges (Shadowing)

Bilan de liaison en espace libre :

équation du bilan de liaison (équation de Friis)

$$P_R = \frac{P_E G_E G_R}{L_P}$$

P_E P_R : puissances émises et reçues

G_E G_R : gains des antennes d'émission et de réception

L_P : Path-Loss en espace libre (sans prendre en compte les gains d'antennes)



Bilan de liaison (2)

Liaison satellite en espace libre:

Puissance du bruit de réception (bruit thermique) :

$$N_0 = kT_e$$

T_e : température équivalente du système, k : cte de Boltzmann

Rapport signal-sur-bruit :

$$(C/N_0) = \frac{P_R}{N_0} = \frac{P_E G_R G_E}{L_p k T_e}$$

Rapport signal-sur-bruit (dB) :

$$(C/N_0) = EIRP - L_p + (G/T) - k$$

$EIRP = G_E P_E$: Equivalent Isotropic Radiated Power

$(G/T) = G_R/T_e$: valeur spécifiée ds systèmes satellites



Bilan de liaison (3)

Ex. 1 : Bilan de liaison en espace libre sur liaison satellite montante

<u>Station terrestre émettrice :</u>	
Fréq. émission	6,0 GHz
Puissance émise	-10 dBW
Gain de l'antenne d'émission	30 dB
EIRP émis	20 dBW
<u>Pertes :</u>	
Elévation satellite	45 °
Distance satellite	37630 km
PL en espace libre	193,5
<u>Station satellite réceptrice :</u>	
Gain de l'antenne de réception	23 dB
Puissance reçue	-150,5 dBW
G/T en réception	-2,5 dB.K
<u>Système :</u>	
constante de Boltzmann	-228,6 dBWs.K-1
C/N ₀ de la liaison montante	52,6

Bilan de liaison (4)

Ex. 2 : Bilan de liaison en espace libre sur liaison satellite descendante

<u>Station satellite émettrice :</u>	
Fréq. Emission	1,5 GHz
Puissance reçue	-150,5 dBW
Gain du satellite	150 dB
Gain de l'antenne d'émission	26 dBi
EIRP émis	25,5 dBW
<u>Pertes :</u>	
Elévation satellite	20 °
Distance satellite	39809 km
PL en espace libre	181,9
Absorption	0,2
<u>Station terrestre réceptrice :</u>	
G/T reçu	-22,6 dBi
Pertes d'implémentation	1,0 dB
<u>Système :</u>	
constante de Boltzmann	-228,6 dBWs.K ⁻¹
C/N ₀ de la liaison montante	52,6
C/N ₀ de la liaison descendante	48,6
C/N ₀ de la liaison globale	47,1



Conclusion

- phénomène aléatoire, fait varier localement le PL
- rayon de couverture d'une cellule aléatoire
- influe sur la dynamique du signal
- influe sur le pourcentage de positions bien couvertes
- corrélations série et site-à-site doivent être fortes
- besoin d'estimations dynamiques des corrélations
- prise en compte des marges dans le bilan de liaison



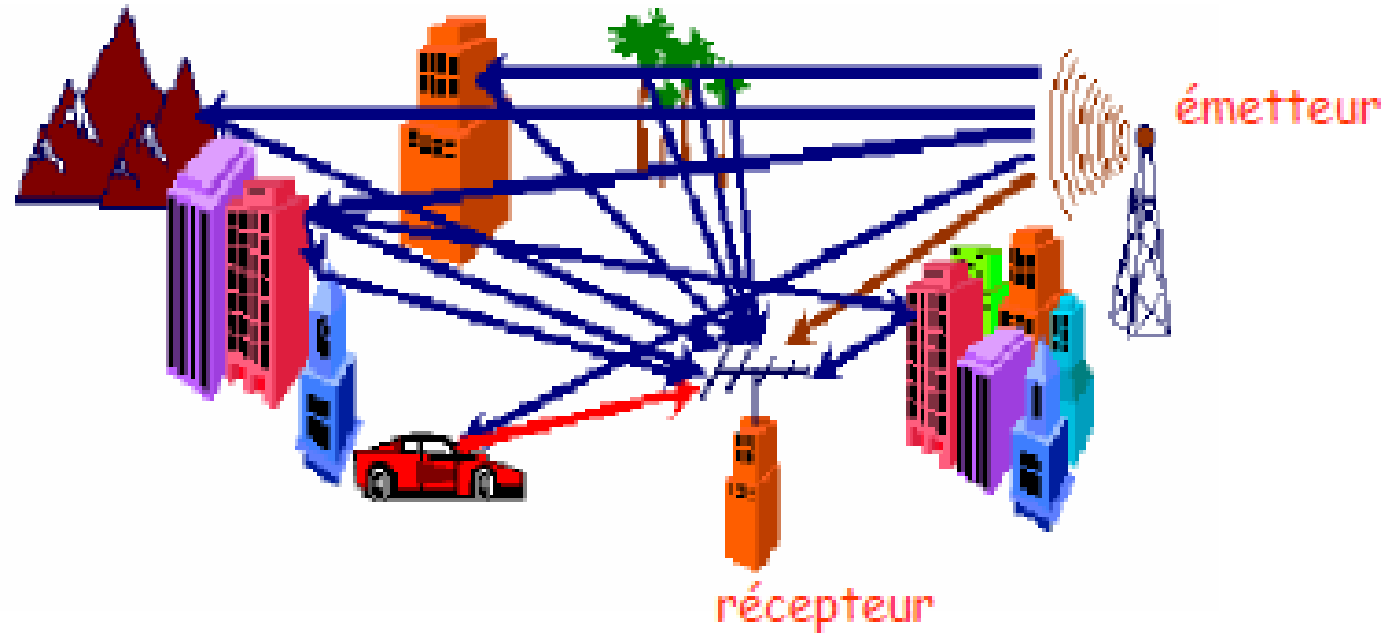
Fast Fading pour canaux à bande étroite



Introduction au Fast Fading

- phénomène très local : se produit dès que le mobile se déplace d'une faible distance (\Rightarrow « small scale »)
- variations aléatoires de la puissance du signal étude statistique
- statistiques supposées stationnaires sur qqes dizaines de λ
- variations le plus souvent destructrices pour le signal
 \Rightarrow problème majeur en télécom

Causes du fading



- **multi-trajet** (*multi-path*) :
 signal reçu = somme de signaux retardés, réfléchis, diffractés,...
- 1 signal \Rightarrow 1 atténuation, 1 retard, 1 décalage de phase
- sommation constructive ou destructrice
- changements importants de phase et d'atténuation pour déplacements très courts
ex : déplacement de $\lambda v/2c$ \Rightarrow déphasage de π



Modélisation du fading (1)

- canal de propagation **linéaire** (car opérations linéaires)
- canal **variant dans le temps**

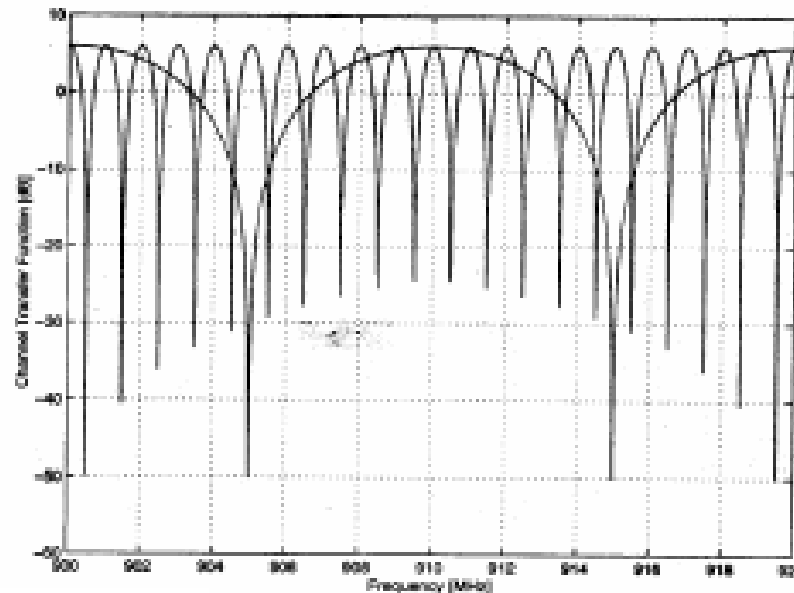
$$y(t) = \sum_{k=1}^K h(t, k) s(t - \tau_k(t)) + n(t)$$

- K : nombre de signaux reçus
- $s(t)$: signal émis
- $\tau_k(t)$: retard de la $k^{\text{ème}}$ composante
- $h(t, k)$: réponse impulsionnelle du canal
- $n(t)$: bruit additif (gaussien)

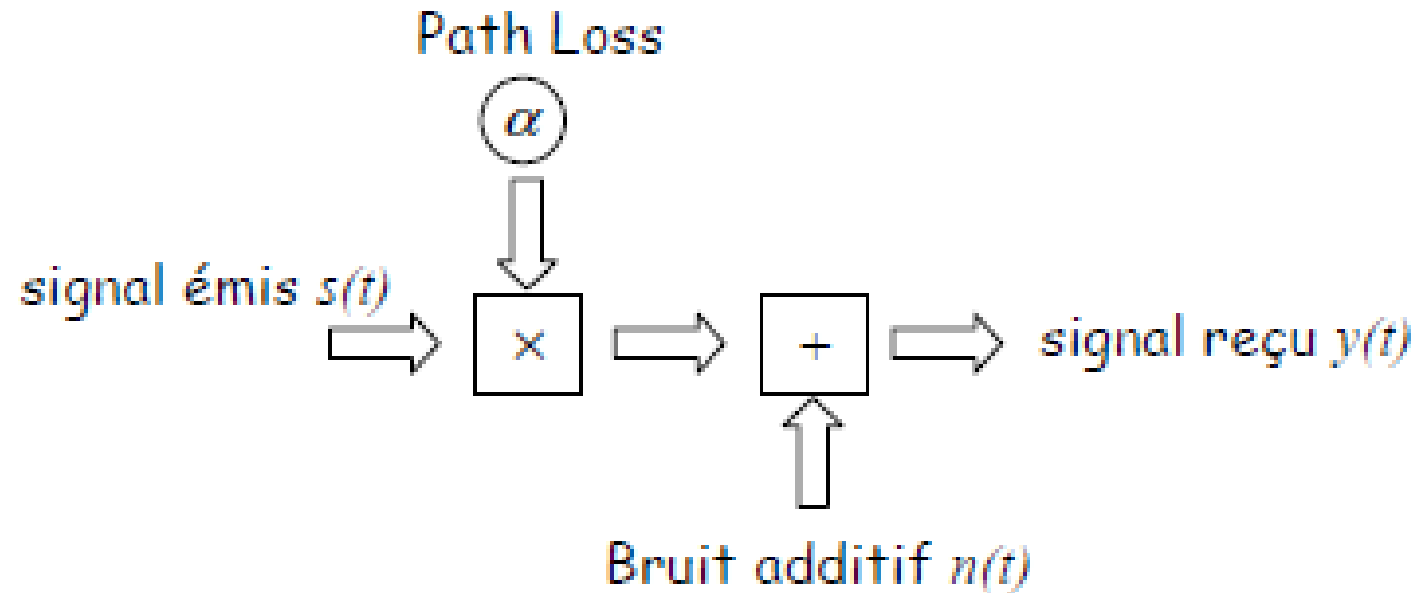
Modélisation du fading (2)

