



# Transmission dans un réseau Large Bande

K. Khawam  
Université de Versailles  
Cours Master

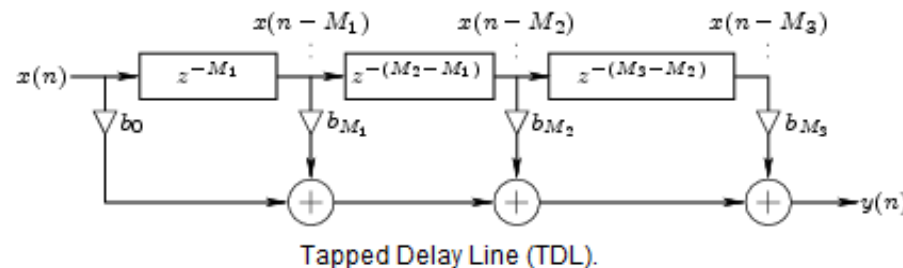
# Canal sans file en large bande

## Perte de propagation et évanouissements lents

- Le modèle général utilisé pour décrire le canal en temps discret est un simple TDL (Tapped Delay Line):

$$h[k, t] = h_0(t)\delta[k] + h_1(t)\delta[k - 1] + \dots + h_\nu(t)\delta[k - \nu]$$

- Le modèle de canal est donc un filtre linéaire à réponse impulsionnelle finie variant dans le temps.



- Le canal est à temps discret et variable en temps et a une valeur non-négligeable sur  $\nu+1$  taps.
  - En général, on suppose que le canal est échantillonné à une fréquence  $f_s=1/T$ , où  $T$  est la période d'un symbole.
  - La durée du canal est donc  $T \times (\nu+1)$ .

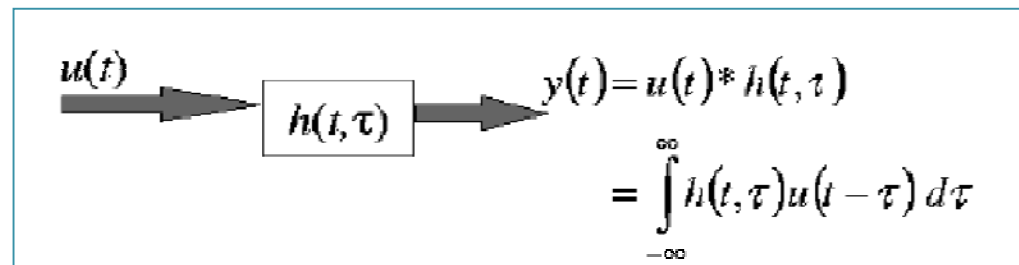
# Canal sans file en large bande

## Perte de propagation et évanouissements lents

- En supposant que le canal reste statique sur une période  $T \times (v + 1)$ , on modélise la sortie du canal:

$$y[k, t] = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} h[j, t] x[k - j] = h[k, t] * x[k]$$

- Où  $x[k]$  est une séquence d'entrée de symboles avec un débit  $1/T$  et  $*$  est l'opération de convolution.



- En notation plus simple, le canal est représenté par un vecteur colonne variable en temps:

$$\mathbf{h}(t) = [h_0(t) \ h_1(t) \dots \ h_N(t)]^T$$

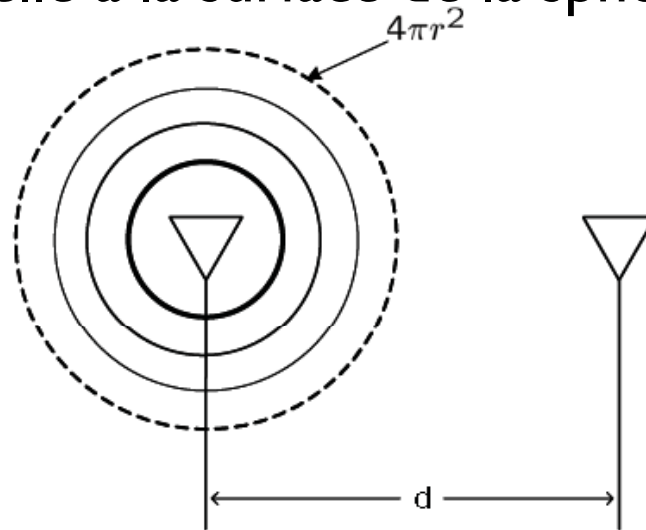
# Canal sans file en large bande

## Perte de propagation et évanouissements lents

- Pour déterminer la valeur du canal  $h(t)$ , il faut pouvoir répondre aux questions suivantes:
  1. Quelle est la valeur de la puissance totale reçue?  
(autrement dit, quelles sont les valeurs relatives de  $h_i$ )
    - Un certain nombre de facteurs entraîne la variation de la puissance reçue sur les grandes distances (pathloss), les moyennes (shadowing) et les petites (fast fading).
  2. Avec quelle vitesse le canal varie en fonction de  $t$ ?
    - Le temps de cohérence du canal spécifie la période de temps durant laquelle la valeur du canal est corrélée. Il dépend de la vitesse du déplacement relatif entre émetteur et récepteur.
  3. Quelle est la valeur approximative de la durée du canal?
    - Cette valeur est connue sous le nom de « retard de diffusion » (delay spread  $\nu$ ). Elle est mesurée ou approximée en se basant sur la distance de propagation et l'environnement.

## Perte de propagation

- En utilisant une antenne isotropique, l'énergie du signal se propage suivant des ondes sphériques, de sorte que l'énergie reçue à une autre antenne est inversement proportionnelle à la surface de la sphère



- La formule de propagation en espace libre (formule de Friis):

$$P_r = P_t \frac{\lambda^2 G_t G_r}{(4\pi d)^2}$$

## Perte de propagation

- Puisque  $c = f_c \times \lambda$ , la puissance reçue décroît en puissance quadratique en fonction de la fréquence porteuse.
  - Pour une puissance de transmission donnée, la puissance reçue décroît pour les fréquences élevées.
  - Ceci pose problème puisque les grands débits sont disponibles en large bande.
- Cependant, il n'y a pas de propagation libre dans un environnement réel terrestre.
  - Une onde réfléchie subit souvent un déphasage de  $180^\circ$  ce qui cause des interférences destructives.

$$P_r = P_t \frac{G_t G_r h_t^2 h_r^2}{d^4}$$

# Perte de propagation

- Pour modéliser plus finement différents environnements de propagation, des modèles empiriques sont développés en se basant sur des données expérimentales.

- La formule empirique la plus simple et la plus précise est la suivante:

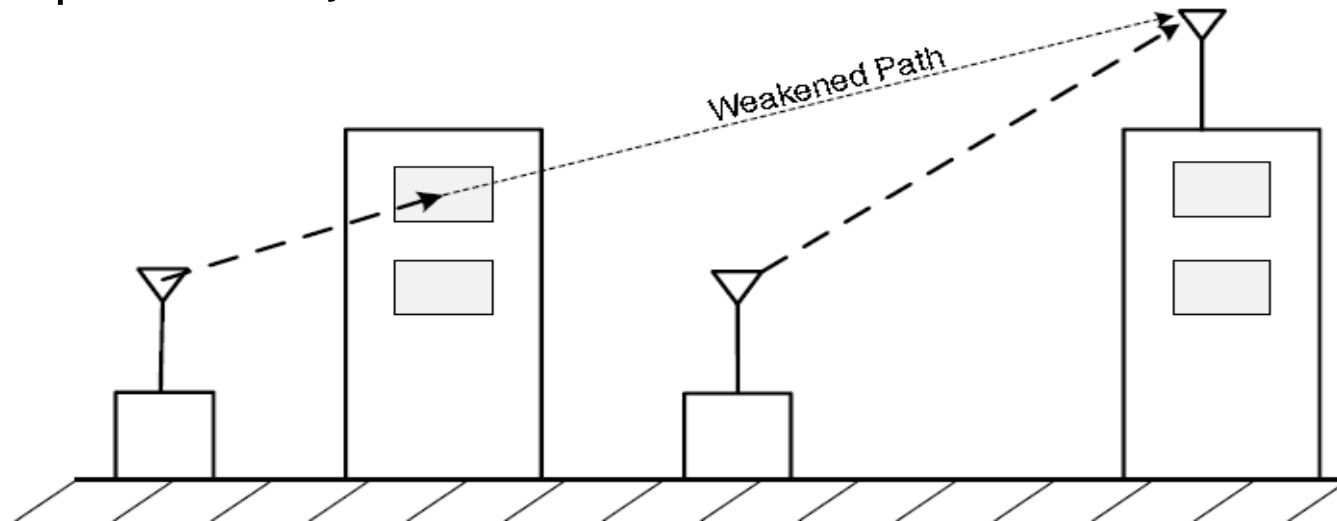
$$P_r = P_t P_o \left( \frac{d_o}{d} \right)^\alpha$$

- La puissance du pathloss  $\alpha$ ,  $P_o$  est la perte de propagation mesurée à une distance de référence  $d_o$ .



# Evanouissements lents

- Les modèles de perte de propagation tentent de représenter l'impact de la distance entre puissance émise et reçue. Cependant, d'autres facteurs affectent la puissance reçue.
  - Les obstacles (arbres et bâtiments) situés entre émetteur et récepteur engendrent une dégradation temporaire dans la puissance du signal reçu.
  - D'autre part, un chemin de transmission direct aboutit à une puissance reçue assez élevée.





## Evanouissements lents

- Puisque la modélisation de la position de tous les objets dans n'importe quel environnement de communication est impossible, la méthode standard de la prise en compte des variations de la puissance du signal est l'introduction d'une variable aléatoire appelée *shadowing*.
- Avec le *shadowing*, la formule empirique du pathloss devient:

$$P_r = P_t P_o \chi \left( \frac{d_o}{d} \right)^\alpha$$

- La valeur du shadowing est modélisée typiquement par une variable aléatoire lognormale:

$$\chi = 10^{x/10}, \quad x \sim N(0, \sigma_x^2)$$

- Avec cette formulation, la déviation standard est exprimée en dB.

# Evanouissements lents

- Les évanouissements lents (shadowing) ont un impact important dans les réseaux sans fil parce qu'ils causent une variation considérable du SINR reçu à grande échelle.
  - Dans certains endroits, dans une cellule donnée, une communication fiable et à grand débit peut être carrément impossible.
- La conception du système et le déploiement des stations de base doit prendre en compte le shadowing lognormal via la macro-diversité, une puissance de transmission variable et/ou accepter tout simplement que certains utilisateurs percevront de mauvaises performances dans certaines zones de la cellule.
  - Même s'il arrive que le shadowing puisse être bénéfique —par exemple, si un objet est entrain de bloquer l'interférence — il existe le plus souvent au détriment des performances du système puisqu'il nécessite une marge de plusieurs dB pour retrouver de bonnes performances.

# Evanouissements lents

- Pourquoi le shadowing est-il représenté par une distribution lognormale? La raison principale est le résultat des campagnes de mesures qui correspondent bien à une telle distribution.
- Une raison théorique est comme suit:
  - En négligeant le pathloss, si une transmission fait l'expérience de N atténuations aléatoires  $\beta_i$ ,  $i=1, \dots, N$  entre l'émetteur et le récepteur, la puissance reçue peut être modélisée ainsi:

$$P_r = P_t \prod_{i=1}^N \beta_i$$

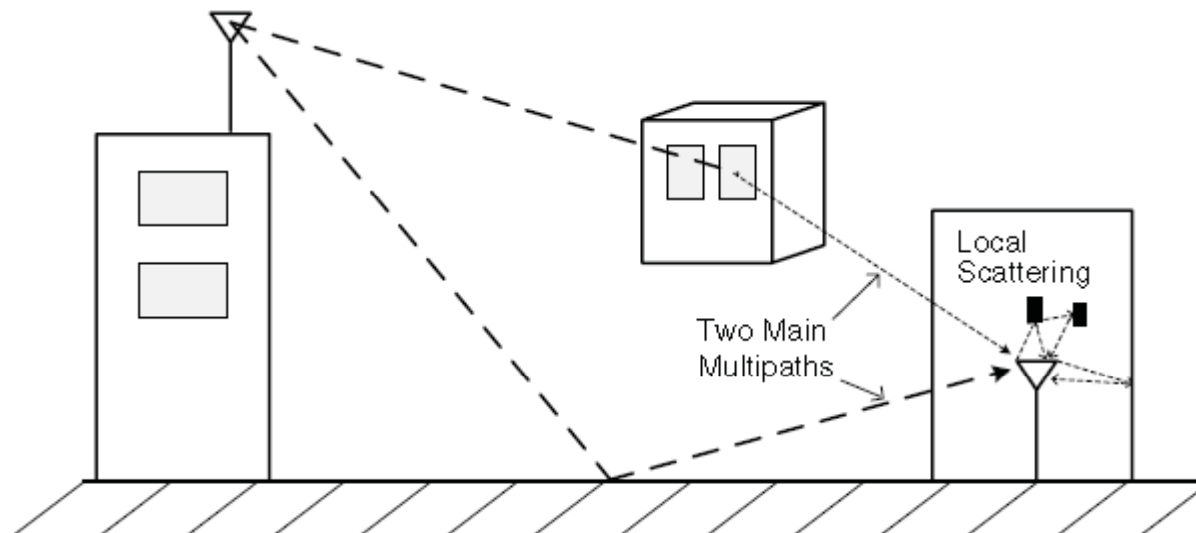
- Ce qui donne en dB:

$$P_r (dB) = P_t (dB) + 10 \sum_{i=1}^N \log_{10} \beta_i$$

- Il suffit enfin d'utiliser le théorème de la limite centrale pour N assez large. Ce théorème offre une explication à l'omniprésence de la loi normale dans la nature : de nombreux phénomènes sont dûs à l'addition d'un grand nombre de petites perturbations aléatoires.

