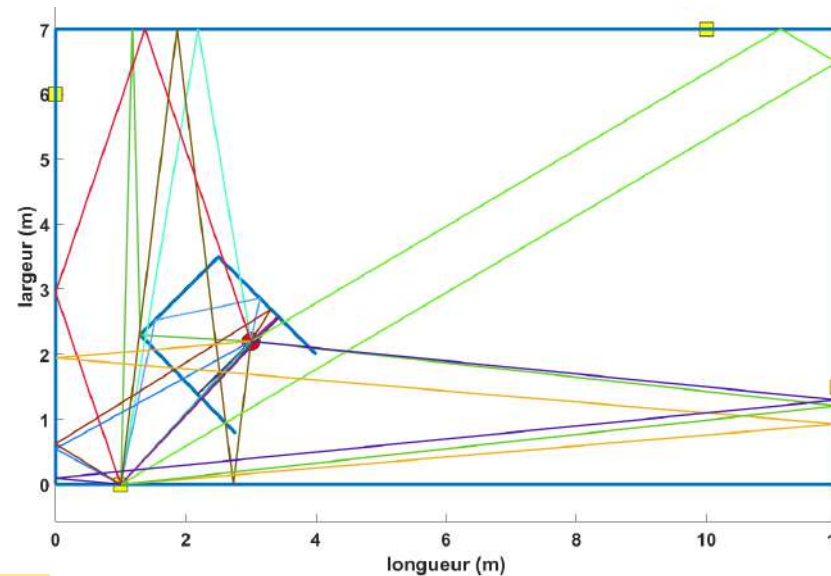


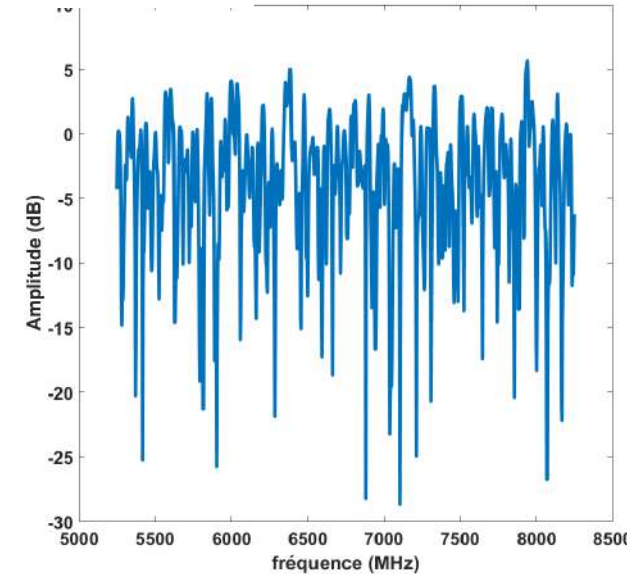
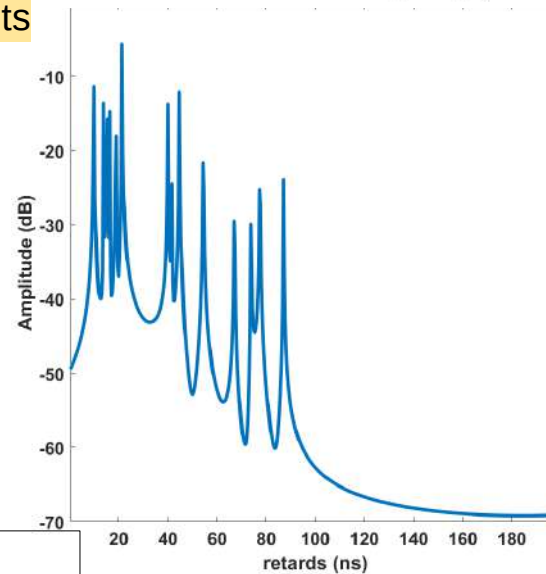
Atténuations de signal dans le canal