2 types de canaux :

- canal à **bande étroite** :
les signaux arrivent quasiment en même temps
⇒ pas d'étalement temporel ⇒ canal **plat en fréquences**
- canal **large bande** :
retards relativement grands entre signaux
⇒ canal **sélectif en fréquences**



Canal Gaussien



Canal le plus simple :

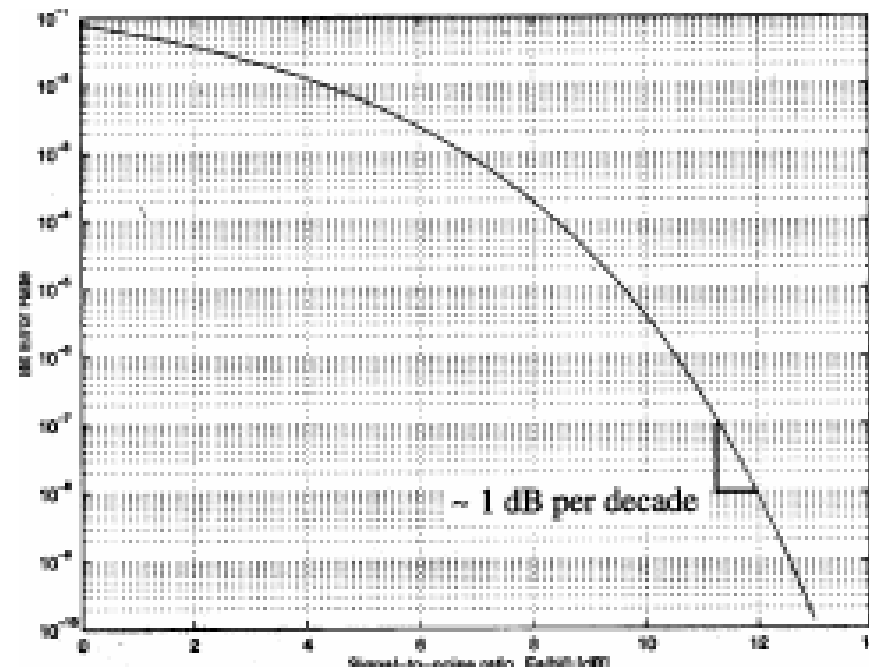
- Path Loss + Shadowing
- atténuation invariante par rapport au temps
- pas de multi-trajet

$$y(t) = \alpha s(t) + n(t)$$

Performances

- détection par MAP (filtre adapté)
- modulation BPSK

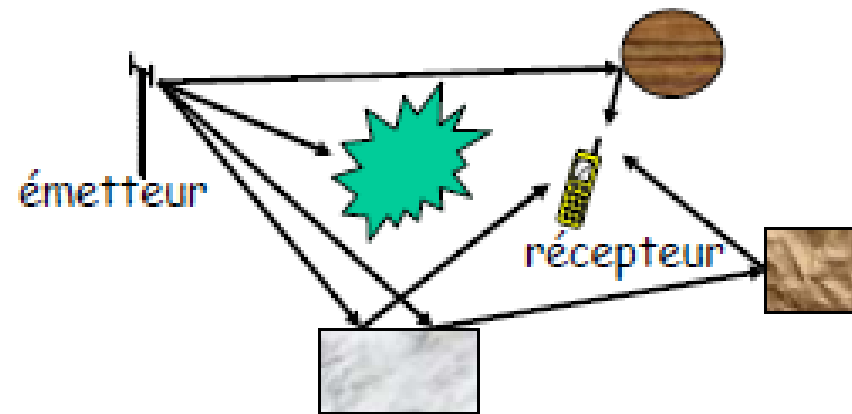
signaux antipodaux :	$TEB = Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right)$	avec $\gamma_b = \frac{ \alpha ^2 \varepsilon_b}{N_0}$
signaux orthogonaux :	$TEB = Q\left(\sqrt{\gamma_b}\right)$	



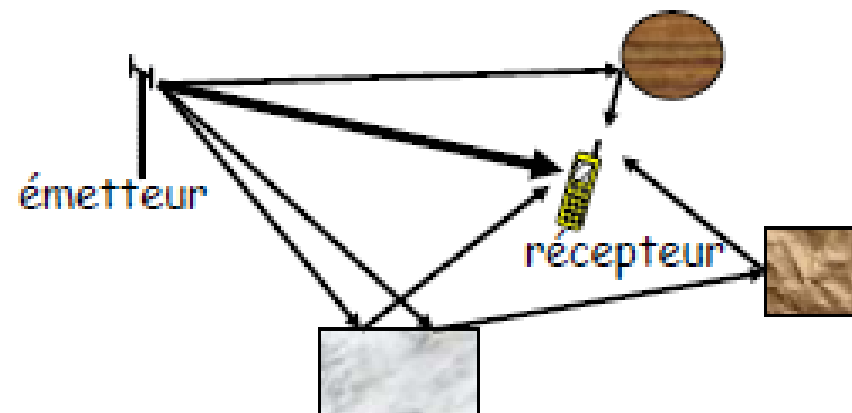
Canal de Rayleigh

2 types de propagation :

- pas de ligne de vue (propagation NLOS) : canal de Rayleigh



- existence d'une ligne de vue (propagation LOS) : canal de Rice

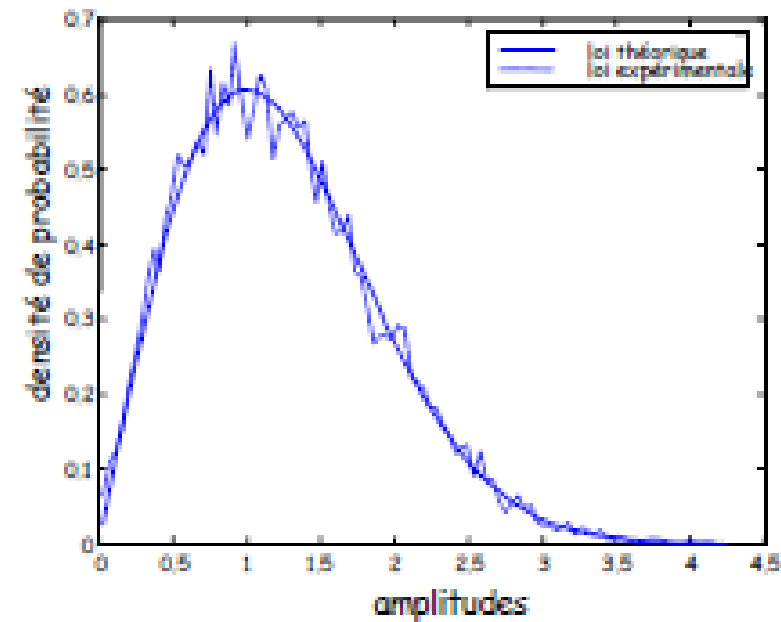


Caractérisation d'un canal de Rayleigh

$$y(t) = \alpha(t)s(t) + n(t)$$

$\alpha(t)$: variable aléatoire gaussienne complexe de moyenne nulle
 $r(t) = |\alpha(t)|$: variable de **Rayleigh**, de densité de probabilité :

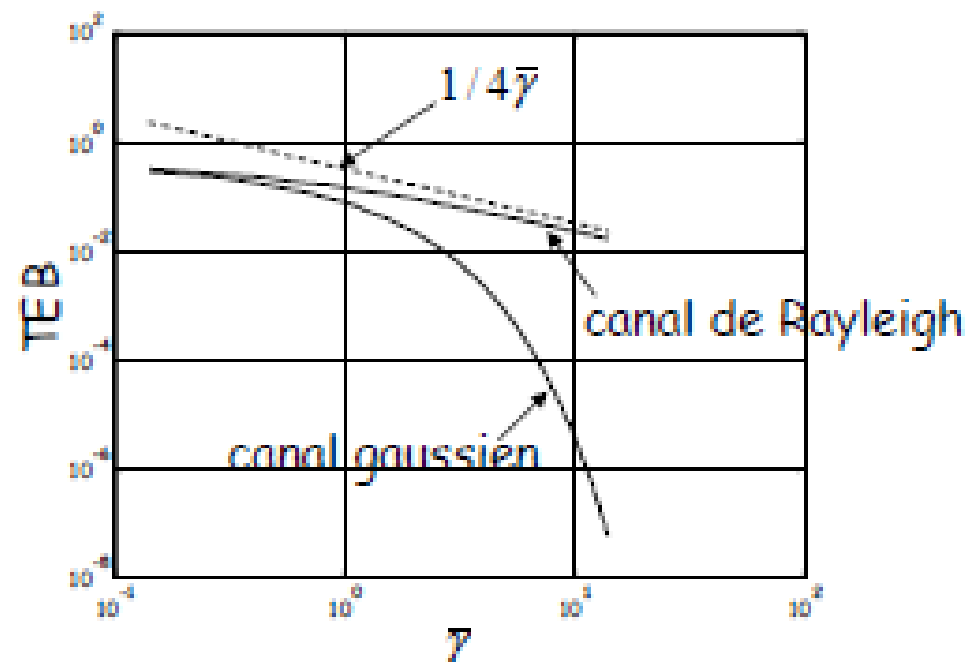
$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), \quad r \geq 0$$



Performances

- détection par MAP (filtre adapté)
- modulation BPSK
- SNR moyen élevé

signaux antipodaux : $TEB \sim 1/4\bar{\gamma}$
 signaux orthogonaux : $TEB \sim 1/2\bar{\gamma}$