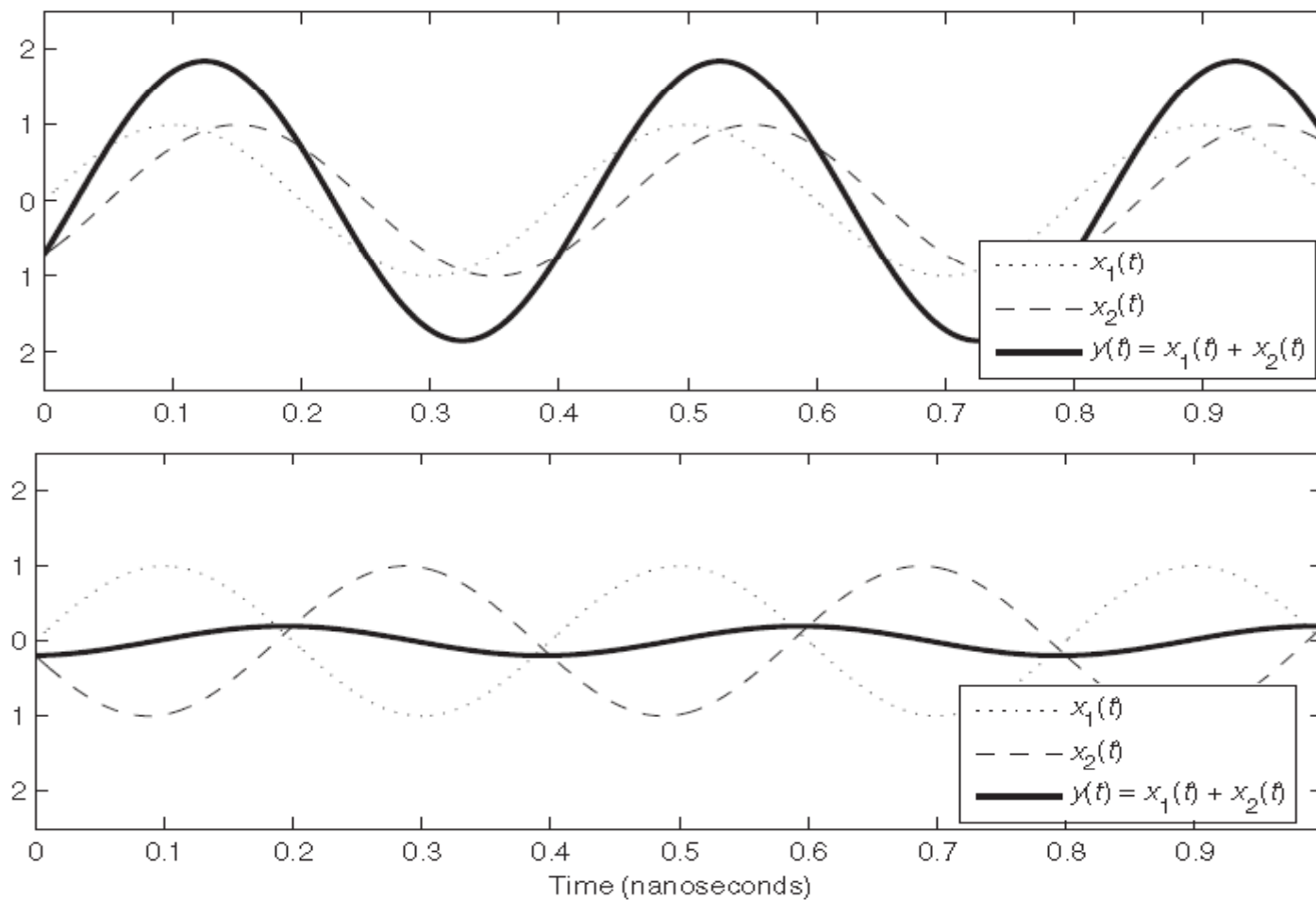
# Evanouissements rapides

- Contrairement au pathloss ou shadowing, qui sont des **atténuations à grande échelle** dues à la distance/aux obstacles, les évanouissements rapides sont dus à la réception de plusieurs versions d'un même signal.
- Ces diverses versions sont dues à des réflexions appelées multi-chemin.
  - Ces réflexions peuvent arriver quasi simultanément (par exemple, s'il y a un éparpillement local autour du récepteur) => déphasage
  - Ou bien à des intervalles relativement plus grands (par exemple, à cause de la pluralité des chemins possibles entre émetteur et récepteur) => distorsion



# Evanouissements rapides

- Quand certaines réflexions arrivent quasi simultanément, leur effet combiné est comme suit:



# Rappel:

## Codage binaire à symbole

- Après le codage de canal (ajout de bits de redondance pour détecter/corriger les erreurs), le codage binaire à symbole est l'étape qui génère un signal discret à partir des données numériques.
- Chaque élément  $c_k$  de ce signal est appelé symbole (réel ou complexe) et est associé à un ou plusieurs bits issus de la source d'informations.
- Le système le plus simple que l'on puisse envisager est la modulation d'amplitude à deux états. Chaque symbole  $c_k$  du signal discret correspond à un bit de donnée numérique à transmettre.

- Si on note  $A$  (réel) l'amplitude du signal, les deux valeurs possibles pour sont :

$$c_k \in \{-A, A\}$$

### **Modulation d'amplitude à 2 états**

- Ces deux valeurs correspondent respectivement à 0 et 1.
- Il est également possible de coder plus de bits dans un même symbole, en définissant plus de valeurs possibles. Par exemple pour coder deux bits dans un seul symbole, on peut utiliser une modulation d'amplitude à 4 états :

$$c_k \in \{-3A, -A, A, 3A\}$$

### **Modulation d'amplitude à 4 états**

- Par extension on peut construire une modulation d'amplitude à  $2^n$  états, où chaque symbole code donc  $n$  bits.



# Rappel:

## Codage binaire à symbole

- Les symboles  $c_k$  peuvent être complexes et il est donc envisageable de coder l'information dans la phase des symboles.
  - Certaines applications nécessitent en effet un signal avec un module constant.
- Soit  $m$  le nombre d'états, l'ensemble des symboles possibles est :

$$c_k \in \left\{ A e^{j \frac{2ik\pi}{m} + \varphi_0}, k = 0, \dots, m-1 \right\}$$

**Modulation de phase à  $m$  états**

- où  $\varphi_0$  est la phase du premier symbole et  $m=2^n$ . Ainsi chaque symbole  $c_k$  code  $n$  bits et on note MDPm une modulation de phase à  $m$  états.
- Enfin il est possible de coder de l'information à la fois dans les parties réelle et imaginaire du symbole  $c_k$ . Cette technique est appelée Modulation d'Amplitude en Quadrature et est notée QAMm, où  $m$  est le nombre d'états de la modulation.
- Les QAM les plus courantes utilisent le même codage sur les deux parties réelle et imaginaire. Dans ce cas  $m=2^{2n}$  (chaque symbole code  $2n$  bits:  $n$  bits dans la partie réelle, et  $n$  dans la partie imaginaire). Par exemple la modulation QAM16 utilise 2 modulations d'amplitude à 4 états :

$$c_k = a_k + ib_k; a_k, b_k \in \{-3A, -A, A, 3A\}$$

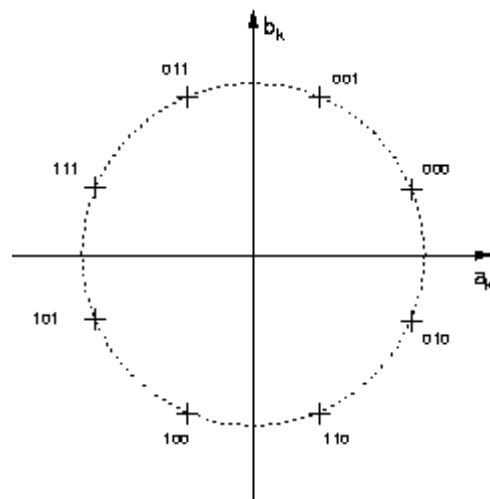
**Modulation d'amplitude en quadrature à 16 états (MAQ16)**



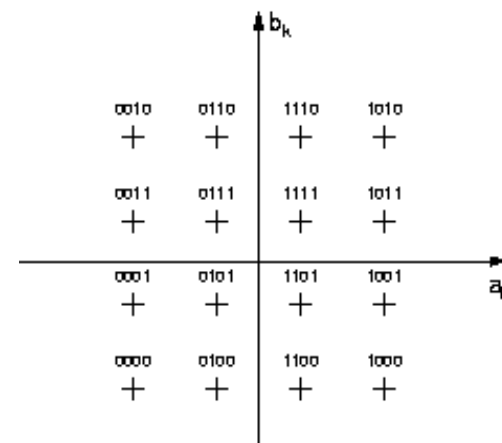
# Rappel:

## Codage binaire à symbole

- Un codage binaire peut se représenter de manière graphique, appelée constellation, dont chaque point correspond à un symbole, à côté duquel on indique éventuellement la donnée numérique que le symbole code.
- Par exemple les constellations des codages MDP8 et QAM16 peuvent être représentés dans le cadre d'un codage de Gray ainsi:



MDP8



QAM16

# Rappel:

## Forme d'onde et filtre d'émission

- Le canal de transmission étant un milieu continu, avant de pouvoir y transmettre les symboles, il faut obtenir un signal continu par interpolation.
- Les symboles sont cadencés par une horloge à la fréquence  $F=1/T$ , où  $T$  est la durée d'un symbole, et une forme d'onde  $h(t)$  permet d'interpoler le signal discret.
- $h(t)$  est une fonction non nulle sur  $[0, T]$  et comme son nom l'indique donne la forme au signal continu :

$$u_e(t) = \sum_{k=0}^{\infty} c_k h(t - kT)$$

### Interpolation avant modulation

- Une forme d'onde classique est tout simplement le rectangle de durée  $T$ :

$$h(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, T[ \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases}$$

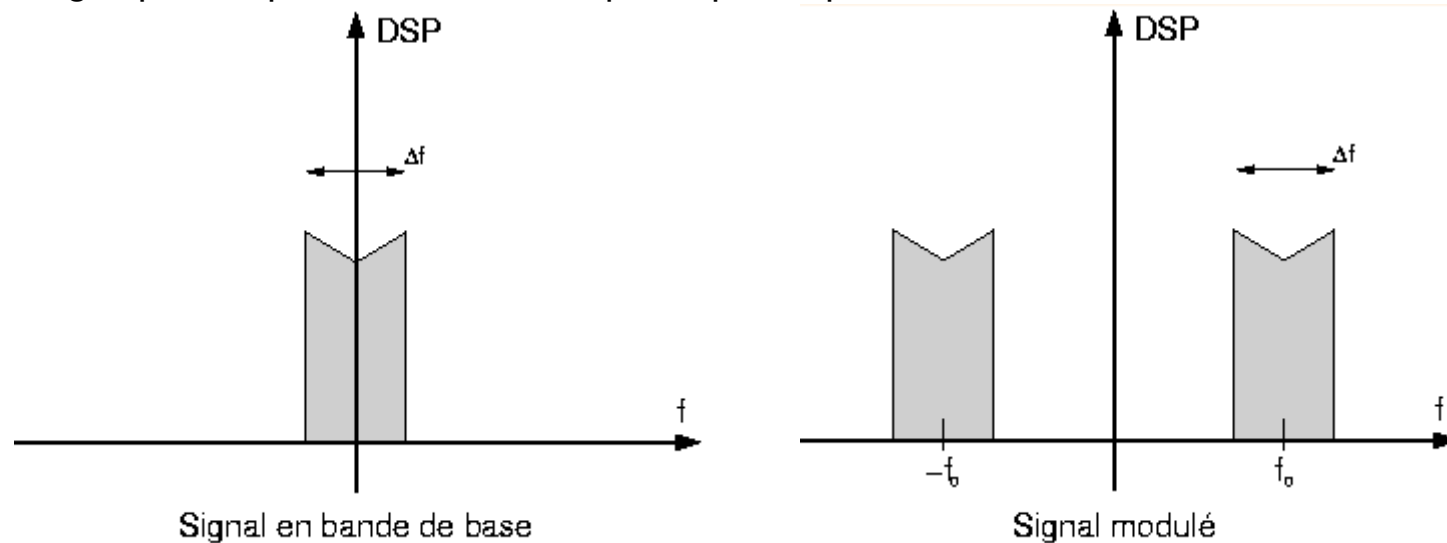
### Forme d'onde rectangulaire

- Le signal ainsi généré a un spectre infini. En pratique il est impossible d'utiliser tout le spectre dans un canal réel, et il est alors nécessaire d'ajouter après cette forme d'onde un filtre basse fréquence, qui servira à limiter la bande passante du signal émis.
  - Ce filtre est appelé filtre d'émission, et on notera  $g_e(t)$  sa réponse impulsionnelle. Il est placé après la forme d'onde, et souvent dans un souci de simplification on appelle "filtre d'émission" l'ensemble forme d'onde - filtre d'émission, qui a donc pour réponse impulsionnelle  $(h * g_e)(t)$ .