Domaine des retards / fréquentiel

- Domaine des retards :
 - Bande passante du signal limitée
 - ⇒ résolution temporelle du récepteur = $1 / \text{BP}$
 - les multi-trajets inclus dans un même slot temporelle sont sommés
- Domaine fréquentiel :
 - Évanouissements variables du signal aux différentes fréquences induits par les multi-trajets
 - Si évanouissements importants
 - ⇒ **canal sélectif en fréquence**
 - ⇒ canal Rayleigh : NLOS avec multi-trajets
 - Si peu de variations
 - ⇒ **canal plat** : canal LOS avec peu de multitrajets



Vue du dessus des multi-trajets (rayons) entre mobile (rouge) et récepteur (jaune) dans une pièce



Métriques pour caractériser le canal :

- bande de cohérence B_c / étalement des retards τ_{rms}
- temps de cohérence T_c / bande Doppler B_d
- Distance de cohérence / étalement angulaire ...

Synthèse sur les caractéristiques du canal

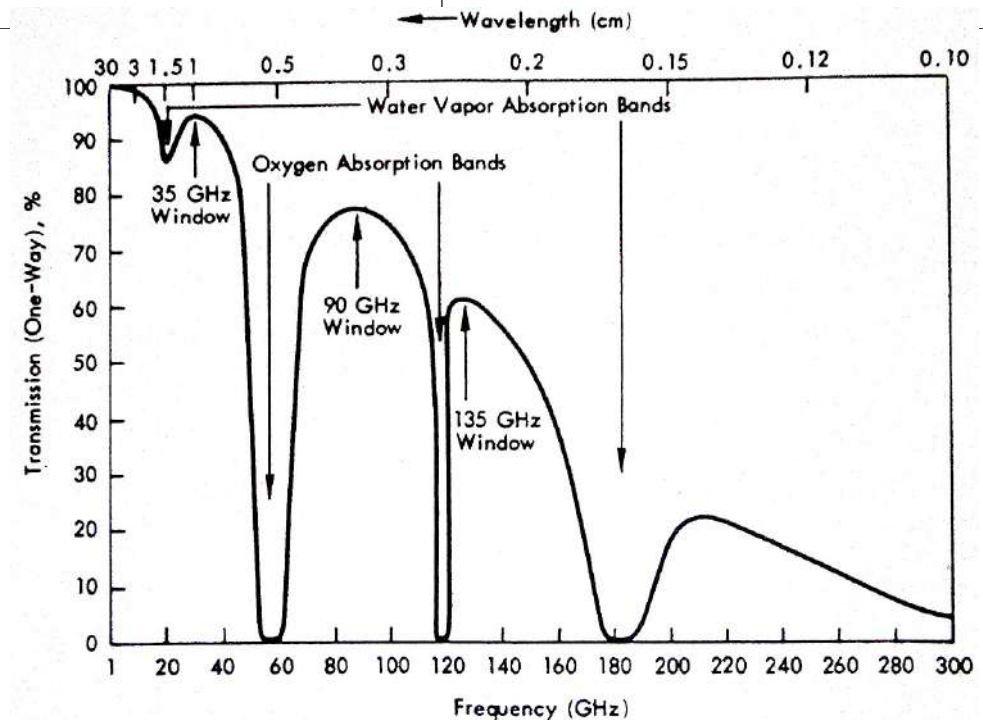
- 1) Chaîne de transmission numérique
- 2) Canal de propagation
- 3) Couche PHY

	Important	Faible/nulle
Multi-trajets	<ul style="list-style-type: none"> Sélectivité fréquentielle du canal $\Rightarrow B_c$ faible / τ_{rms} élevé \Rightarrow étalement angulaire important 	<ul style="list-style-type: none"> Canal plat $\Rightarrow B_c \gg / \tau_{rms}$ faible \Rightarrow faible étalement angulaire
Mobilité	<ul style="list-style-type: none"> Décalages Doppler $\Rightarrow T_c$ faible / B_d élevé Ergodicité du canal (fluctuations temporelles) Fast fadings 	<ul style="list-style-type: none"> Canal lent / invariant dans le temps $\Rightarrow T_c \gg / B_d \ll$
Masquage	<ul style="list-style-type: none"> Canal Rayleigh (NLOS) Slow fadings : sélectivité spatiale du canal 	<ul style="list-style-type: none"> Canal Rice (LOS)

Attention également à l'absorption atmosphérique !