Canal de Rice (1)

Propagation LOS \Leftrightarrow signal direct plus puissant que les autres

$$y(t) = \alpha(t)s(t) + n(t)$$

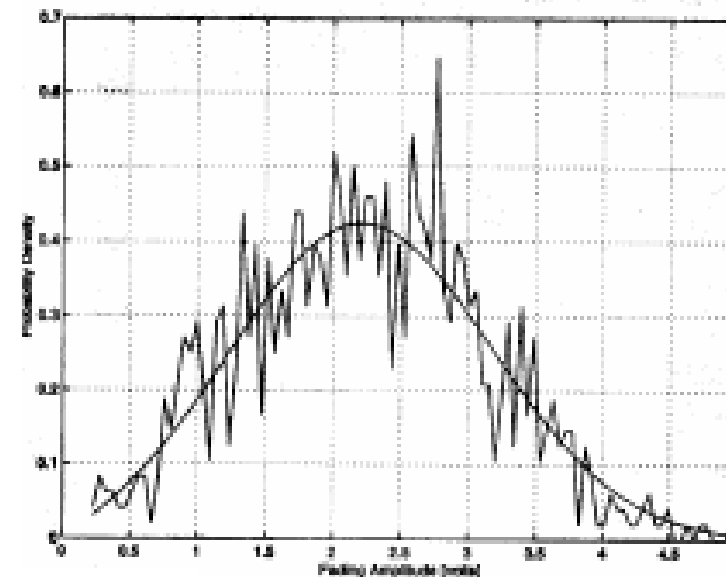
$\alpha(t)$: variable aléatoire gaussienne complexe de moyenne **non-nulle**
 $r(t) = |\alpha(t)|$: variable de **Rice**, de densité de probabilité :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right), r \geq 0$$

s : amplitude du signal LOS

$$p(r) = \frac{re^{-k}}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{r\sqrt{2k}}{\sigma^2}\right), r \geq 0$$

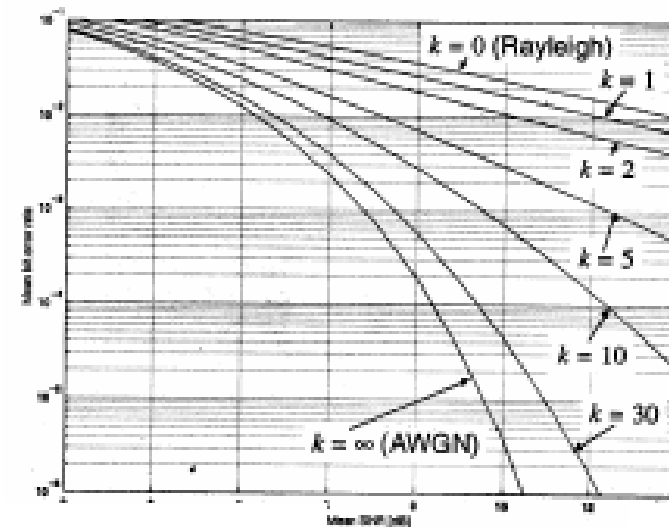
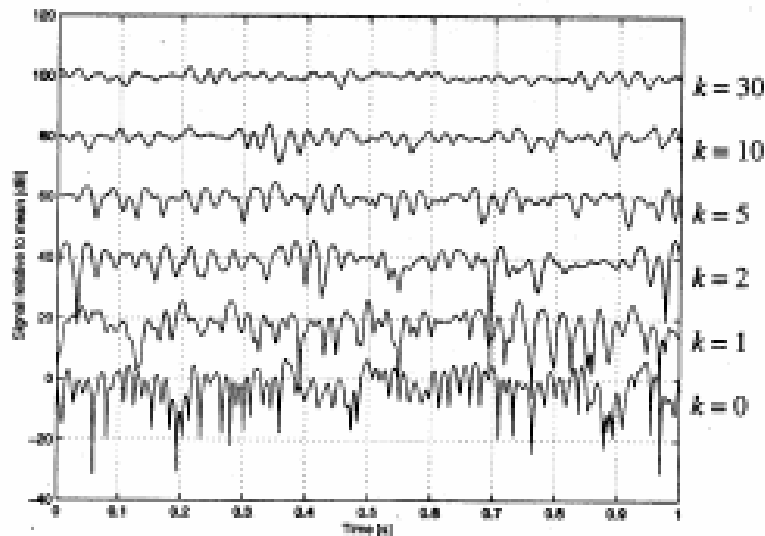
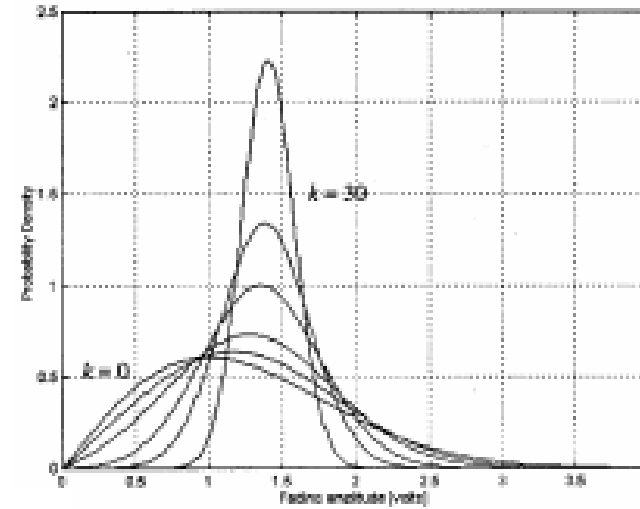
$k = \frac{\text{puissance du signal LOS}}{\text{puissance des signaux NLOS}} = \frac{s^2}{2\sigma^2}$: paramètre de Rice



Canal de Rice (2)

$k \rightarrow 0$: canal de Rayleigh

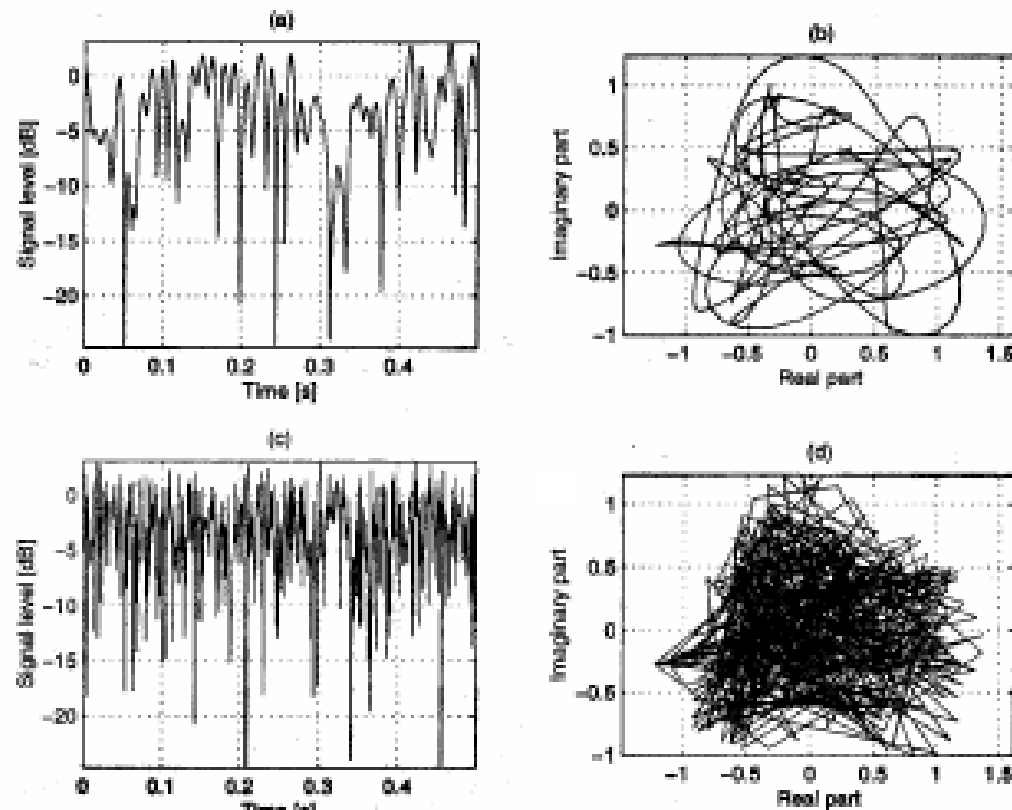
$k \rightarrow +\infty$: canal gaussien



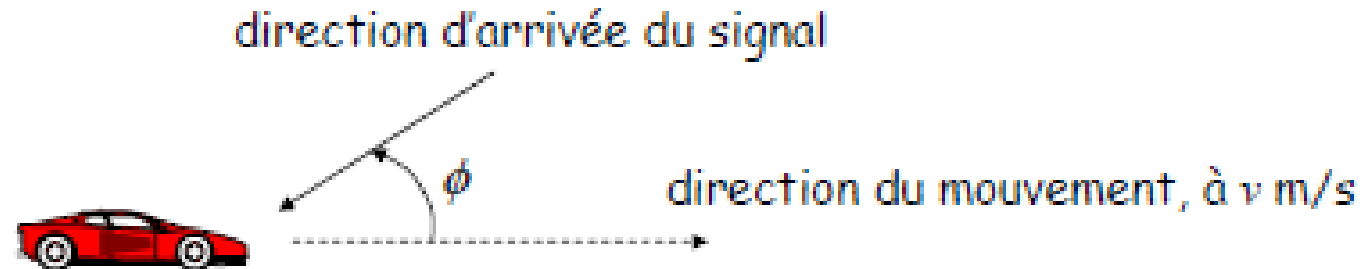


Variation temporelles du Fading : Effet Doppler

Caractérisée par les statistiques d'ordre 2, ç-à-d par le spectre



Effet Doppler



Effet Doppler : décalage de la fréquence dû au déplacement

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \phi = f \frac{v}{c} \cos \phi = f_m \cos \phi$$

$$f_m = f \frac{v}{c} = (\text{maximum du}) \text{ décalage Doppler}$$

(Doppler-spread)