# Rappel:

## Transposition de fréquence et amplification

- La transposition de fréquence est nécessaire dans le cas d'une transmission radio.
  - En effet un canal radio est caractérisé par une bande de fréquences précise, et afin de ne pas perturber les communications sur les autres canaux radio, il faut s'assurer que la transmission n'utilise que cette bande de fréquence.
  - La largeur de cette bande  $\Delta f$  est souvent faible devant sa fréquence centrale  $f_0$ , et ainsi le signal qui y est propagé est dit à bande étroite. Le signal provenant du filtre d'émission est quant à lui un signal basse fréquence, dit signal en bande de base.
  - La modulation, ou transposition de fréquence, consiste donc à décaler la fréquence centrale du signal pour respecter les caractéristiques imposées par le canal.



**Spectres de signaux avant et après transposition de fréquence**

# Rappel:

## Transposition de fréquence et amplification

- Parmi les opérations classiques de transposition à la fréquence  $f_0$ , la modulation d'amplitude est la plus simple.
  - Pour cela le signal à moduler est multiplié par un signal sinusoïdal appelé porteuse.
  - Le signal obtenu est le signal d'origine dont le spectre est décalé autour de la fréquence de la porteuse, et a pour largeur de bande celle du signal en bande de base.
  - Si on appelle le signal à moduler  $\eta(t)$  et la fréquence de la porteuse  $f_0$ , le signal modulé  $u(t)$  est :

$$u(t) = \eta(t) \sin(2\pi f_0 t)$$

### Modulation d'amplitude d'un signal basse fréquence

- Il est possible de créer deux porteuses orthogonales à la même fréquence en les déphasant de  $\pi/2$ . Cette méthode s'appelle modulation en quadrature, et permet alors de moduler deux signaux  $u_c(t)$  et  $u_s(t)$  avec chacune de ces porteuses et ainsi doubler la quantité d'information transmise dans la même bande de fréquence.
  - L'orthogonalité des porteuses assure que les deux signaux seront séparables à la réception:

$$u(t) = u_c(t) \cos(2\pi f_0 t) - u_s(t) \sin(2\pi f_0 t)$$

### Modulation d'amplitude en quadrature

# Rappel:

## Transposition de fréquence et amplification

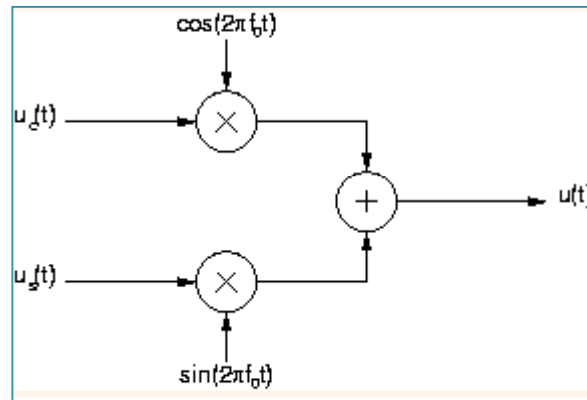


Schéma de réalisation d'un modulateur en quadrature

- Pour simplifier les notations, les deux signaux  $u_c(t)$  et  $u_s(t)$  peuvent être regroupés en un seul, appelé **enveloppe complexe** :

$$u_e(t) = u_c(t) + iu_s(t)$$

- Dans ce cas la modulation peut s'écrire :

$$u(t) = \Re(u_e(t)e^{2\pi if_0t})$$

**Modulation d'amplitude de l'enveloppe complexe**

# Rappel:

## Canal, réception et démodulation

- Le récepteur recueille le signal transmis (canal supposé parfait). Une fois le signal ré-amplifié il est nécessaire de le démoduler, c'est-à-dire de faire une nouvelle transposition de fréquence afin d'obtenir un signal en bande de base.
  - Si l'on connaît la fréquence de la porteuse  $f_0$ , une démodulation que l'on appelle cohérente permet de retrouver le signal d'origine.
- Pour cela le signal reçu  $u(t)$  est à nouveau multiplié par une sinusoïde à la fréquence porteuse  $f_0$  et le signal obtenu  $s(t)$  est alors la somme de deux signaux : le signal en bande de base qui contient l'information et un second signal modulé à la fréquence  $2f_0$ .
  - En réalisant un filtrage passe-bas le signal en bande de base peut être isolé.

$$s(t) = u(t) \sin(2\pi f_0 t) = \eta(t) \sin^2(2\pi f_0 t) = \frac{\eta(t)}{2} - \eta(t) \frac{\cos(4\pi f_0 t)}{2}$$

### Démodulation d'amplitude

- Cette démodulation s'applique dans le cas d'une modulation classique, c'est à dire avec une seule porteuse.

# Rappel:

## Canal, réception et démodulation

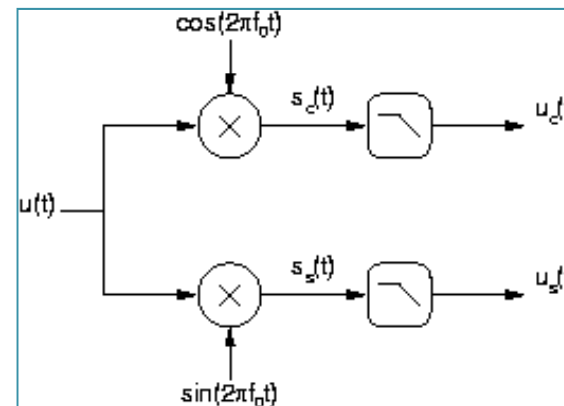
- Dans le cas d'une modulation en quadrature, les deux signaux  $u_c(t)$  et  $u_s(t)$  peuvent être retrouvés au niveau du récepteur en réalisant deux démodulations, avec deux porteuses déphasées également de  $\pi/2$ :

$$\begin{aligned} s_c(t) &= u(t) \cos(2\pi f_0 t) = u_c(t) \cos^2(2\pi f_0 t) - u_s(t) \cos(2\pi f_0 t) \sin(2\pi f_0 t) \\ &= \frac{u_c(t)}{2} + u_c(t) \frac{\cos(4\pi f_0 t)}{2} - u_s(t) \frac{\sin(4\pi f_0 t)}{2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} s_s(t) &= -u(t) \sin(2\pi f_0 t) = -u_c(t) \cos(2\pi f_0 t) \sin(2\pi f_0 t) + u_s(t) \sin^2(2\pi f_0 t) \\ &= \frac{u_s(t)}{2} - u_s(t) \frac{\cos(4\pi f_0 t)}{2} - u_c(t) \frac{\sin(4\pi f_0 t)}{2} \end{aligned}$$

**Démodulation d'amplitude en quadrature**

**Démodulateur en quadrature:**  
Au moyen d'un filtre passe-bas les 2 signaux en bande de base sont isolés.





# Evanouissements rapides

## Time-Variant Impulse Response of the Multipath Channel

- Soit un signal  $s(t)$  générique représenté en fonction de son enveloppe complexe  $s_l(t)$ :

$$s(t) = \Re\left(s_l(t)e^{2\pi i f_c t}\right)$$

- $f_c$  étant la fréquence porteuse
- Alors que le terminal se déplace en présence de propagation multi-chemin, il est raisonnable d'admettre que les délais et atténuations de chaque chemin changent avec le temps.
  - Même le nombre de chemins  $L$  dépend du temps.
- Le signal reçu s'écrit donc ainsi:

$$r(t) = \sum_{n=1}^{L(t)} \alpha_n(t) s[t - \tau_n(t)]$$

- Où  $\alpha_n(t)$  est l'atténuation variable en temps produit par le  $n$ -ième chemin et  $\tau_n(t)$  est le délai de ce chemin, variable en temps.

# Evanouissements rapides

## Time-Variant Impulse Response of the Multipath Channel

- En utilisant les deux formules, on obtient ce qui suit:

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{n=1}^{L(t)} \alpha_n(t) \operatorname{Re}\{s[t - \tau_n(t)] \exp[j2\pi f_c(t - \tau_n(t))]\} \\ &= \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=1}^{L(t)} \alpha_n(t) \exp[-j2\pi f_c \tau_n(t)] s[t - \tau_n(t)] \exp[j2\pi f_c t] \right\} \end{aligned}$$

- On en déduit l'enveloppe complexe du signal reçu:

$$\circ \quad r_l(t) = \sum_{n=1}^{L(t)} \alpha_n(t) \exp[-j2\pi f_c \tau_n(t)] s_l[t - \tau_n(t)] \quad (*)$$

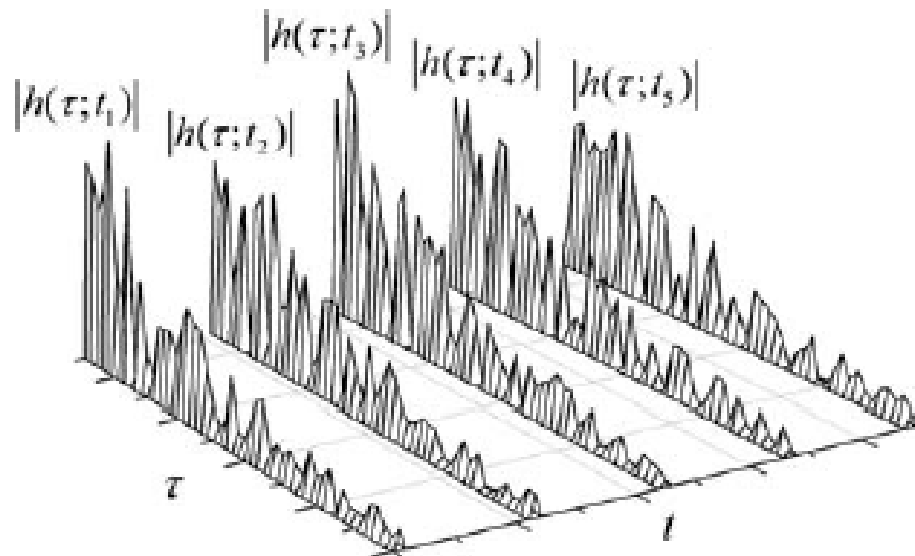
- Il en découle directement la réponse impulsionnelle du canal variable en temps:

$$h(\tau; t) = \sum_{n=1}^{L(t)} \alpha_n(t) \exp[-j2\pi f_c \tau_n(t)] \delta[t - \tau_n(t)]$$

# Evanouissements rapides

## Time-Variant Impulse Response of the Multipath Channel

- Une forme typique de cette réponse impulsionnelle est illustrée ci-dessous pour 5 instants d'observation:



- On voit bien que le comportement des composants multi-chemin dépend de l'instant d'observation.

$$(f * g)(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x-t) \cdot g(t) \cdot dt = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot g(x-t) \cdot dt,$$

# Evanouissements rapides

## Time-Variant Impulse Response of the Multipath Channel

### Flat Fading – Multiplicative Channel Model

- Pour analyser les propagations multi-chemin d'un signal en bande étroite, on suppose qu'une porteuse non modulée a été transmise.
- Son enveloppe complexe est  $s_i(t) = 1$  quelque soit  $t$ , l'enveloppe complexe du signal reçu est donc:

$$r_i(t) = \sum_{n=1}^{L(t)} \alpha_n(t) \exp[-j2\pi f_c \tau_n(t)] = \sum_{n=1}^{L(t)} \alpha_n(t) \exp[j\theta_n(t)]$$

- Où  $\theta_n(t) = -2\pi f_c \tau_n(t)$  est la phase variable en temps du signal reçu.