→ 60 et 118 GHz (absorption par gaz O_2)

→ 20 GHz et 183 GHz (absorption par vapeur H_2O)



Application : exercices sur le bilan de liaison

Le bilan de liaison consiste à calculer la **puissance finale reçue par le récepteur en tenant compte des différentes pertes et gains en puissance subis entre l'émetteur et le récepteur.**

Rappel : PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente)

= puissance dans la direction de l'antenne = $P_{\text{antenne}} \times G_{\text{dBi}} \times \text{Ampli} / \text{pertes connectiques}$

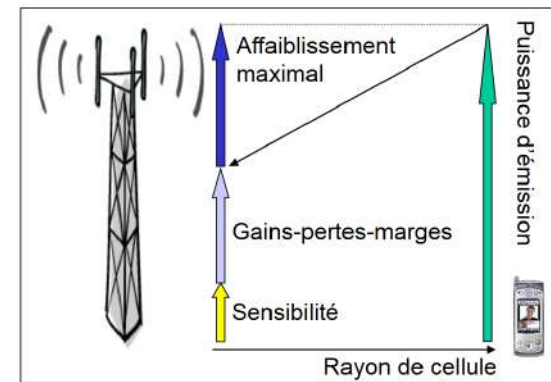
Formule de Friis : atténuation en espace libre : $A = (4\pi d/\lambda)^2$

1. Liaison Wifi extérieure 2,4 GHz, entre antennes paraboliques

Calculer la portée maximale de la liaison radio en environnement rural, avec les informations suivantes :

- puissance émise : 15 dBm
- câbles et connecteurs (pour chaque partie): 3dB
- Gain des antennes utilisées : 24 dBi (paraboles)
- Sensibilité du récepteur : - 90 dBm

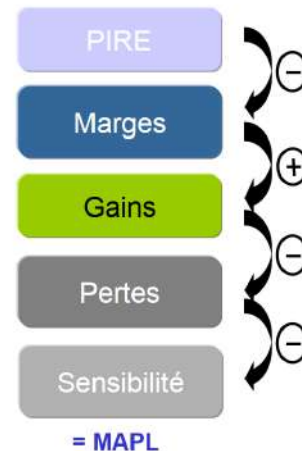
en prenant une marge de 12 dB (typique)



Exemple : voie montante
Note: Affaiblissement maximal = Maximum Allowable Path Loss (MAPL)

Modèle de propagation, e.g. Hata

Affaiblissement maximal [dB] → Rayon de cellule [Km]



2. Liaison WiFi indoor 2,4GHz, entre point d'accès et smartphone

Calculer la portée maximale de la liaison radio dans une maison :

- Puissance émise : 17 dBm
- Pas de câbles, connecteurs
- Atténuation : ~21 dB (bâtiment deep indoor, en milieu urbain)
- Antenne TX : 5 dBi (hot spot WiFi)
- Antenne RX : 2 dBi (antenne intégrée sur smartphone)
- Sensibilité du récepteur : -85dBm

en prenant une marge de 12 dB

Application : exercices sur le bilan de liaison

Le bilan de liaison consiste à calculer la puissance finale reçue par le récepteur en tenant compte des différentes pertes et gains en puissance subis entre l'émetteur et le récepteur.