Chaque composante du multi-trajet subit l'effet Doppler

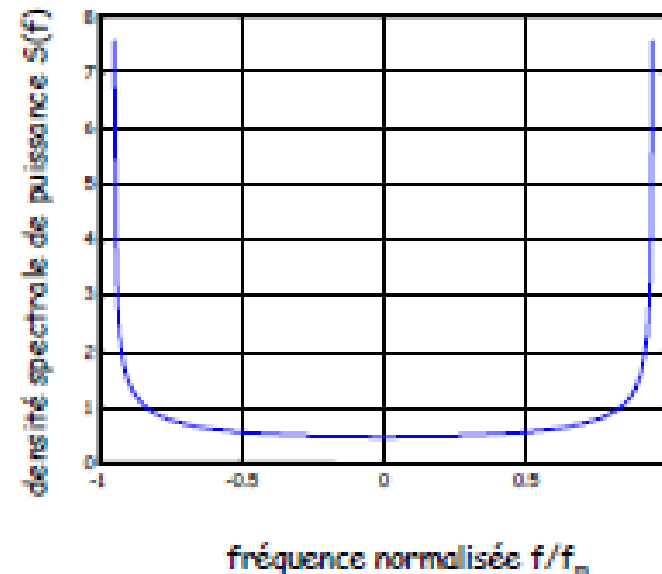
⇒ **étalement** du spectre du signal



Spectre Doppler

- Modèle de Clarke (le plus courant) : ϕ uniforme sur $[-\pi, +\pi]$

$$S_{\alpha}(f) = \begin{cases} \frac{1.5}{\pi f_m \sqrt{1 - (f/f_m)^2}}, & |f| < f_m \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$



- Modèle pas toujours valable (faibles distances $\Leftrightarrow \phi$ non-uniforme), mais bonne approximation

ex : GSM pour zones rurales

$$S_{\alpha}(f) = \begin{cases} \frac{c_1}{2\pi f_m \sqrt{1 - (f/f_m)^2}} + c_2 \delta(f - 0.7f_m), & |f| < f_m \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$



Conséquence de l'effet Doppler

Autocorrélation (normalisée) du fading de Rayleigh :

$$\rho_{\alpha}(\tau) = \frac{E[\alpha(t)\alpha^*(t-\tau)]}{E[|\alpha(t)|^2]} = J_0(2\pi f_m \tau)$$

Temps de cohérence T_c : temps pendant lequel le canal est constant,
tq $\rho_{\alpha}(T_c) = 0.5$

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m}$$

Conséquences :

vitesse élevée \Rightarrow variations rapides du canal



Autres paramètres liés à la vitesse de variation du fading (1)

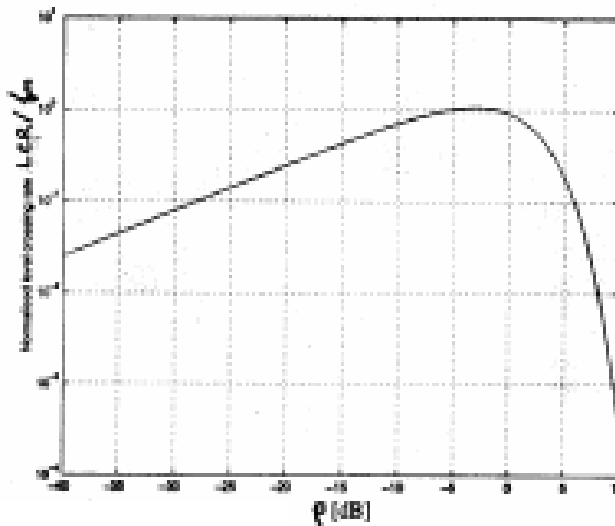
Level Crossing Rate (LCR) :

Nb moyen de passage du signal au-dessus d'un seuil R par unité de temps

Canal de Rice :

$$LCR = \sqrt{2\pi(k+1)} f_m \rho e^{-k} e^{-(k+1)\rho^2} I_0(2\rho\sqrt{k(k+1)}) \quad \text{avec } \rho = \frac{R}{\sigma\sqrt{2}}$$

Canal de Rayleigh : $LCR = \sqrt{2\pi} f_m \rho e^{-\rho^2}$





Autres paramètres liés à la vitesse de variation du fading (2)

Average Fade Duration (AFD)

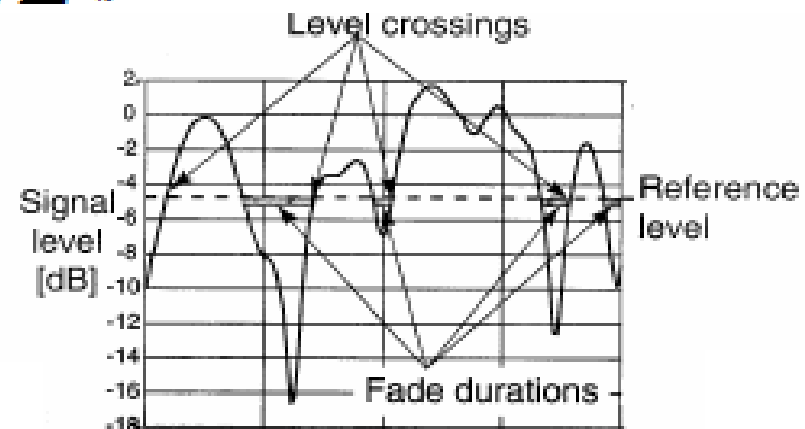
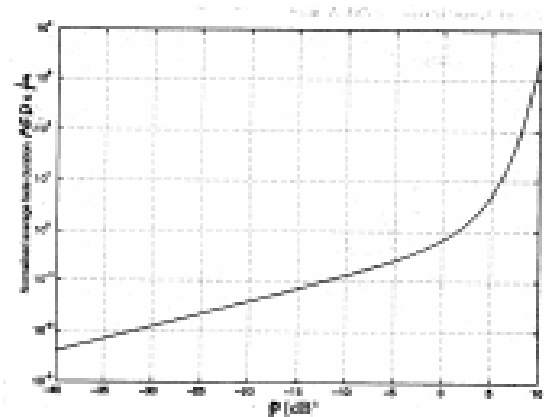
durée moyenne pendant laquelle le signal reste sous un certain seuil R

Canal de Rayleigh :

$$AFD = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\rho f_m \sqrt{2\pi}} \xrightarrow{\rho \rightarrow +\infty} +\infty$$

Estimation Pratique :

$$AFD \approx \frac{1}{N} \sum \tau_n$$



erreurs par rafales (*bursts*) \Rightarrow techniques d'entrelacement (*interleaving*) 50



Fast Fading pour canaux à large bande



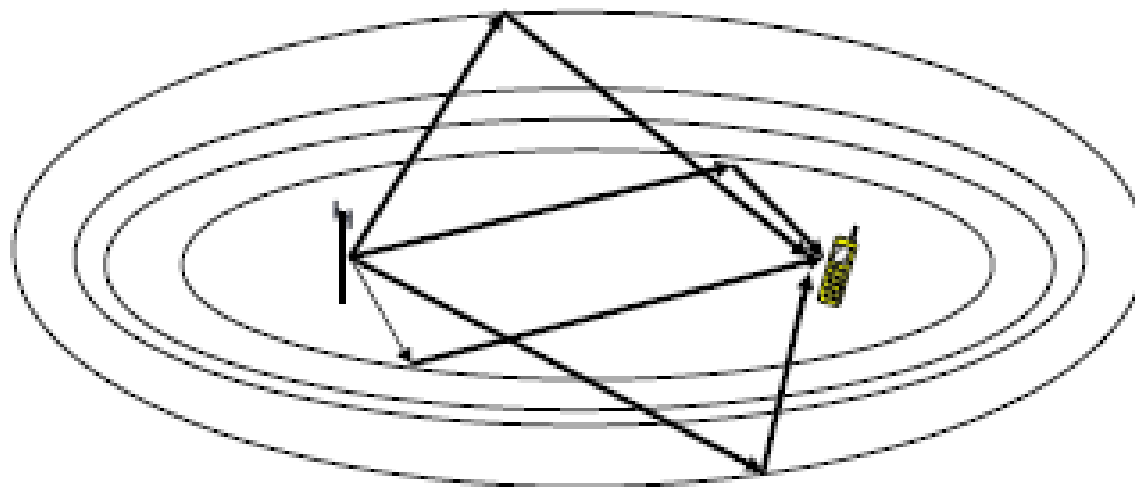
Causes Physiques et Conséquences

- grand nombre de diffracteurs dans un large rayon
- retards importants (par rapport au temps d'émission d'un symbole) entre les différents signaux (canal large bande)
- étalement temporel des symboles (*delay spread*)
⇒ Interférence Inter-Symboles (si débit élevé)

Modèle de canal à large bande

$$y(t) = \sum_k \alpha_k(t) s(t - \tau_k(t)) + n(t)$$

- $\alpha_k(t)$: variable de Rayleigh ou de Rice + Effet Doppler
 $\alpha_k(t)$ indépendants (par rapport à k) : *uncorrelated scattering*
- $\tau_k(t) = k/W$ où $W/2$ est la bande du signal passe-bas $x(t)$
 $1/W$: *résolution* du système



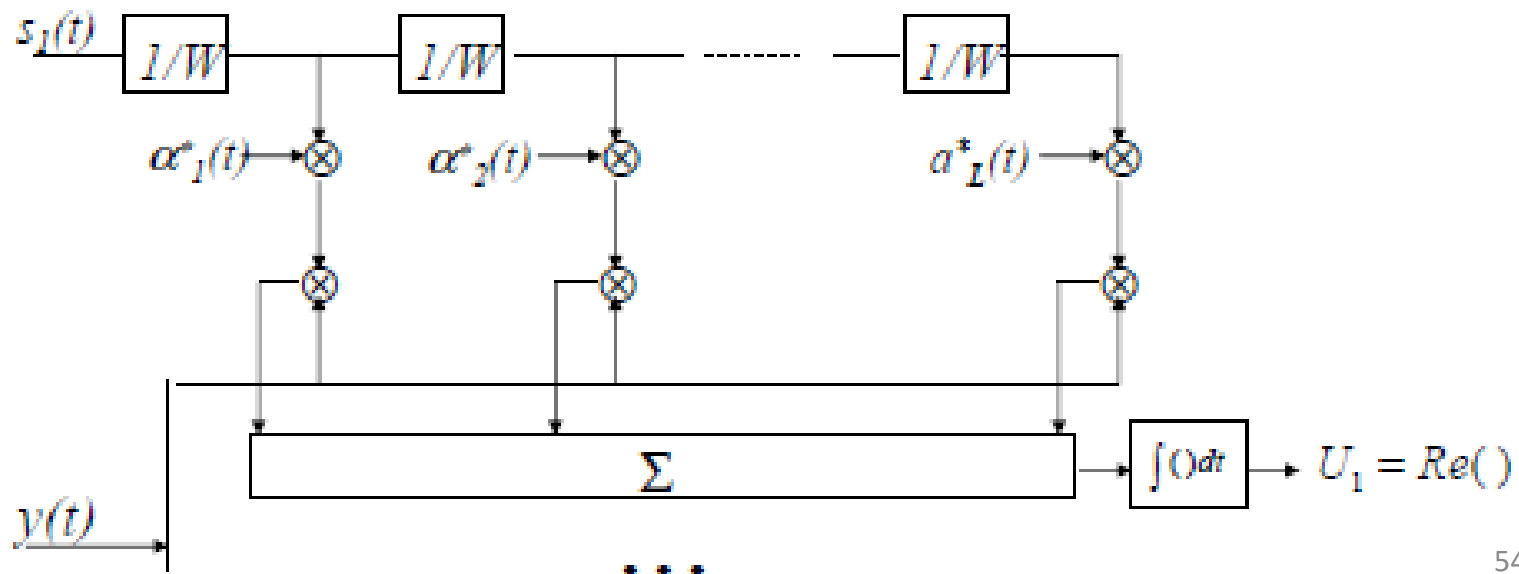


Détection sur canal large bande (1)