# Evanouissements rapides

## Time-Variant Impulse Response of the Multipath Channel

### Flat Fading – Multiplicative Channel Model

- La dernière équation peut être réécrite sous forme cartésienne:

$$\begin{aligned} r_l(t) &= \sum_{n=1}^{L(t)} \alpha_n(t) \cos[\theta_n(t)] + j \sum_{n=1}^{L(t)} \alpha_n(t) \sin[\theta_n(t)] \\ &= \sum_{n=1}^{L(t)} x_n(t) + j \sum_{n=1}^{L(t)} y_n(t). \end{aligned}$$

- Les parties réelle et imaginaire de chaque terme sous l'indice de sommation sont des fonctions échantillon des processus aléatoires  $X(t)$  et  $Y(t)$ .

# Evanouissements rapides

## Time-Variant Impulse Response of the Multipath Channel

### Flat Fading – Multiplicative Channel Model

- On peut alors écrire ce qui suit:

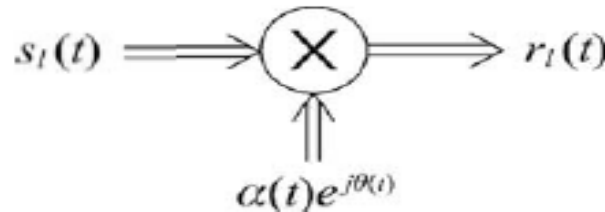
$$r_l(t) = \sum_{n=1}^{L(t)} x_n(t) + j \sum_{n=1}^{L(t)} y_n(t) = X(t) + jY(t)$$

- En supposant que le nombre de composants multi-chemin tend vers l'infini, grâce au théorème centrale limite,  $X(t)$  et  $Y(t)$  seront des processus aléatoires gaussiens et  $r_l(t)$  un processus complexe gaussien.
  - Si les signaux multi-chemin n'ont pas de composant dominant,  $X(t)$  et  $Y(t)$  seront des processus gaussien de moyenne nulle, le module de l'enveloppe sera distribué suivant Rayleigh et sa phase uniformément distribuée dans  $(0, 2\pi]$ .

# Evanouissements rapides

## Time-Variant Impulse Response of the Multipath Channel

- Cet évanouissement en bande étroite est un **modèle de fading multiplicatif**. Il a été dérivé en considérant une porteuse non modulée mais il peut être généralisé en utilisant n'importe quel signal en bande étroite si le canal affecte de la même façon toutes les fréquences du signal (pas de distorsion).
  - C'est pour cette raison qu'on parle de *flat fading* (ou *frequency - flat fading*).



- Une question se pose: à quel point la bande d'un signal doit être étroite pour qu'elle soit affectée par un flat fading en présence de propagation multi-chemin.
- Pour cela, on introduira la notion de bande de cohérence.



# Evanouissements rapides

## Time-Variant Impulse Response of the Multipath Channel

### Frequency Selective Fading (tapped delay line Channel Model)

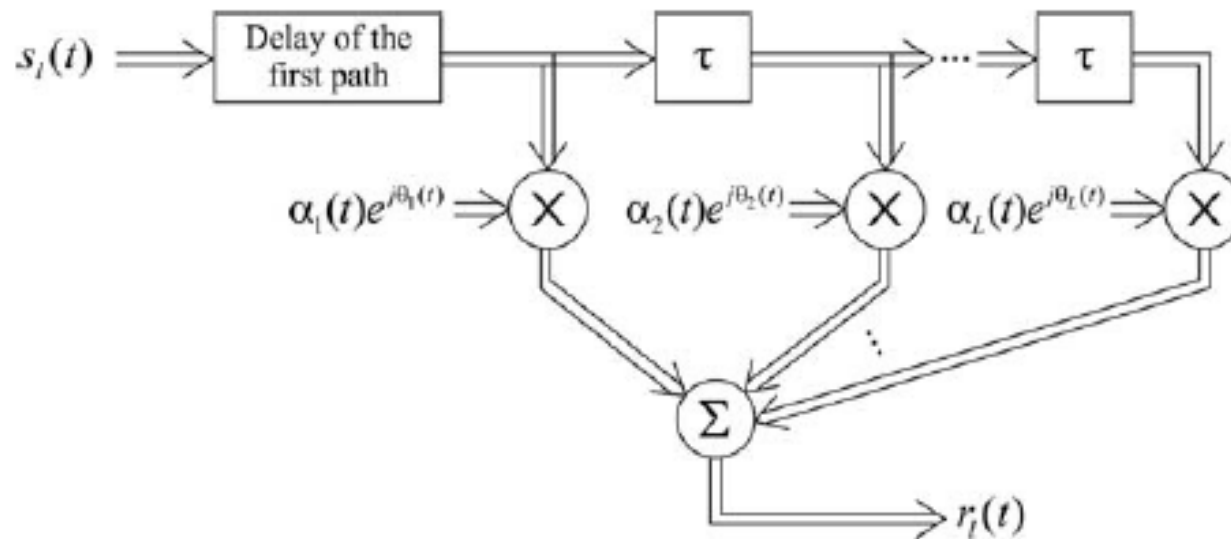
- On suppose à présent qu'un signal non modulé est branché pour un très petit laps de temps et que le signal résultant est transmis à travers un canal multi-chemin, dans le but de simuler la transmission d'un signal en large bande.
  - On peut, dans ce cas, dire que l'enveloppe complexe du signal transmis  $s_l(t)$  est égal à 1 pour un très petit intervalle de temps.
- Alors d'après l'équation (\*), l'enveloppe complexe du signal sera composée de copies du signal transmis  $s_l(t)$ , et tant que les délais des chemins adjacents sont plus grands que la durée du pulse transmis, ces copies ne se superposeront pas.
- Dans le cas contraire, les copies correspondantes se fonderont dans un seul chemin soumis aux mêmes variations en amplitude et en phase (multiplicative fading model).

# Evanouissements rapides

## Time-Variant Impulse Response of the Multipath Channel

### Frequency Selective Fading (tapped delay line Channel Model)

- Ces arguments permettent de comprendre le modèle du canal comme une concaténation de  $L(t) = L$  sous-canaux multiplicatifs, chacun d'eux associés à un groupe de chemins de propagation qui se sont superposés ensemble.
- Ceci conduit au modèle de canal tapped-delay line (TDL) où  $\tau$  est le délai entre les chemins, qui est la réciproque de la bande du signal transmis  $B$ .



# Evanouissements rapides

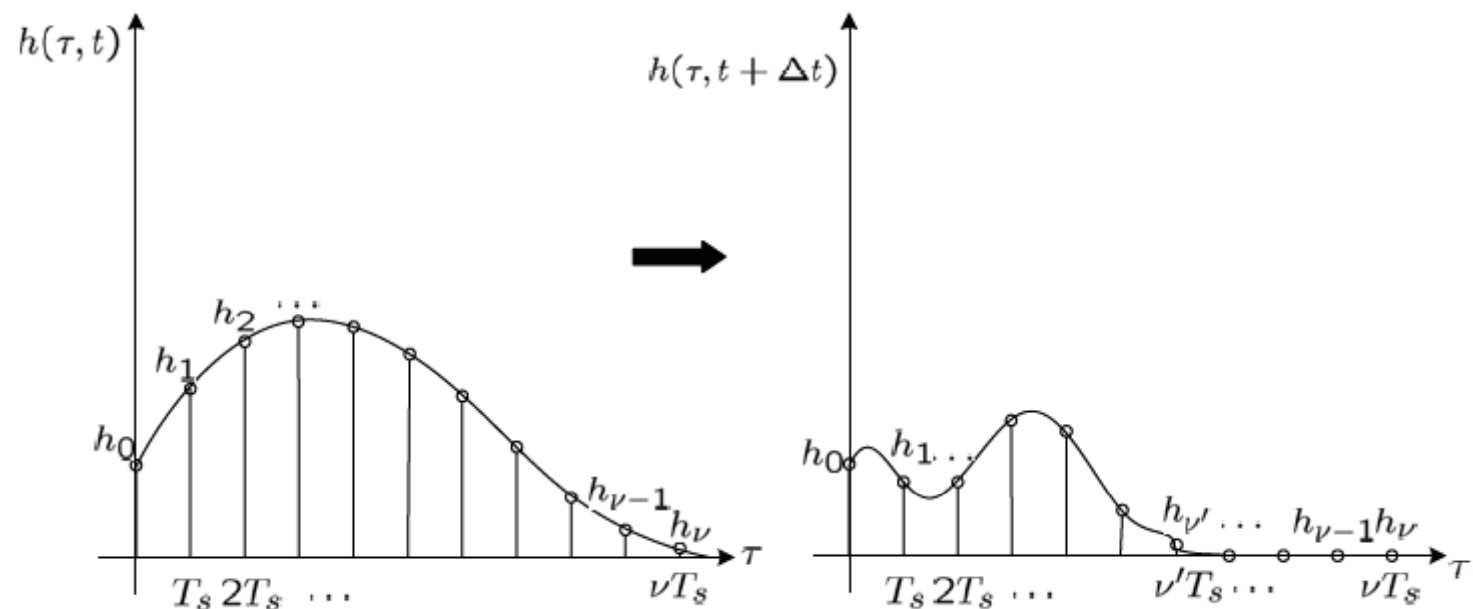
## Time-Variant Impulse Response of the Multipath Channel

### Frequency Selective Fading (tapped delay line Channel Model)

- À présent, chaque groupe de chemins est séparable l'un de l'autre.
  - Le calcul fait dans le cas du fading multiplicatif ne s'applique pas aux chemins résolubles mais reste valide pour ces chemins qui ont fusionnés.
- Il est clair que le modèle de TDL représente un canal infligeant une distorsion au signal reçu à cause de la **dispersion en temps** provoquée par les échos du signal.
  - Autrement dit, le signal à différentes fréquences sera affecté différemment par le canal, un phénomène appelé fading sélectif en fréquence.
- La dispersion en temps causée par le canal au-delà du délai du premier chemin est appelé « delay spread » du canal.
  - Puisque ce délai dépend de la dynamique des variations aléatoire du canal, il sera mesuré statistiquement.

# Evanouissements rapides

- Afin de formaliser cette discussion, on retourne au modèle de canal tapped-delay line variable en temps.
- Dès qu'il existe un mouvement relatif entre émetteur et récepteur, la réponse du canal  $h(t)$  changera en conséquence.
  - Cette réponse du canal peut être considérée comme ayant deux dimensions: une dimension retard  $\tau$  et une dimension temps  $t$