Rappel : PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente)

= puissance dans la direction de l'antenne = $P_{\text{antenne}} \times G_{\text{dBi}} \times \text{Ampli} / \text{pertes connectiques}$

Formule de Friis : atténuation en espace libre : $A = (4\pi d/\lambda)^2$

1. Liaison Wifi extérieure 2,4 GHz, entre antennes paraboliques

Calculer la portée maximale de la liaison radio

en environnement rural, avec les informations suivantes :

- puissance émise : 15 dBm
- câbles et connecteurs (pour chaque partie): 3dB
- Gain des antennes utilisées : 24 dBi (paraboles)
- Sensibilité du récepteur : - 90 dBm

en prenant une marge de 12 dB (typique)

⇒ résultat : portée max = 56 km

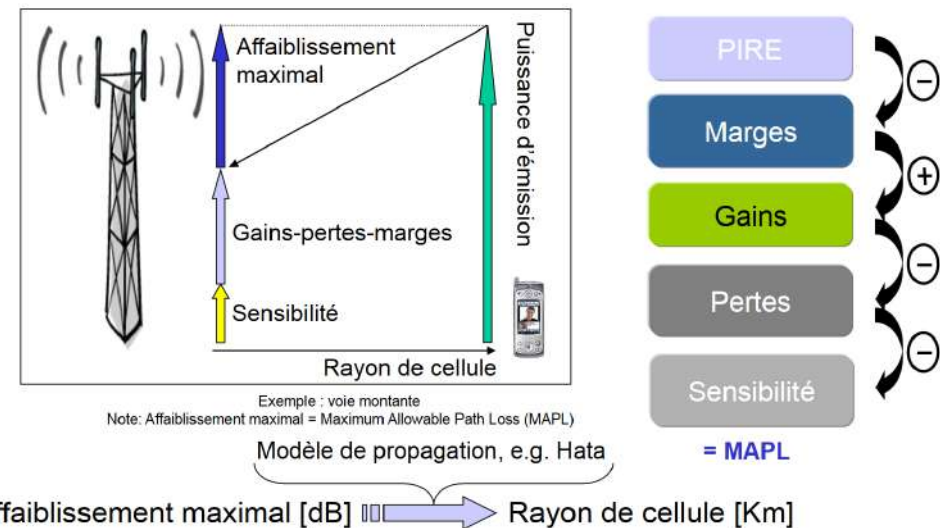
2. Liaison WiFi indoor 2,4GHz, entre point d'accès et smartphone

Calculer la portée maximale de la liaison radio dans une maison :

- Puissance émise : 17 dBm
- Pas de câbles, connecteurs
- Atténuation : ~21 dB (bâtiment deep indoor, en milieu urbain)
- Antenne TX : 5 dBi (hot spot WiFi)
- Antenne RX : 2 dBi (antenne intégrée sur smartphone)
- Sensibilité du récepteur : -85dBm

en prenant une marge de 12 dB

⇒ résultat : 63 m



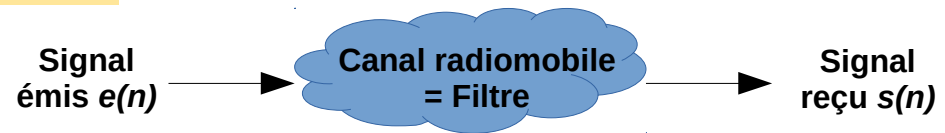
3) Couche PHY

Sélectivité du canal et stratégie de transmission :

Égalisation

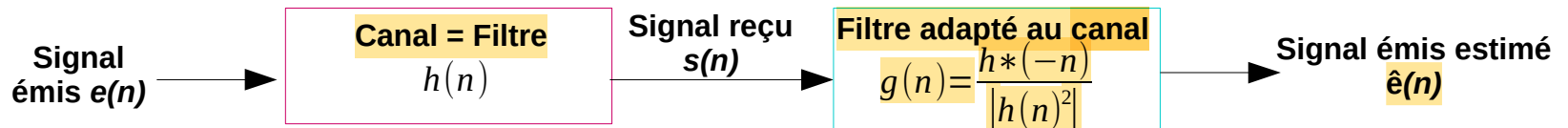
Estimation de canal

Primordiale pour les récepteurs de télécommunications sans fi
⇒ filtrage inverse pour éliminer les effets du canal : **filtrage adapté** au canal (ou **égalisation de canal** ou de **déconvolution de canal**)