$$y(t) = \sum_{k=1}^L \alpha_k(t) s(t - \tau_k) + n(t)$$

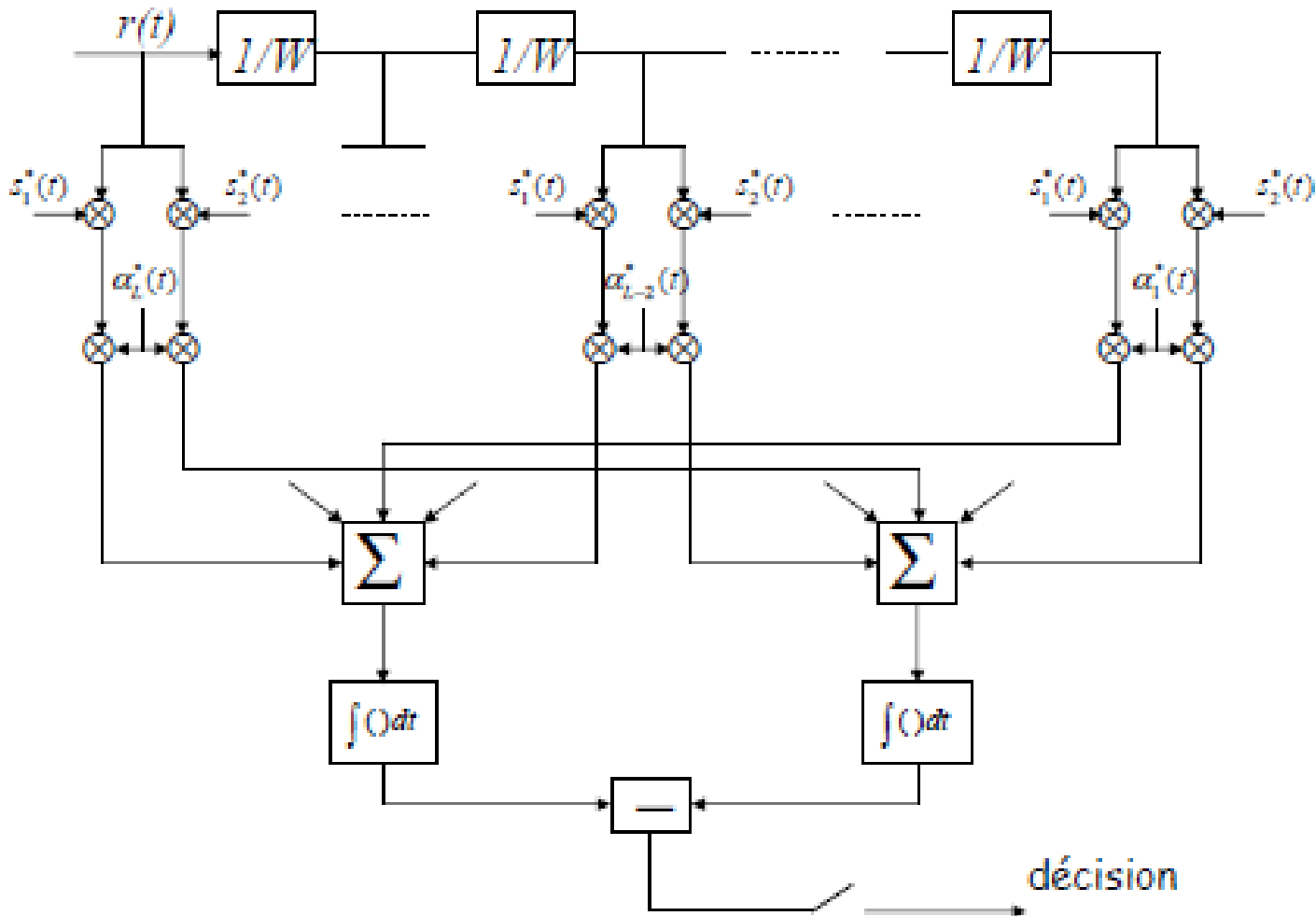
M symboles possibles $\Rightarrow M$ signaux $s_1(t), \dots, s_M(t)$ $v_m(t) = \sum_{k=1}^L \alpha_k(t) s_m(t - \tau_k)$

Symbole m estimé : maximise $U_m = \text{Re} \left(\int y(t) v_m^*(t) dt \right)$



Détection sur canal large bande (2)

Autre interprétation (pour $M=2$) : récepteur RAKE





Performances d'un canal large bande à fading lent

- détection par MAP (Rake)
- modulation BPSK

Hypothèse : $\alpha_k(t) = \alpha_k$ (sur une période)

Calcul du TEB à α_k fixés :

signaux antipodaux :	$TEB = Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right)$	avec $\gamma_b = \frac{\mathcal{E}_b}{N_0} \sum_k \alpha(k) ^2 = \sum_k \gamma_k$
signaux orthogonaux :	$TEB = Q\left(\sqrt{\gamma_b}\right)$	

Intégration pour α_k variables de Rayleigh :

signaux antipodaux :	$TEB = C_{2L-1}^L \prod_k \frac{1}{4\gamma_k}$	avec $\gamma_k = \frac{\mathcal{E}_b}{N_0} E\left[\alpha(k) ^2\right]$
signaux orthogonaux :	$TEB = C_{2L-1}^L \prod_k \frac{1}{2\gamma_k}$	



Paramètres et caractérisation du canal de propagation



Hypothèse standard sur le canal (1)

$$y(t) = \sum_k h(t, k) s(t - \tau_k(t)) + n(t)$$

$$y(t) = \int h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau = (h(t, \tau) *_\tau s(\tau))(t) \text{ avec } h(t, \tau) = \sum_k h(t, k) \delta(\tau - \tau_k(t))$$

Autocorrélation du canal (dans le domaine temps/délais) :

$$\rho_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2) = E[h(t_1, \tau_1) h^*(t_2, \tau_2)]$$

Autocorrélation du canal (dans le domaine temps/fréquences) :

$$\rho_H(t_1, t_2; f_1, f_2) = E[H(t_1, f_1) H^*(t_2, f_2)]$$

où $H(t, f) = TF_\tau(h(t, \tau))(f) = \sum_k h(t, k) e^{-2j\omega\tau_k}$

fonction de transfert du filtre à l'instant t



Hypothèse standard sur le canal (2)

Hypothèse de stationnarité en temps (*Wide-Sense Stationary - WSS*)

$\rho_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2) = \rho_h(\Delta t; \tau_1, \tau_2)$ ne dépend que de la différence $\Delta t = t_2 - t_1$
(vérifiée pour canal constant)

BE Hypothèse d'indépendance des trajets (*Uncorrelated Scattering - US*)

Coefficients $h(t_1, k_1)$ et $h(t_2, k_2)$ indépendants pour tout t_1, t_2 si $k_1 \neq k_2$

B Hypothèse WSSUS : *Wide-Sense Stationary + Uncorrelated Scattering*

Liens entre les hypothèses :

- si canal **US en temps** + Rayleigh, alors **WSS en fréquences**, càd :

$$\rho_H(t_1, t_2; f_1, f_2) = \rho_H(t_1, t_2; \Delta f) \quad \text{avec} \quad \Delta f = f_2 - f_1$$

- si canal **WSS en temps** ds le domaine (t, τ) , alors **WSS en temps** ds le domaine (t, f)
- si canal **US en fréquences** + Rayleigh, alors **WSS en τ**



Dispersion temporelle (1)

⇒ Variations fréquentielles du canal

Etalement temporel T_d (*time delay-spread*):

pour canal WSSUS,

$$\rho_h(\Delta t; \tau_1, \tau_2) = P_h(\Delta t; \tau_1) \delta_{\tau_1, \tau_2}$$

Pour $\Delta t=0$,

$$P_h(\tau) = P_h(\Delta t; \tau) = E \left[|h(t, \tau)|^2 \right] \quad (\text{indépendant de } \tau)$$

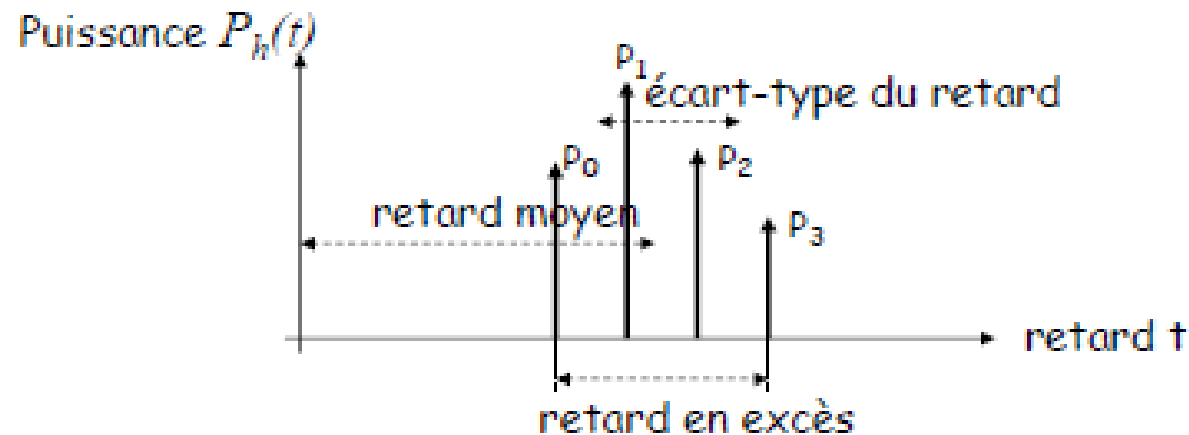
$P_h(\tau)$: *Power delay profile*, puissance moyenne de la composante du canal correspondant au retard τ

T_d : longueur du support de $P_h(\tau)$, càd :

longueur de l'intervalle des valeurs de τ pour lesquelles $P_h(\tau)$ est (à peu près) non-nulle.