## Evanouissements rapides

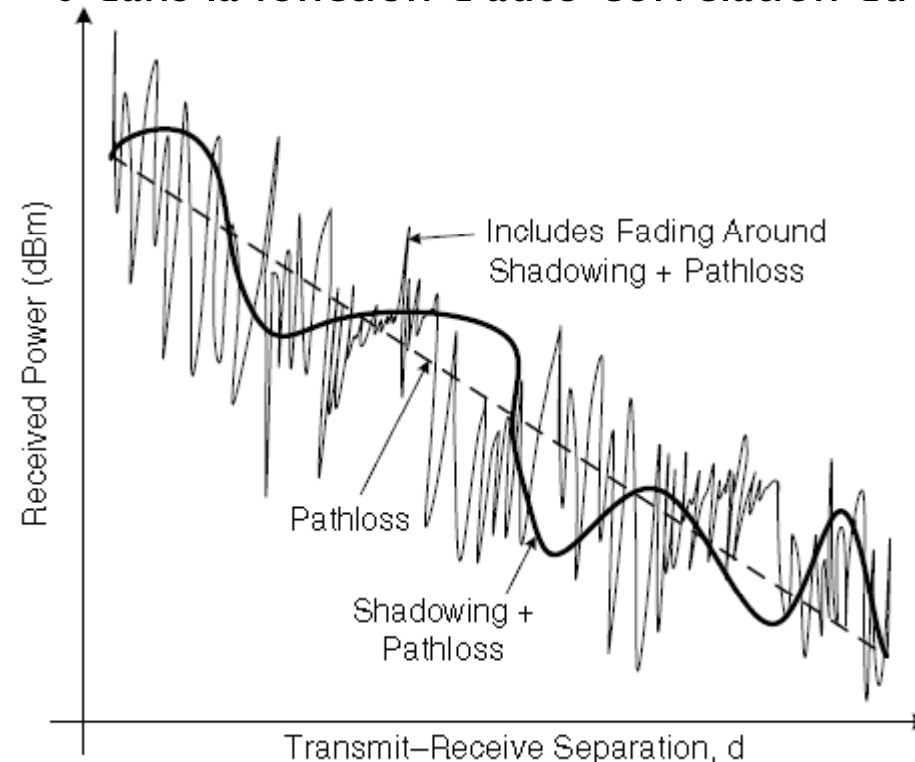
- Parce que le canal est très variable en  $\tau$  et  $t$ , nous devons utiliser des méthodes statistiques pour évaluer la réponse du canal.
  - La fonction la plus importante et fondamentale pour décrire statistiquement les canaux Broadband avec évanouissements rapides est la fonction d'auto-corrélation à deux dimensions  $A(\Delta\tau, \Delta t)$ .
  - Même si cette fonction d'auto-corrélation a 2 dimensions et donc nécessite un graphe à 3 dimensions pour la représenter, on peut la représenter via 2 fonctions plus simples  $A_\tau(\Delta\tau)$  et  $A_t(\Delta t)$ , où  $\Delta t$  et  $\Delta\tau$  ont été mis à zéro.
- La fonction d'auto-corrélation est définie comme suit:

$$\begin{aligned} A(\Delta\tau, \Delta t) &= E[h(\tau_1, t_1)h^*(\tau_2, t_2)] \\ &= E[h(\tau_1, t)h^*(\tau_2, t + \Delta t)] \\ &= E[h(\tau, t)h^*(\tau + \Delta\tau, t + \Delta t)] \end{aligned}$$

# Evanouissements rapides

## Delay Spread & Coherence Bandwidth

- Le retard de diffusion est une propriété très importante d'un canal sans fil, spécifiant la durée de la réponse impulsionnelle du canal.
  - Intuitivement, le retard de diffusion est le temps qui s'écoule entre le premier chemin et le dernier chemin (non-négligeable).
- Le retard de diffusion peut être trouvé en inspectant  $A_T(\Delta T)$  et cela en annulant  $\Delta t = 0$  dans la fonction d'auto-corrélation du canal.





# Evanouissements rapides

## Delay Spread & Coherence Bandwidth

- Si  $A_T(\Delta T)$  a des valeurs non-négligeable sur  $(0, T_{\max})$ , le retard de diffusion maximal sera de  $T_{\max}$ .
- Intuitivement, cette définition est importante parce qu'elle spécifie combien de taps  $v$  seront nécessaires dans la représentation discrète réponse impulsionnelle du canal puisque:

$$v \approx \frac{T_{\max}}{T_s}$$

- Où  $T_s$  est la période d'échantillonnage. Mais cette définition n'est pas rigoureuse puisque le terme "non-négligeable" n'est pas clair mathématiquement.



# Evanouissements rapides

## Delay Spread & Coherence Bandwidth

- Quantitativement, le retard de diffusion moyen et RMS sont souvent utilisés à la place de  $\tau_{\max}$  et sont définis ainsi:

$$\mu_{\tau} = \frac{\int_0^{\infty} \Delta\tau A_{\tau}(\Delta\tau) d(\Delta\tau)}{\int_0^{\infty} A_{\tau}(\Delta\tau) d(\Delta\tau)}$$

$$\tau_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\Delta\tau - \mu_{\tau})^2 A_{\tau}(\Delta\tau) d(\Delta\tau)}{\int_0^{\infty} A_{\tau}(\Delta\tau) d(\Delta\tau)}}$$

- Intuitivement,  $\tau_{\text{RMS}}$  donne une mesure de la largeur ou l'étalement de la réponse du canal dans le temps.
  - Un grand  $\tau_{\text{RMS}}$  implique un canal très dispersif dans le temps et une longue réponse impulsionnelle du canal (un grand  $v$ ),
  - Un petit  $\tau_{\text{RMS}}$  implique que le canal n'est pas très dispersif et donc ne nécessitera que quelques taps pour être caractérisé.
- Formule empirique:

$$\tau_{\max} \approx 5\tau_{\text{RMS}}$$

# Evanouissements rapides

## Delay Spread & Coherence Bandwidth

- La bande de cohérence du canal  $B_c$  est le dual du retard de diffusion dans le domaine fréquentiel.
- $B_c$  donne une bonne mesure de la séparation maximale entre une fréquence  $f_1$  et une fréquence  $f_2$  où la réponse fréquentielle du canal est corrélée:

$$|f_1 - f_2| \leq B_c \Rightarrow H(f_1) \approx H(f_2)$$

$$|f_1 - f_2| \gg B_c \Rightarrow H(f_1) \text{ et } H(f_2) \text{ sont non corrélés}$$

- Comme  $T_{\max}$  décrit la durée du canal,  $B_c$  décrit la plage de fréquences sur laquelle le canal reste constant. Étant donné le retard de diffusion, on peut montrer que:

$$B_c \approx \frac{1}{5\tau_{\text{RMS}}} \approx \frac{1}{\tau_{\text{max}}}$$

# Evanouissements rapides

## Doppler Spread & Coherence Time

- Le profil puissance-retard donne la distribution de la puissance du canal en temps pour un signal transmis à un instant donné, alors que le spectre de Doppler donne la distribution de la puissance du canal en fréquence pour un signal transmis à une fréquence donnée (normalisée en général à  $f=0$ )
- Le profil puissance-retard est causé par les réflexions multi-chemins entre émetteur et récepteur, alors que l'effet Doppler est dû au mouvement entre émetteur et récepteur.
- Le spectre Doppler est la transformée de Fourier de  $A_t(\Delta t)$ :

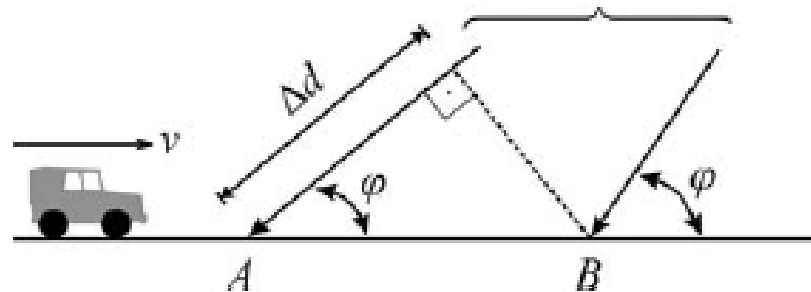
$$\rho_t(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} A_t(\Delta t) e^{-j\Delta f \Delta t} (d\Delta t)$$

# Evanouissements rapides

## Doppler Shift & Doppler Spread of an Unmodulated Signal

- La figure montre une voiture allant d'un point A à un point B à vitesse constante  $v$ . Au point A, elle reçoit une onde électromagnétique non modulée dont l'angle d'arrivée suivant la direction du mouvement est  $\phi$ .
- La voiture se déplace de A à B en  $\Delta t$  secondes.

Approximativement la même direction  
Si le transmetteur est assez éloigné



- La différence de phase entre les signaux reçus à A et B est donnée par:

$$\Delta\theta = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d = \frac{2\pi}{\lambda} v \Delta t \cos \phi$$

# Evanouissements rapides

## Doppler Shift & Doppler Spread of an Unmodulated Signal

- Le taux de variation de phase en fonction du temps peut être vu comme un changement dans la fréquence angulaire perçu par le récepteur mobile. Ce changement ordinaire de fréquence est appelé “Doppler shift”, qui a pour valeur:

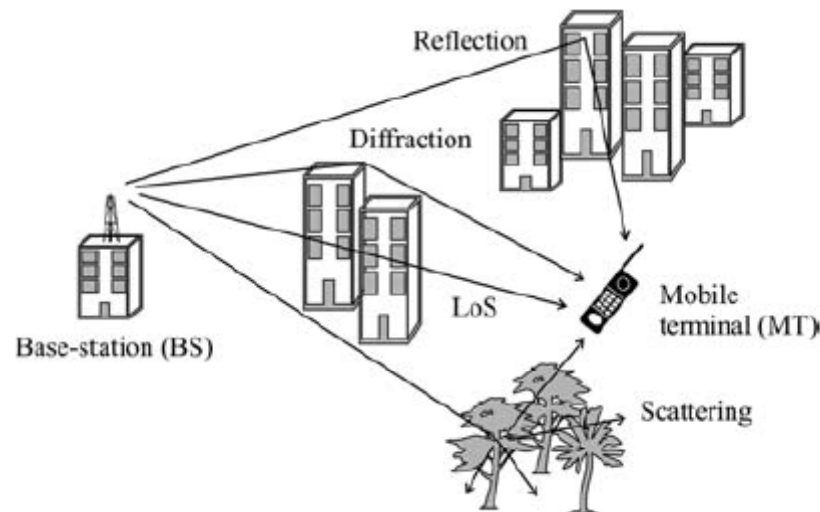
$$f_d = \frac{\Delta\theta}{2\pi\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \varphi$$

- Le Doppler shift n'est pas une grande préoccupation dans la plupart des systèmes de communication, parce qu'il peut être compensé relativement facilement par des techniques de contrôle automatique de fréquence AFC (Automatic Frequency Control).
- Les changements de Doppler commencent à poser un problème dans des situations où les fréquences porteuses sont élevées ou la vitesse du transmetteur/émetteur est élevée.

# Evanouissements rapides

## Doppler Shift & Doppler Spread of an Unmodulated Signal

- La combinaison du Doppler shift et de la propagation multi-chemins complique la conception des systèmes de communication mobiles.
- On peut interpréter la pluralité des signaux multi-chemin comme provenant de plusieurs sources, de sorte que le signal reçu frappe l'antenne du récepteur avec différents angles d'arrivée comme décrit dans la figure.



- Ainsi, chaque composante du multi-chemins est perçue avec un Doppler shift différents, produisant un spectre de Doppler au lieu d'un unique Doppler shift.



# Evanouissements rapides

## Doppler Shift & Doppler Spread of an Unmodulated Signal

- La forme de ce spectre dépendra des caractéristiques de l'antenne réceptrice et de la distribution spatiale des ondes incidentes.
- Si ces ondes sont uniformément distribuées (et restreintes au plan xz) et le mobile a une antenne omnidirectionnelle avec un gain constant G dans ce plan, la densité spectrale de puissance normalisée de Doppler est de la forme suivante:

$$\frac{S(f)}{pG/\pi f_m} = \begin{cases} \left[ \sqrt{1 - \left( \frac{f - f_c}{f_m} \right)^2} \right]^{-1} & , |f - f_c| < f_m \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

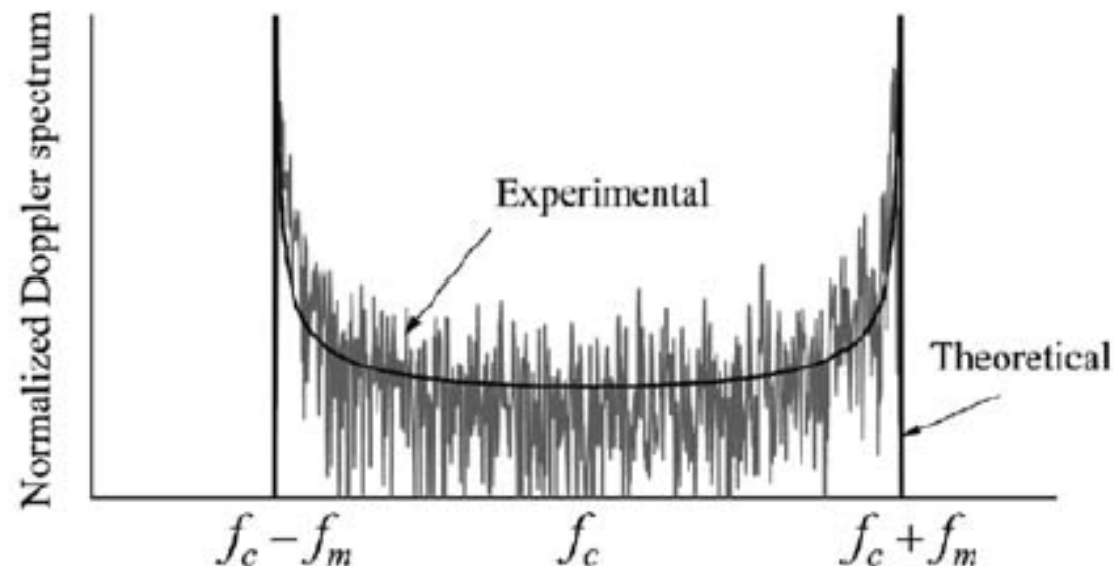
- Où  $f_c$  est la fréquence du signal transmis non modulé, p est la puissance moyenne reçue par une antenne isotropique et  $f_m$  le Doppler shift maximal, donné par  $f_m = v/\lambda$ .



# Evanouissements rapides

## Doppler Shift & Doppler Spread of an Unmodulated Signal

- La figure suivante illustre la forme du spectre de Doppler comme déterminé par l'équation précédente, superposé à des résultats expérimentaux.
- Même si dans un scénario de propagation avec chemin unique on verrait une ligne spectrale unique distante de  $f_d$  hertz de  $f_c$ , la propagation multi-chemins a causé un élargissement spectral désigné communément sous le nom de *Doppler spread*, dont la valeur est de  $2 f_m$  hertz.



# Evanouissements rapides

## Doppler Spread & Coherence Time

- Contrairement au profile puissance-retard, le spectre de Doppler est non nul strictement pour  $\Delta f$  dans  $[-f_m, f_m]$  où  $f_m$  est appelé l'étalement de Doppler.
  - $\rho_t(\Delta f)$  occupe une bande limité.

- L'étalement de Doppler est comme suit:

$$\begin{array}{ccccc} \text{Vitesse max entre} & \leftarrow & v \times f_c & \rightarrow & \text{Fréquence porteuse} \\ \text{émetteur et récepteur} & f_m = & \frac{v \times f_c}{c} & & \\ & & c & \rightarrow & \text{Vitesse de la lumière} \end{array}$$

- Tant que la bande de communication  $B \ll f_m$  le spectre de Doppler peut être traité comme approximativement constant.
  - Ceci est en général vérifié pour les systèmes UWB.

# Evanouissements rapides

## Doppler Spread & Coherence Time

- Puisque  $\rho_t(\Delta f)$  est limité en bande, son duale  $A_t(\Delta t)$  ne peut pas être limité en temps. Puisque  $A_t(\Delta t)$  donne la corrélation du canal en temps, le canal a une corrélation non nulle entre n'importe quels deux instants.
- Ceci dit, il est possible en pratique de définir un temps de cohérence du canal  $T_c$  qui, tout comme la bande de cohérence, donne la période de temps sur laquelle le canal est significativement corrélé.
  - Mathématiquement cela donne:

$$|t_1 - t_2| \leq T_c \Rightarrow \mathbf{h}(t_1) \approx \mathbf{h}(t_2)$$

$$|t_1 - t_2| > T_c \Rightarrow \mathbf{h}(t_1), \mathbf{h}(t_2) \text{ sont non corrélés}$$

# Evanouissements rapides

## Doppler Spread & Coherence Time

- Pareil, l'étalement Doppler et le temps de cohérence sont inversement reliés:

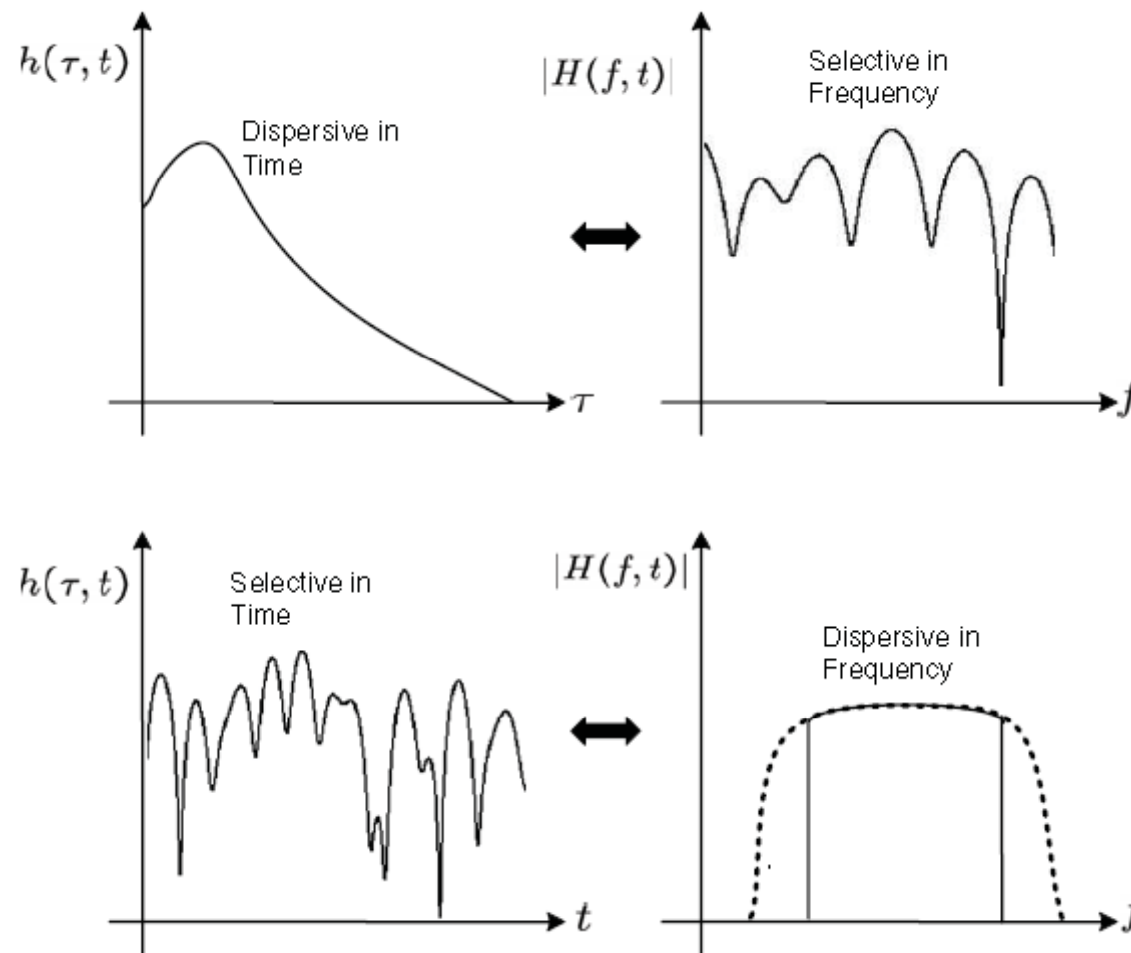
$$T_c \approx \frac{1}{f_m}$$

- Ce résultat est intuitif:
  - Si l'émetteur et le récepteur se déplacent rapidement l'un par rapport à l'autre et donc l'effet Doppler est grand, le canal changera plus rapidement que si l'émetteur et le récepteur restent stationnaires.

# Evanouissements rapides

Quantity	If “Large”?	If “Small”?	Design Impact
Delay spread, $\tau$	If $\tau \gg T$ , frequency selective	If $\tau \ll T$ , frequency flat	The larger the delay spread relative to the symbol time, the more severe the ISI.
Coherence bandwidth, $B_c$	If $\frac{1}{B_c} \ll T$ , frequency flat	If $\frac{1}{B_c} \gg T$ , frequency selective	Provides a guideline to subcarrier width $B_{sc} \approx B_c/10$ and hence number of subcarriers needed in OFDM: $L \geq 10 B/B_c$ .
Doppler spread, $f_m = \frac{f_c v}{c}$	If $f_c v \gg c$ , fast fading	If $f_c v \leq c$ , slow fading	As $f_m/B_{sc}$ becomes non-negligible, subcarrier orthogonality is compromised.
Coherence time, $T_c$	If $T_c \gg T$ , slow fading	If $T_c \leq T$ , fast fading	$T_c$ small necessitates frequent channel estimation and limits the OFDM symbol duration but provides greater time diversity.

# Dualité Sélectivité/Dispersion





# Modèles de canaux broadband

- Pour modéliser un système de communication, il est important de développer des modèles de canaux qui incorporent les variations en temps, en fréquences et en espace.
- Il existe deux types de modèles: statistique et empirique
  - Les modèles statistiques sont plus simples et utiles à des fins analytiques et de simulations.
  - Les modèles empiriques sont plus complexes mais représentent en général plus exactement un type spécifique de canal.



# Modèles de canaux broadband

## Modèles statistiques

- Les interférences constructives et destructives entre les réflexions font que l'enveloppe de l'agrégation des différentes versions du signal  $r(t)$  varie sensiblement.
- On résume les méthodes statistiques pour caractériser l'amplitude et la puissance du signal quand toutes les réflexions arrivent presque simultanément.
  - On commence par le cas spécial où les évanouissements multi-chemins correspondent à  $A_r(\Delta\tau) \approx 0$  pour  $\Delta\tau \neq 0$ .
    - Ce scénario est celui où les versions du signal arrivent au même instant au récepteur.
  - En pratique, ceci est vrai quand la durée d'un symbole est nettement supérieure au retard de diffusion ( $T \gg \tau_{\max}$ ) et donc ces modèles sont souvent valides pour les canaux en bande étroite.

# Modèles de canaux broadband

## Modèles statistiques: Rayleigh Fading

- Dans le cas où le nombre de réflecteurs est grand et les angles d'arrivée sont décollérés:
  - En se basant sur le théorème de la limite centrale, les composants (indépendants) de  $r(t)$  (cosinus et sinus), dénotés par  $r_I(t)$  et  $r_Q(t)$ , suivent une distribution Gaussienne.
  - Il en découle que l'enveloppe du signal  $|r| = \sqrt{r_I^2 + r_Q^2}$  suit une distribution de Rayleigh et que la puissance reçue  $|r|^2 = r_I^2 + r_Q^2$  suit une distribution exponentielle. Ce qui donne:

$$f_{|r|}(x) = \frac{2x}{P_r} e^{-x^2/P_r}, \quad x \geq 0$$

$$f_{|r|^2}(x) = \frac{1}{P_r} e^{-x/P_r}, \quad x \geq 0$$

# Modèles de canaux broadband

## Modèles statistiques: Ricean Fading

- Une hypothèse importante pour le modèle de Rayleigh est que toutes les réflexions arrivant au niveau du récepteur aient une moyenne nulle.
- Cette hypothèse ne sera plus valable s'il existe un chemin dominant (par exemple, un chemin LOS) entre l'émetteur et le récepteur.
  - Pour un signal LOS, la distribution de l'enveloppe du signal reçu est plus exactement modélisé par une distribution de Ricean:

$$f_{|r|}(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-(x^2 + \mu^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{x\mu}{\sigma^2}\right), \quad x \geq 0$$

- La puissance du composant LOS du signal est  $\mu^2$  et  $I_0$  est la fonction modifiée de Bessel d'ordre 0 de première espèce.
- Cette distribution est une généralisation de celle de Rayleigh:

$$\mu = 0 \Rightarrow I_0\left(\frac{x\mu}{\sigma^2}\right) = 1$$

# Modèles de canaux broadband

## Modèles statistiques: Ricean Fading

- Puisque la distribution de Ricean dépend du composant LOS de puissance  $\mu^2$ , il est courant de caractériser le canal par la puissance relative du LOS et des chemins réfléchis.

- Ce facteur  $K$  est quantifié ainsi:

$$K = \frac{\mu^2}{2\sigma^2}$$

- C'est une description naturelle de l'intensité du composant LOS par rapport aux composants NLOS.
- Pour  $K=0$ , la distribution Ricean se réduit à celle de Rayleigh, et quand  $K \rightarrow \infty$ , cela veut dire qu'il existe un seul chemin LOS et pas d'autres réflexions.

# Modèles de canaux broadband

## Modèles statistiques: m-Nagakami Fading

- La densité de probabilité de ce modèle général est paramétrisée par  $m$  et est donné par:

$$f_{|r|}(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Gamma(m)P_r^m} e^{-mx^2/P_r}, m \geq 0.5$$

- En dépit des apparences (plus complexe que Ricean distribution), la dépendance sur  $x$  est plus simple; pour cela, la distribution de Nakagami est souvent utilisée pour une évaluation analytique des performances.
  - En plus, elle est plus générale, puisque  $m = (K + 1)^2/(2K + 1)$  donne une approximation de la distribution Ricean et  $m = 1$  donne celle de Rayleigh.
- La distribution de la puissance de Nagami est:

$$f_{|r|^2}(x) = \left(\frac{m}{P_r}\right)^m \frac{x^{m-1}}{\Gamma(m)} e^{-mx/P_r}, m \geq 0.5$$

# Modèles de canaux broadband

## Corrélation statistique du signal reçu

- Les méthodes statistiques présentées expliquent comment les échantillons du signal reçu sont statistiquement distribués.
  - Pour cela, on a considéré les modèles statistiques de Rayleigh, Ricean et Nakagami-m.
- Ce qui serait plus intéressant est de pouvoir relier ces modèles statistiques à la fonction d'auto-corrélation du canal  $A(\Delta f, \Delta t)$ , pour comprendre comment l'enveloppe du signal  $r(t)$  évolue en temps, en fréquence ou dans l'espace.
  - On utilisera ici le fading de Rayleigh comme distribution mais le concept est valable pour n'importe quelle densité de probabilité.
  - On commencera par étudier la corrélation dans différents domaines pour comprendre l'interaction entre ces corrélations.