Dispersion temporelle (2)

Power delay profile



Retard moyen (mean excess delay): moyenne des délais pondérés par les puissances

$$\bar{\tau} = \frac{1}{P_T} \sum_k P_k \tau_k \quad \text{avec } P_T = \sum_k P_k \quad \text{et } P_k = E\left[|h(t, \tau_k)|^2\right]$$

Retard en excès (total excess delay): écart temporel entre la première et la dernière composante du signal \Rightarrow mesure l'importance de l'IIS

Ecart-type du retard (RMS delay spread): écart-type pondéré par les puissances

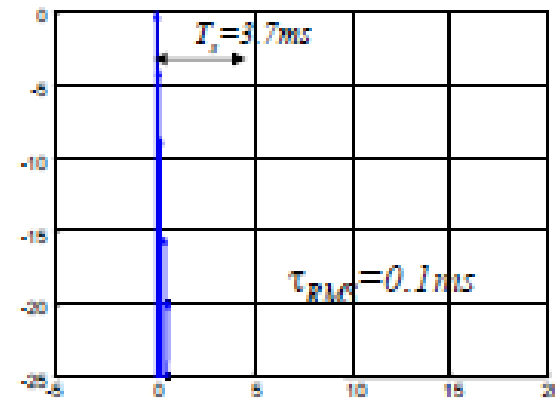
$$\tau_{RMS} = \left(\frac{1}{P_T} \sum_k P_k (\tau_k - \bar{\tau})^2 \right)^{1/2}$$

Dispersion temporelle (3)

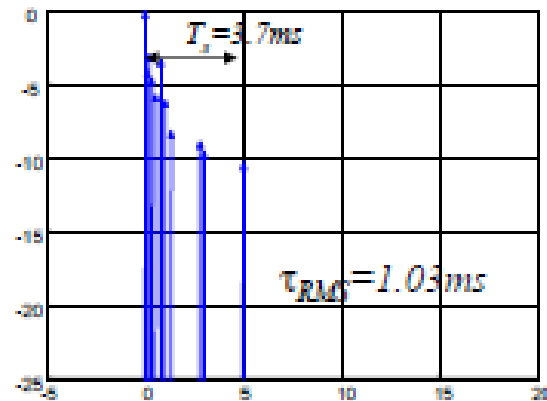
Exemples 1 :

Environnement	écart-type du retard (en μs)
Cellules	0.01-0.05
Zone ouverte	< 0.2
Zone sub-urbaine	< 1
Zone urbaine	1-3
Zone montagneuse	3-10

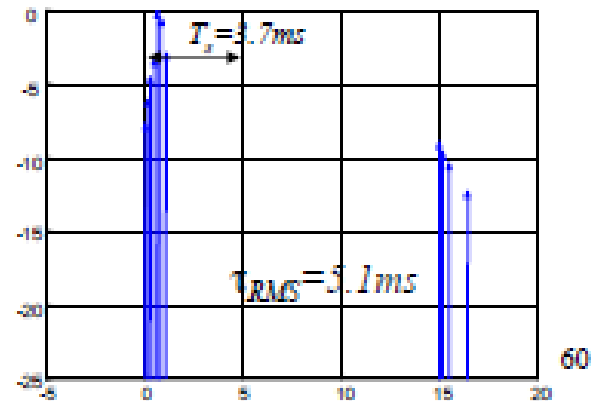
zone rurale, $v=250km/h$



zone urbaine, $v=50km/h$



zone montagneuse, $v=100km/h$

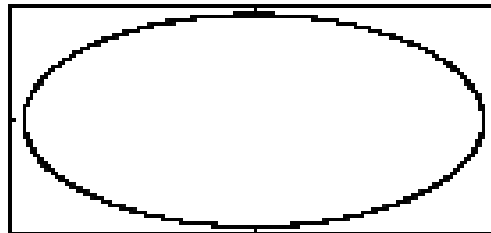


Dispersion temporelle (3)

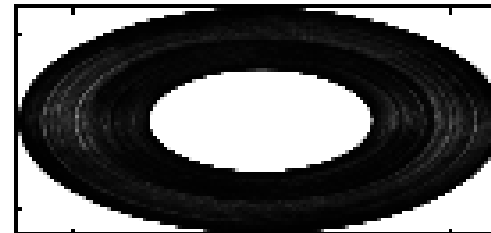
Transmission d'un signal GSM (GMSK) sur différents canaux mobiles

F

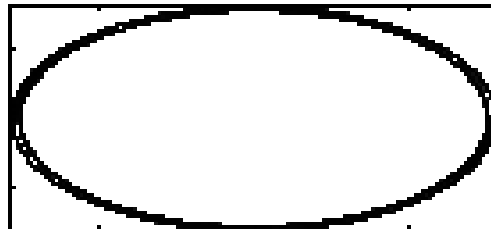
Canal Gaussien-0



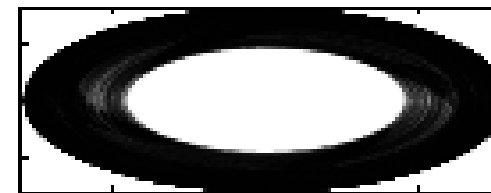
Canal Gaussien-50



Canal RA-0



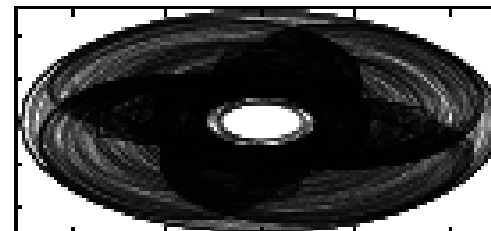
Canal RA-50



Canal TU-0



Canal TU-50



Dispersion temporelle (4)

Exemples 2 :

Environnement	Fréquences (MHz)	RMS delay spread	Lieu
Urbain	910	1300 ns (moyenne) 600 ns (ecart-type) 3500 ns (maximum)	New-York
Urbain	892	10-25 μ s	San Francisco (pire cas)
Sub-urbain	910	200-310 ns	Moyenne cas typique
Sub-urbain	910	1960-2110 ns	Moyenne cas extrême
Indoor	1500	10-50 ns	Immeuble bureaux
Indoor	850	270 ns (maximum)	Immeuble bureaux
Indoor	1900	70-94 ns (moyenne) 1470 ns (maximum)	3 immeubles San Francisco



Dispersion temporelle (5)

Exemples 3 : delay-spreads mesurés dans la bande 800 MHz-1.5 GHz

Delay-spread moyen (ns)	Delay-spread maximal (ns)	Lieu
25	50	Immeuble de bureaux
30	56	Immeuble de bureaux
27	43	Immeuble de bureaux
11	58	Immeuble de bureaux
35	80	Immeuble de bureaux
40	90	Centre commercial
80	120	Aéroport
120	180	Usine
50	129	Dépôt
120	300	Usine

Dispersion temporelle (6)

Exemples 4 : delay-spreads mesurés dans la bande 4 GHz-6 GHz

Delay-spread moyen (ns)	Delay-spread maximal (ns)	Lieu
40	120	Grand immeuble
50	60	Immeuble de bureaux
35	55	Salle de réunion (5m x 5m) à murs métalliques
10	35	Salle de réunion à murs en brique
40	130	Immeuble de bureaux
40	120	Centre sportif couvert
65	125	Usine
25	65	Immeuble de bureaux
20	30	Pièce individuelle dans immeuble de bureaux

Dispersion temporelle (7)

Bande de cohérence B_c (*coherence bandwidth*) :

$$\rho_H(\Delta f) = \rho_H(t, t, \Delta f) = E[H(t, f_1)H^*(t, f_2)] \text{ avec } \Delta f = f_2 - f_1$$

B_c : écart fréquentiel pour lequel 2 composantes fréquentielles du canal deviennent décorréliées

$$\rho_H(B_c) = 0.5$$

Lien entre étalement temporel et bande de cohérence :

$$T_d = \frac{1}{2\pi B_c}$$

Interprétation :

$$T_d \text{ faible} \Rightarrow \text{peu de retard} \Rightarrow H(f) \approx \text{constant} \Rightarrow B_c \text{ grand}$$



Dispersion fréquentielle

⇒ Variations temporelles du canal

Temps de cohérence T_c (coherence time) :

Intervalle de temps pendant lequel le canal est (à peu près) constant

Étalement Doppler B_d (doppler spread) :

largeur de l'étalement du spectre du signal par passage dans le canal, c'est-à-dire, largeur du spectre Doppler.

$$B_d = 2f_m$$

Lien entre étalement Doppler et temps de cohérence :

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m}$$

Interprétation :

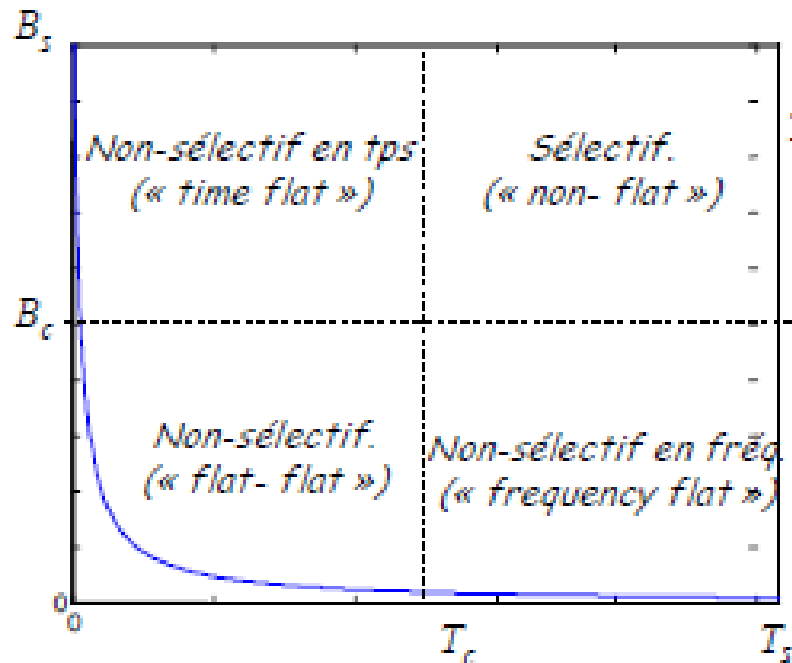
Peu d'effet Doppler \iff variations lentes du canal

Classification des canaux

Dépend du signal considéré (période symbole T_s et largeur de bande B_s)

$T_c < T_s$ et $B_c < B_s$: canal sélectif en temps et en fréquences

$$y(t) = \sum_{k=0}^K h(t, k) s(t - \tau_k) + n(t)$$



$T_c > T_s$: canal invariant par rapport au temps pendant la transmission du symbole

$$y(t) = \sum_{k=0}^K h(k) s(t - \tau_k) + n(t)$$

$B_c > B_s$: bande du canal constante sur la bande de $x(t)$

$$y(t) = h(t) s(t) + n(t)$$

$T_c > T_s$ et $B_c > B_s$: canal « plat » sur B_x pendant T_x

$$y(t) = h x(t) + n(t)$$

67



Estimation de canal (1)

Intérêts :

- ✓ permet l'utilisation de certains algorithmes d'égalisation qui nécessitent la connaissance du canal
- ✓ permet l'utilisation de certains algorithmes de détection de symboles qui nécessitent la connaissance du canal (notamment en réception)

Deux types d'estimation possibles :

- ✓ fixe : pour canaux fixes (non-sélectifs en temps)
- ✓ adaptative : pour canaux variables (sélectifs en temps)

Deux stratégies :

- ✓ avec séquence d'apprentissage (le plus utilisé)
- ✓ sans séquence d'apprentissage : techniques aveugles (complexes)

Rq : estimation du canal à l'émetteur

- ✓ existence d'un canal retour (*feedback*)
- ✓ sans *feedback*, utilisation d'autres techniques (ex : réciprocité) 68



Estimation de canal (2)

Exemple d'estimation basée sur les statistiques d'ordre 2 (canal fixe) :

insertion dans les données utiles d'une séquence d'apprentissage $s_a(t)$ de fonction d'autocorrélation $R_{s_a}(t)$ telle que :

$$R_{s_a}(t) \approx \delta(t)$$

signal reçu : $y(t) = h(t) * s_a(t) + n(t)$

Intercorrélation entre $s_a(t)$ et $y(t)$ (si on néglige le bruit) :

$$R_{y,s_a}(t) = R_{s_a}(t) * h(t) \approx \delta(t) * h(t) \approx h(t)$$

Limitations :

- ✓ séquence connue assez courte pour ne pas diminuer le débit utile
- ✓ estimation non parfaite car $R_{s_a}(t)$ n'est pas strictement un dirac.

Ex : pour GSM, 8 séquences différentes de 26 bits appelées séquences **CAZAC** (Constant Amplitude Zero Correlation) construites chacune à partir de 16 bits b_1, \dots, b_{16} tels que

$$R_b(0) = 16$$

$$R_b(k) = 0, \quad -5 \leq k \leq -1, 1 \leq k \leq 5$$

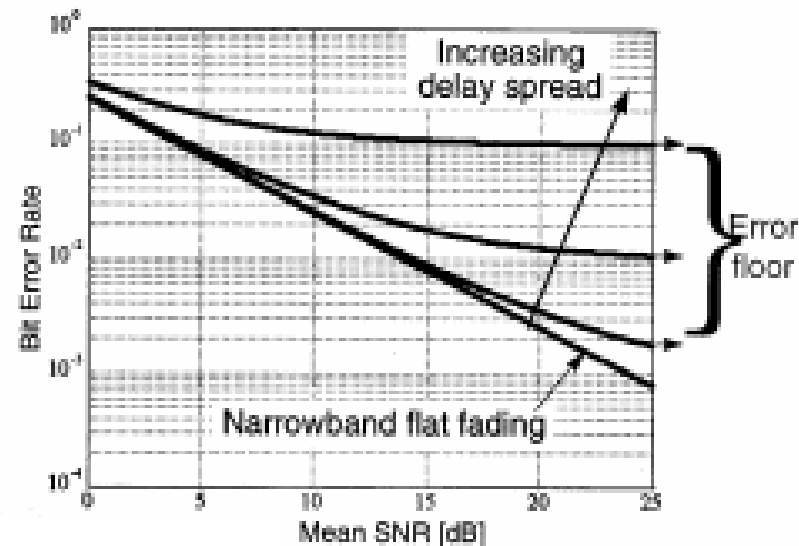


Diversité

BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK
BEJAOUI TAREK

Récapitulatif des problèmes de propagation

- bruit multiplicatif dû au *Path Loss, Shadowing, et Fast Fading*
 - ⇒ apparitions aléatoires de trous de *fading*
 - ⇒ rafales (*bursts*) d'erreurs
 - retards relatifs entre les composantes d'un signal (dus au multi-trajet)
 - ⇒ IIS pour débit élevé (canaux large bande)
- phénomène d'*error floor*: augmentation du SNR \nrightarrow diminution du TEB



70

- effet Doppler (dû au déplacement du mobile) \Rightarrow distorsions du signal

Solutions possibles

- ✓ antennes directionnelles
- ✓ petites cellules pour réduire les retards
- ✓ égaliseurs (ZFE, DFE, MMSE, Viterbi,...) pour diminuer l'IIS
- ✓ techniques multi-porteuses (OFDM) pour diminuer le débit
- ✓ techniques de diversité

Principes de la Diversité (1)

Principe : le récepteur reçoit différentes versions du signal émis.
ces versions sont émises sur des canaux différents et indépendants
 L branches indépendantes \Rightarrow diversité d'ordre L (au maximum)

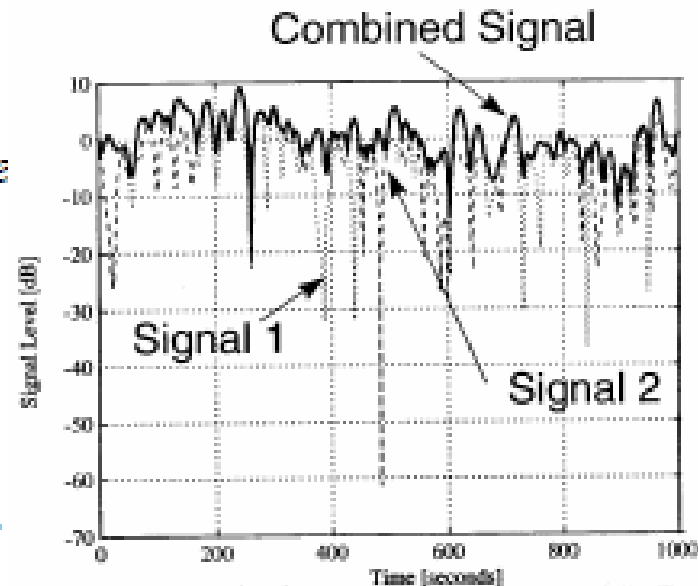
Intérêt : la proba pour que le signal soit dans un « trou de fading »
simultanément sur tous les canaux est faible.

- \Rightarrow atténuation des effets du fading
- \Rightarrow diminution du TEB

Ex. 1 : $L=3$ canaux. Probabilité de 10 % d'être dans un « fade » sur chaque canal
Probabilité de $10^{-3}=0.1\%$ d'être dans un « fade » simultanément.

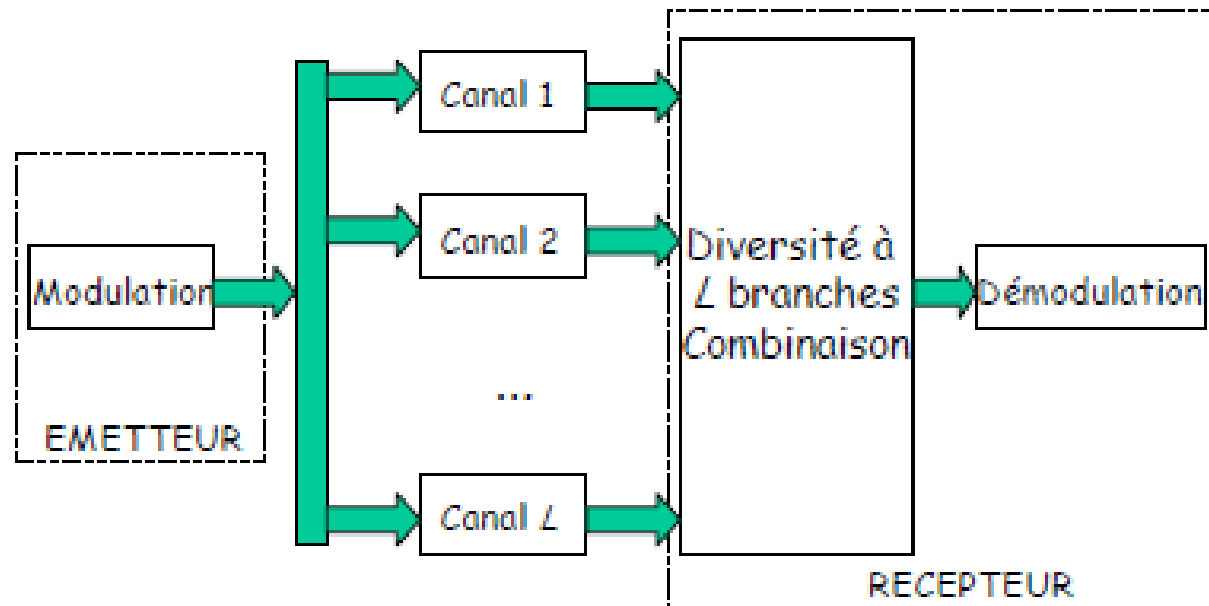
Ex. 2 : $L=2$ canaux. A chaque instant, on considère le signal le plus fort.

\Rightarrow diminution de la probabilité de « fade »



Principes de la Diversité (2)

Schéma du principe de la diversité



Ordre de diversité : exposant G_d tel que proba d'erreur symbole

pour SNR grand :
$$P_e \propto \frac{1}{G_c} \frac{1}{SNR^{G_d}} \quad (\text{détection optimale ML})$$

$$P_{e,dB} = -G_d SNR_{dB} - G_{c,dB} + cte$$



Diversité avec répétition du signal

Diversité temporelle :

- émission du signal à L instants séparés d'au moins le temps de cohérence T_c
- nécessité d'avoir un canal sélectif en temps pour avoir des fadings indépendants.