# Modèles de canaux broadband

## Corrélation en temps

- Dans le domaine temporel, le canal  $h(\tau = 0, t)$  est intuitivement considéré comme formé d'un nouvel échantillon (un tirage d'une distribution de Rayleigh) chaque  $T_c$  secondes, avec les valeurs intermédiaires interpolées.
  - Mais il sera utile de décrire plus exactement l'enveloppe du signal.
- La fonction d'auto-corrélation  $A_t(\Delta t)$  décrit comment le canal est corrélé en temps. Dans le domaine fréquentiel, le spectre  $\rho_t(\Delta f)$  décrit le même type de corrélation (puisque'il s'agit de la transformée de Fourier de  $A_t(\Delta t)$ ) =>  
La densité spectrale du canal  $h(\tau = 0, t)$  doit correspondre à  $\rho_t(\Delta f)$ .



# Modèles de canaux broadband

## Corrélation en temps

1. Parce que des variables aléatoires dé-corrélées produisent un spectre de puissance plat, une séquence de variables aléatoires indépendantes Gaussiennes peuvent être multipliées par le spectre Doppler  $\rho_t(\Delta f)$  souhaité.
2. Ensuite, en appliquant la transformée de Fourier inverse (IFFT) un échantillon d'un signal corrélé  $h(\tau=0, t)$  en bande étroite sera généré.

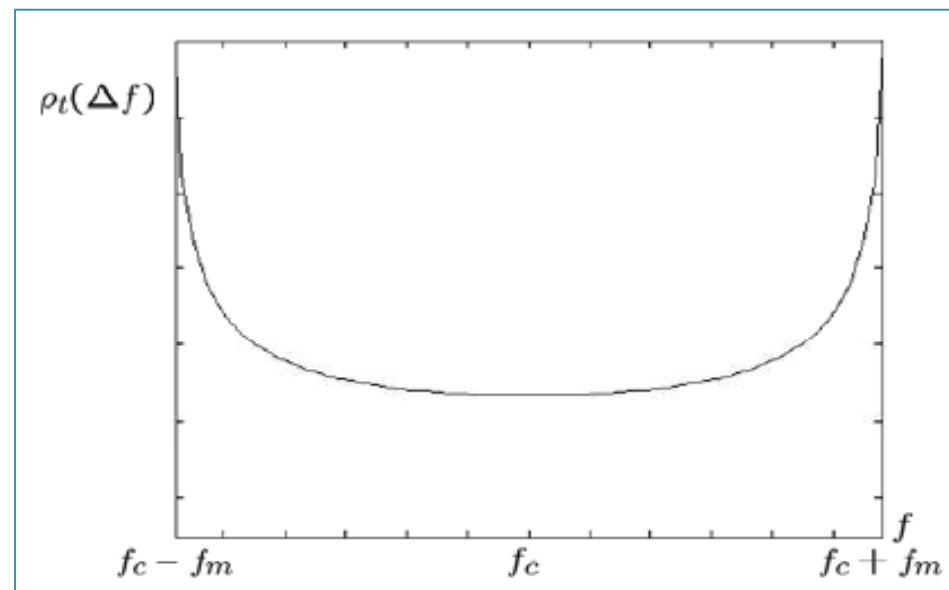
Le signal ainsi produit aura une corrélation en temps défini par  $\rho_t(\Delta f)$  et qui suit Rayleigh, parce que les échantillons aléatoires en fréquence sont Gaussiennes.

# Modèles de canaux broadband

## Corrélation en temps

- Pour des réflexions uniformes, le spectre Doppler est de la forme:

$$\rho_t(\Delta f) = \begin{cases} \frac{P_r}{4\pi} \frac{1}{f_D \sqrt{1 - \left(\frac{\Delta f}{f_D}\right)^2}}, & |\Delta f| \leq f_D \\ 0, & \Delta f > f_D \end{cases}$$



# Modèles de canaux broadband

## Corrélation en fréquence

- Tout comme la corrélation en temps, on peut intuitivement considérer, pour le fading en fréquence, que le canal dans le domaine fréquentiel  $H(f, t=0)$  est formé d'un nouvel échantillon aléatoire chaque  $B_c$  Hz, avec les valeurs intermédiaires interpolées.
- Le modèle de Rayleigh pour le fading suppose que les signaux reçus en temps sont des complexes Gaussiens.
  - Tout comme précédemment, les valeurs complexes suivant une loi Gaussienne dans le temps peuvent être converties en fréquence en une enveloppe de Rayleigh corrélée  $|H(f)|$ .

# Modèles de canaux broadband

## Corrélation en fréquence

- Tout comme  $\rho_t(\Delta f)$  décrit la corrélation en temps du canal dans le domaine fréquentiel,  $A_\tau(\Delta\tau)$  décrit la corrélation en fréquence du canal dans le domaine temporel.
- Exemple: le cas particulier où il existe un seul chemin (LOS)
  - $A_\tau(\Delta\tau) = \delta(\Delta\tau)$ , alors les valeurs de  $|H(f)|$  sont corrélées sur toutes les fréquences puisque la transformée de Fourier de  $\delta(\Delta\tau)$  est une constante.
  - Ce scénario est appelé « flat fading ». En pratique, dès que  $A_\tau(\Delta\tau)$  est étroit ( $\tau_{\max} \ll T$ ), les évanouissements rapides sont plats.



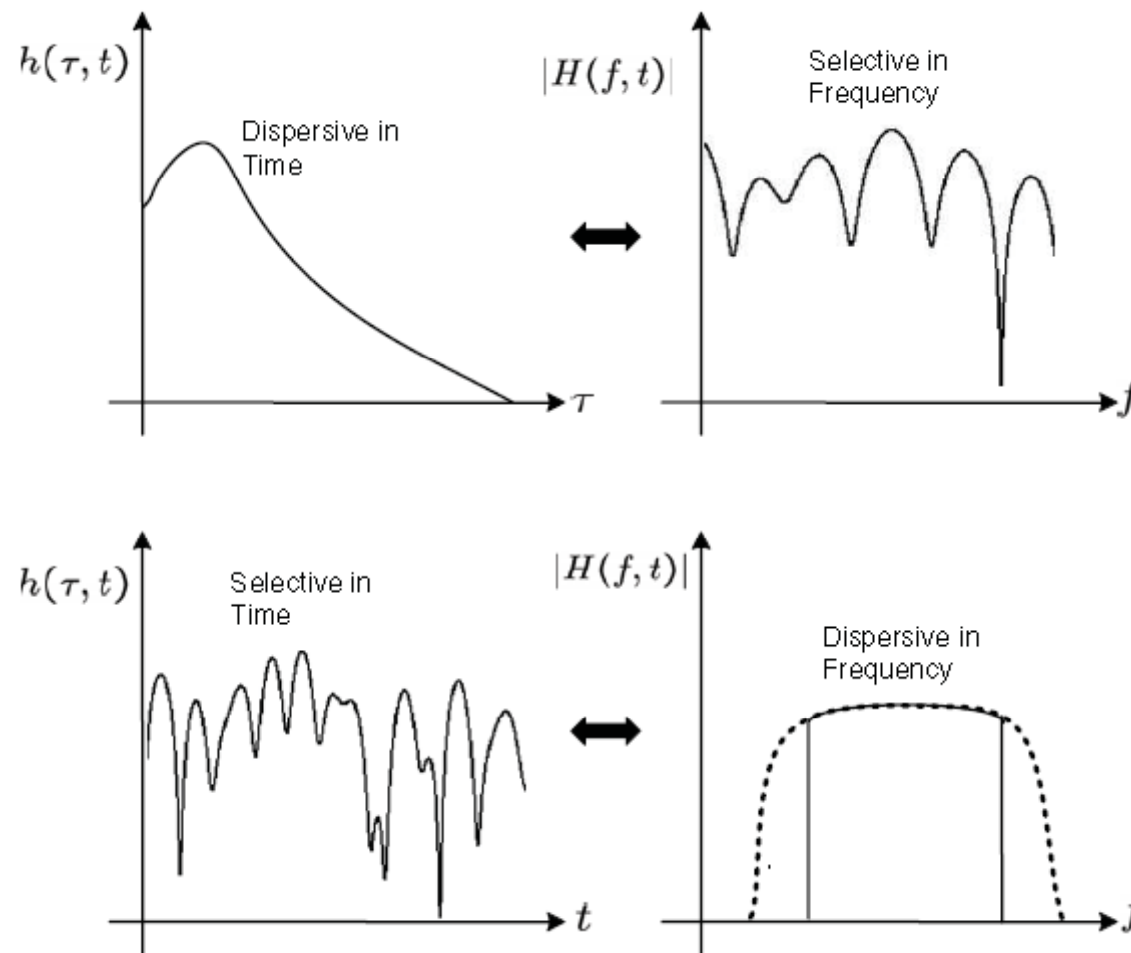
# Modèles de canaux broadband

## Dualité Sélectivité/Dispersion

- La sélectivité désigne le fait que le signal reçu est modifié par le canal en temps ou en fréquence.
- La dispersion désigne le fait que le signal transmis se s'éparpille en temps ou en fréquence.
- La sélectivité et la dispersion sont des notions duales l'une de l'autre en temps/fréquence:
  - La sélectivité en temps provoque une dispersion en fréquence et la sélectivité en fréquence provoque une dispersion en temps ou vice versa

# Modèles de canaux broadband

## Dualité Sélectivité/Dispersion



# Modèles de canaux broadband

## Dualité Sélectivité/Dispersion

- L'effet Doppler provoque une dispersion en fréquence comme décrit par le spectre de puissance Doppler  $\rho_t(\Delta f)$ 
  - Cela veut dire que les composants fréquentiels du signal reçu à une fréquence spécifique  $f_0$  seront dispersés dans le domaine fréquentiel autour de  $f_0$  avec une densité de probabilité décrite par  $\rho_t(\Delta f)$ .
  - Cette dispersion peut être interprétée comme une amplitude variable en temps (ou sélectivité) dans le domaine temporel.
- Pareil, un canal multi-chemin dispersif provoque une sélectivité en fréquence appelée fading sélectif en fréquence
  - Parce que les symboles sont traditionnellement envoyés les uns à la suite des autres dans le domaine temporel, la dispersion en temps est plus néfaste qu'en fréquence puisque les symboles adjacents se polluent mutuellement.





# Modèles de canaux broadband

## Corrélation multidimensionnelle

- En réalité, les signaux sont corrélés dans les deux domaines fréquentiels et temporels.
- Un système sans fil en large bande avec mobilité et antennes multiples est un exemple de système dans lequel tous les types de fading jouent un rôle:
  - Le concept de canal avec fading doublement sélectif en temps et en fréquence est intéressant pour l'OFDM puisque ces deux types de sélectivité semblent être en compétition.



# Modèles de canaux broadband

## Corrélation multidimensionnelle

- D'une part, un canal sélectif en fréquence nécessite un grand nombre de sous-porteuses, potentiellement étroitement espacées pour combattre les interférences inter-symbole et l'étroitesse de la bande de cohérence.
- D'autre part, une grande mobilité avec un large effet Doppler pousse le canal à fluctuer sur la longue durée d'un symbole ce qui dégrade l'orthogonalité des sous-porteuses.
  - Dans le domaine fréquentiel, l'effet Doppler peut causer une importante interférence entre sous-porteuses puisque les sous-porteuses sont de plus en plus serrées.

# Modèles de canaux broadband

## Réduction des interférences

- Les évanouissements d'un canal sans fil est ce qui démarque principalement un système sans fil d'un système filaire.
- Puisque la sélectivité en fréquence est prédominante dans les réseaux à large bande ( $B \gg B_c$ ), on désigne les systèmes avec une importante dispersion en temps (ou sélectivité en fréquence) comme ayant du fading en large bande et les canaux ayant juste une dispersion en fréquence (sélectivité en temps) comme ayant du fading en bande étroite.