P_b : retransmission des données \Rightarrow diminution de la capacité du système.

Diversité fréquentielle :

- émission du signal sur L différentes fréquences séparées d'au moins la bande de cohérence B_c .
- nécessité d'avoir un canal sélectif en fréquences pour avoir des fadings indépendants.

P_b : utilisation de plusieurs bandes pour émettre un signal
 \Rightarrow mauvaise efficacité spectrale.

Div. temporelle et fréquentielle utilisées en communications analogiques

P_b : pertes d'efficacité spectrale et de capacité du système



Diversité sans répétition du signal

Diversité d'antennes (de polarisation) :

les canaux correspondent à différents angles de l'antenne émettrice/réceptrice,
et on suppose que les fadings pour chaque angle sont indépendants.

Diversité spatiale :

émission et/ou réception du signal sur différentes antennes suffisamment espacées pour avoir des fadings indépendants.

⇒ espacement supérieur à D_c *distance de cohérence*

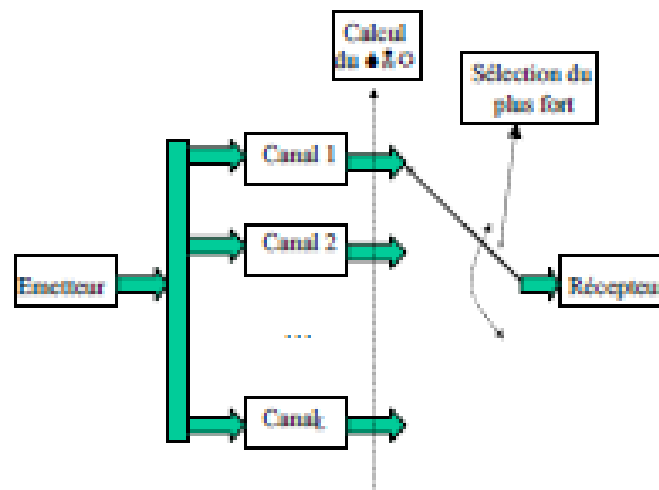
$$D_{c,\min} > \lambda/2$$

- ✓ Gd nb de diffuseurs ⇒ décorrélation plus importante entre canaux
- ✓ pour antennes élevées, D_c plus grande car *angle spread* plus faible

Méthodes de Diversité Mixte (Combining) (1)

Principe : améliorer les performances de la diversité en utilisant des méthodes se basant sur le *SNR* en sortie de chaque branche.

1. **Selection Combining** : on sélectionne la branche dont le *SNR* instantané est le plus fort



Ex : L branches, canal de Rayleigh
SNR sur chaque branche $\sim \exp(\bar{\gamma})$

Outage probability :

$$\begin{aligned}
 &P[\text{SNR sur ttes les branches} \leq \gamma_s] \\
 &= (1 - e^{-\gamma_s/\bar{\gamma}})^L \\
 &\approx \left(\frac{\gamma_s}{\bar{\gamma}}\right)^L \xrightarrow{L \rightarrow \infty} 0 \quad \text{pour } \gamma_s \text{ faible}
 \end{aligned}$$

Pb : estimation du *SNR* sur chaque branche

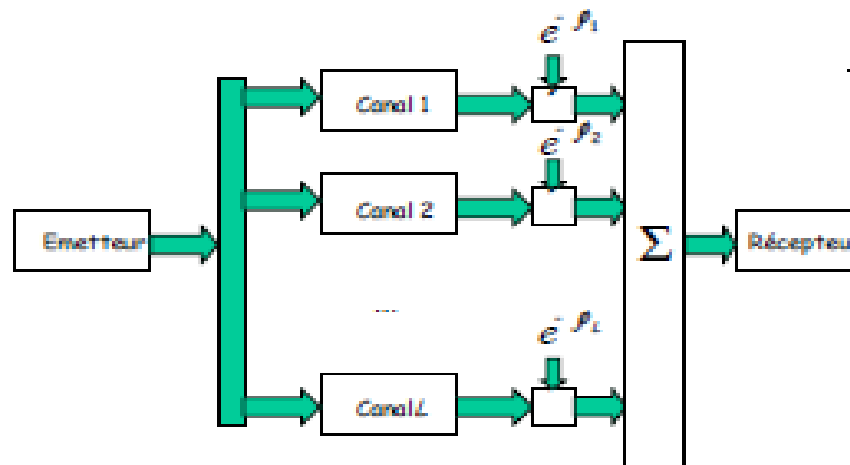
Méthodes de Diversité Mixte (Combining) (2)

2. **Switched Combining** : on saute de branche en branche jusqu'à ce que le SNR soit supérieur à un certain seuil
 \Rightarrow plus rapide, mais sous-optimal

3. **Scanning Combining** :

- ① sélection du SNR le plus fort \Rightarrow branche k
 - ② conservation de la branche k tant que $SNR_k > \gamma_s$
 - ③ dès que $SNR_k < \gamma_s$, retour à ①
- \Rightarrow performances proches de *selection combining*

4. **Equal-gain Combining** : sommation cohérente de tous les signaux
 \Rightarrow utilise l'énergie de toutes les branches.



EX : $L=2$ branches.

$$\gamma = \frac{\gamma_1 + \gamma_2 + 2\sqrt{\gamma_1\gamma_2}}{2}$$

$$\gamma_1 = \gamma_2 \Rightarrow \gamma = 2\gamma_1$$

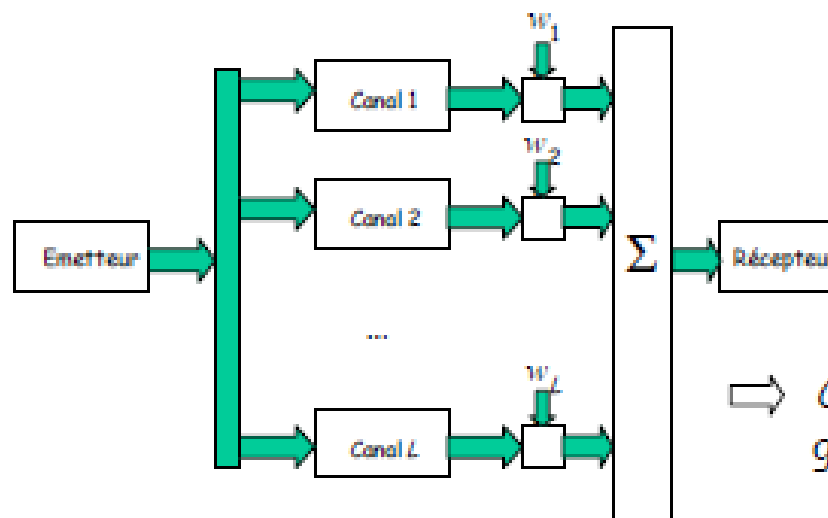
\Rightarrow Augmentation du SNR de 3dB

Méthodes de Diversité Mixte (Combining) (3)

5. Maximum Ratio Combining : (méthode optimale)

attribution à chaque branche d'un poids particulier.

⇒ combinaison linéaire des signaux qui maximise le SNR total



Poids optimaux : $w_k \propto \alpha_k^*$

SNR total :

$$\gamma = \frac{E_s}{N_0} \sum_{k=1}^L |\alpha_k|^2 = \sum_{k=1}^L \gamma_k$$

⇒ *Outage probability* beaucoup plus grande que pour *selection combining*

Ex : Modulation BPSK, canal de Rayleigh :

$$\begin{aligned} \text{antipodale} & : P_e \propto 1/(4\bar{\gamma})^L \\ \text{orthogonale} & : P_e \propto 1/(2\bar{\gamma})^L \end{aligned} \quad \bar{\gamma} = \sum_{k=1}^L \bar{\gamma}_k$$

Pb : connaissance des coefficients du canal

Méthodes de Diversité Mixte (Combining) (4)

6. Square-Law Combining :

pas de connaissance du canal nécessaire

méthode applicable aux modulations orthogonales (BPSK ortho, BFSK,...)

F

Modulation à M états $\Leftrightarrow M$ signaux $s_1(t), \dots, s_M(t)$ orthogonaux :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_i(t) s_j^*(t) dt = \begin{cases} \mathcal{E}_s & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases}$$

on définit : $Q_{ik} = \int_0^{T_s} y_k(t) s_j^*(t) dt, \quad i = 1, \dots, M, k = 1, \dots, L$

$$Q_i = \sum_{k=1}^L |Q_{ik}|^2, \quad i = 1, \dots, M$$

On choisit symbole i si : $Q_i > Q_j, \quad \forall j \neq i$

\Leftrightarrow performances proches de MRC (à 3 dB près)



Références

- *Martial Coulon, Canal de Propagation, INP ENSEEIHT, 2007-2008*
- *G. Boudouin et al., Radiocommunications numériques : Principes, modélisation et simulation, Dunod, Paris, 2002.*
- *S. Haykin and M. Moher, Modern Wireless Communications, Pearson Prentice Hall, NJ, 2003.*
- *W.C. Jakes, Micro-Wave Mobile Communications, IEEE Press, New York, 1994.*
- *X. Lagrange, P. Godlewski, S. Tabbane, Réseaux GSM-DCS, 2ème édition revue et augmentée, Collection Réseaux et Télécommunications, Hermès, Paris, 1996.*
- *E. G. Larsson and P. Stoica, Space-Time Block Coding for Wireless Communications, Cambridge University Press, 2003.*
- *A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, Introduction to Space-Time Wireless Communications, Cambridge University Press, 2003.*
- *H.V. Poor and G.W. Wornell, Wireless Communications: Signal Processing and Perspectives, Prentice Hall, NJ, 1998.*
- *J. Proakis, Digital Communications. New York: McGraw-Hill, 2nd ed., 1989.*
- *T. S. Rappaport, Wireless Communications, Principles and Practice, Second Edition, Prentice Hall PTR, NJ 2002.*
- *S.R. Saunders, Antennas and Propagation for Wireless Communications Systems, John Wiley and Sons, Ltd, New York, 1999.*
- *R. Steele and L. Hanzo, Mobile Radio Communications, Second and Third Generation Cellular and WATM Systems, 2nd ed., John Wiley and Sons, Ltd, New York, 1999.119*