# Réduction des interférences

## Narrowband (Flat) Fading

- Différentes techniques sont utilisées pour contrer le narrowband fading, connues pour la plupart sous le terme de “diversité”:
  - Parce que la puissance du signal reçu est aléatoire, si plusieurs versions (principalement) décorrélées peuvent être reçues, la probabilité qu’au moins une de ces versions possède une puissance adéquate est grande. Sans diversité, une communication sans fil à grand débit est quasi impossible.
- La probabilité BER pour les systèmes QAM avec du bruit blanc (AWGN) peut être approximée par la borne suivante:

$$P_b \leq 0.2e^{-1.5\gamma/(M-1)}$$

- Où  $M \geq 4$  est la taille de la constellation QAM

## Réduction des interférences

### Narrowband (Flat) Fading

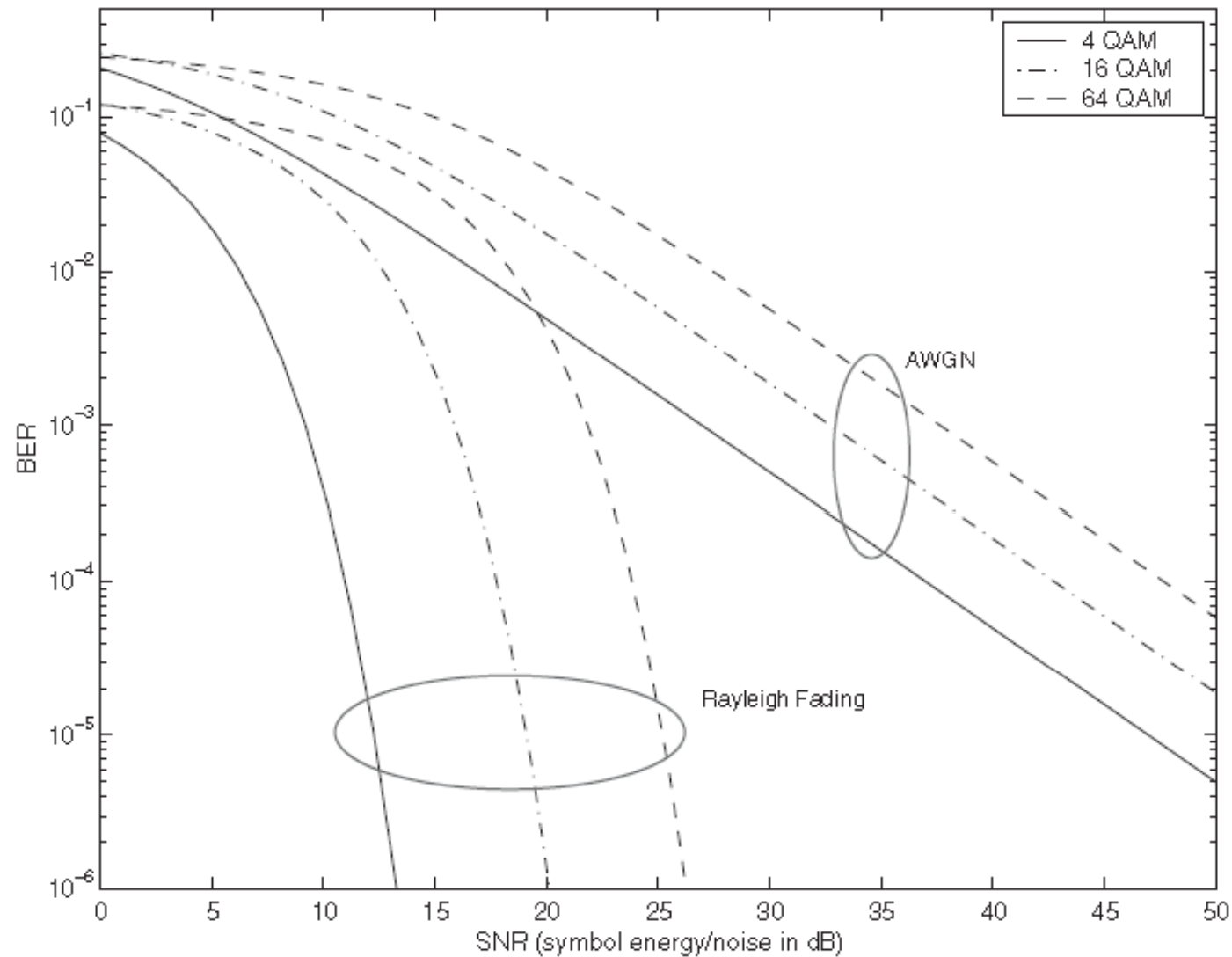
- On voit que la probabilité d'erreur croît exponentiellement avec le SNR, donc baisser le SNR linéairement accroît le BER exponentiellement.
- Dans un canal avec évanouissement, les instances occasionnelles où le canal est en “deep fade” dominant le BER, en particulier quand le BER requis est très bas. En observant la distribution de Rayleigh qui suit:

- $f_{|r|^2} = 1/P_r \times e^{-x/P_r}$  ,  $x \geq 0$

- On remarque qu'il faut une nette augmentation de la valeur de  $P_r$  pour réduire continuellement la probabilité d'un “deep fade”.
  - Ceci est très clair dans la figure qui suit , où on remarque qu'à des valeurs raisonnables de BERs, telles que  $10^{-5} - 10^{-6}$ , le SNR requis dépasse de 30 dB celui où on a du fading!
  - Il est clair qu'il n'est pas possible d'augmenter la puissance d'un facteur supérieur à 1,000. De plus, il s'agit d'un système limité en interférence, et donc augmenter la puissance n'augmentera pas significativement le SINR.

# Réduction des interférences

## Narrowband (Flat) Fading





# Réduction des interférences

## Narrowband (Flat) Fading: diversité temporelle

Il existe deux formes importantes de diversité en temps:

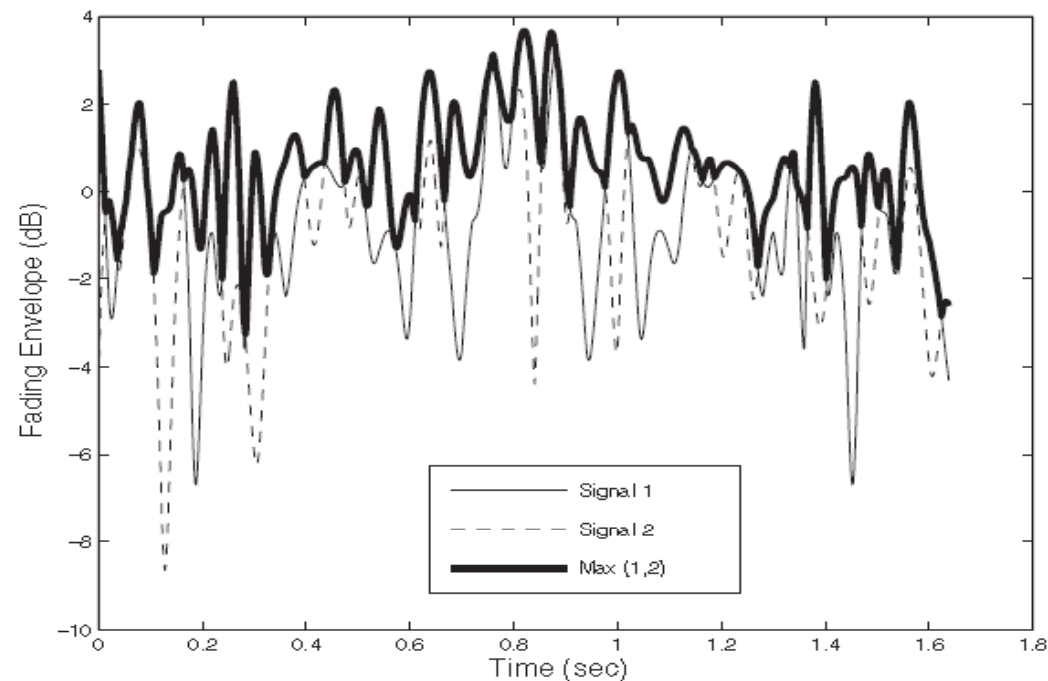
1. Le codage/l'entrelacement qui introduisent intelligemment de la redondance dans le signal transmis de sorte que l'information de chaque symbole sera répandue sur plusieurs  $T_c$ . Ainsi, après décodage, on a plus de chance de récupérer l'info utile.
2. La modulation adaptative. Les émetteurs dotés de cette méthode ont une connaissance du canal et choisissent en conséquence la modulation garantissant le plus haut débit pour un BER donné:
  - Dans l'équation du  $P_b$ , quand la taille  $M$  de la constellation augmente, le BER augmente aussi. Puisque le débit est proportionnel à  $\log_2 M$ , on voudrait choisir le plus grand  $M$  possible garantissant le BER requis.
  - Si le canal est dans un très mauvais état, aucun symbole ne sera transmis pour éviter de faire des erreurs.



# Réduction des interférences

## Narrowband (Flat) Fading: diversité spatiale

- La diversité spatiale est obtenue en utilisant au moins deux antennes au niveau du récepteur et/ou l'émetteur.
- Il suffit que les 2 antennes soient suffisamment espacées, pour que les 2 signaux reçus perçoivent du fading décorréllés. Ce type de diversité est aussi appelé diversité de sélection:





## Réduction des interférences

### **Narrowband (Flat) Fading: diversité fréquentielle**

- Il n'est pas facile de réaliser de la diversité fréquentielle sauf si on transmet le signal sur une large bande.
- Mais à ce moment-là, le signal souffrira d'une sévère dispersion temporelle.



## Réduction des interférences

### **Narrowband (Flat) Fading:**

### **Interaction entre les divers types de diversité.**

- L'utilisation d'un type de diversité réduit l'intérêt d'un autre type de diversité.
- Le gain total de diversité est inférieur à la somme des gains de diversité individuels.
  - Et donc malgré le fait que la performance globale est maximisée en profitant de toutes les formes de diversité, puisque la diversité fait que le canal effectif se rapproche d'un canal AWGN, des sources supplémentaires de diversité ont un intérêt limité.

# Réduction des interférences

## Broadband Fading

- Comme expliqué précédemment, du fading avec sélectivité en fréquence produit une dispersion en temps, ce qui cause une interférence entre symboles adjacents sauf si  $T \gg \tau_{\max}$
- Puisque le débit  $R$  est proportionnel à  $1/T$ , les systèmes à haut débit ont souvent un grand retard de diffusion multi-chemin  $T \ll \tau_{\max}$  d'où une importante interférence inter-symbole ISI.
- Trouver une technique pour combattre efficacement ces ISI est d'une importance primordiale: l'OFDM.



# Réduction des interférences

## Le concept multi-porteuses

- La philosophie derrière ce concept est qu'au lieu de combattre l'ISI pourquoi ne pas profiter de sa diversité?
- Pour cela, un grand nombre  $L$  de sous-porteuses sont utilisées en parallèle de sorte que le temps symbole de chacune va de  $T$  à  $LT$ .
  - Autrement dit, au lieu d'envoyer un seul signal de débit  $R$  et de bande  $B$ , on envoie  $L$  signaux en même temps, chacun ayant un débit de  $R/L$  et une bande de  $B/L$ .
  - Dans ce cas, si  $B/L \ll B_c$ , chaque signal percevra du flat fading, avec une dispersion temporelle négligeable. Cette condition sera atteinte tant que  $L$  est assez grand.
- Cette idée élégante est à la base du principe d'OFDM.

# Classification Générale du fading

- Frequency flat & slow fading – on est dans ce cas quand la bande du signal transmis est plus petite que la bande de cohérence du canal et en même temps, le temps de cohérence du canal est bien plus grand que la durée du symbole transmis.
- Frequency selective & slow fading – on est dans ce cas quand la bande du signal transmis est plus grande que la bande de cohérence du canal et en même temps, le temps de cohérence du canal est bien plus grand que la durée du symbole transmis.
- Frequency flat & fast fading – on est dans ce cas quand la bande du signal transmis est plus petite que la bande de cohérence du canal et en même temps, le temps de cohérence du canal est du même ordre de grandeur que la durée du symbole transmis.
- Frequency selective and fast fading – on est dans ce cas, quand la bande du signal transmis est plus grande que la bande de cohérence du canal et en même temps, le temps de cohérence du canal est du même ordre de grandeur que la durée du symbole transmis.



# Classification Générale du fading

- Cette dernière figure représente une forme possible de la réponse fréquentielle (variable en temps) d'un canal subissant du fading multi-chemins. On voit à la fois la sélectivité en temps et en fréquence.