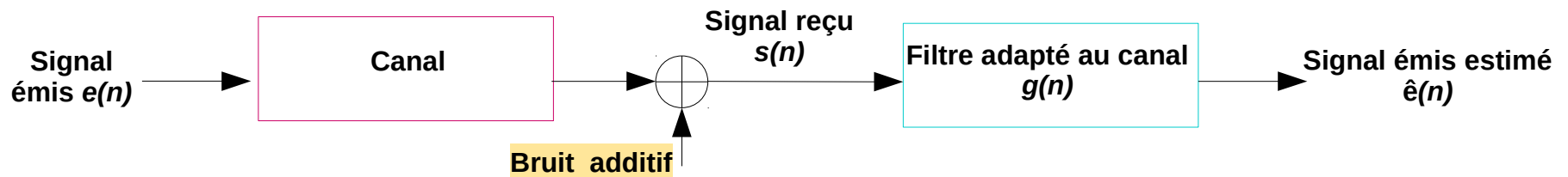


Deux façons possibles de procéder pour qu'un récepteur puisse réaliser l'estimation du canal puis le filtrage adapté:

1. Estimation supervisée, à l'aide d'une séquence d'apprentissage connue du récepteur. L'estimation se fait à partir de $s(n)$, connaissant $e(n)$
2. Estimation « à l'aveugle » sans séquence d'apprentissage : estimation de $e(n)$ à partir de $s(n)$ grâce au codage/décodage de canal (qui permet la détection et la correction des erreurs), puis estimation du canal à partir de $s(n)$ et de l'estimation de $e(n)$



En pratique : bruit ⇒ bruit ambiant présent dans le canal, bruits des transmetteurs radio (électronique, thermique) :



Estimation de canal

Solution possible : **filtrage de Wiener** \Rightarrow minimise l'erreur quadratique moyenne (MSE – Mean Square Error) entre le signal en entrée $e(n)$ et le signal estimé $\hat{e}(n)$ après filtrage adapté.

G : réponse impulsionnelle du filtre recherché, N sa longueur.

L'entrée estimée $\hat{e}(n)$ se calcule alors $\hat{e}(n) = \sum_{i=0}^{N-1} g_i s(n-i)$: c'est un produit de convolution, équivalent en notation matricielle $\hat{e}(n) = g^T s(n) = s^T(n) g$ avec

$$\begin{cases} s(n) = [s(n), s(n-1), \dots, s(n-(N-1))]^T \\ g = [g_0, g_1, \dots, g_{N-1}]^T \end{cases}$$

$$\xi(n) = E[(e(n) - \hat{e}(n))^2]$$

Définissons les termes suivants :

• vecteur d'intercorrélation Φ_{es} de longueur N :

$$\Phi_{es} = E[e(n) s(n)] = [R_{es}(0), R_{es}(1), \dots, R_{es}(N-1)]^T$$

• matrice d'autocorrélation Φ_{ss} de taille $(N \times N)$:

$$\Phi_{ss} = E[s(n) s^T(n)] = \begin{bmatrix} R_{ss}(0) & R_{ss}^*(1) & \dots & \dots & R_{ss}^*(N-1) \\ R_{ss}(1) & R_{ss}(0) & R_{ss}^*(1) & \dots & R_{ss}^*(N-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ R_{ss}(N-1) & R_{ss}(N-2) & \dots & \dots & R_{ss}(0) \end{bmatrix}$$

où $R_{xy}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=n}^N x(k) y^*(k-n)$

Le filtre optimal g qui donne l'erreur MSE, notée ξ , minimale est :

$$\xi(n) = E[(e(n) - \hat{e}(n))^2]$$

$$\xi(n) = E[(e(n) - g^T s(n))^2]$$

$$\xi(n) = E[e^2(n) - 2e(n)g^T s(n) + g^T s(n)s^T(n)g]$$

On cherche donc g pour lequel la dérivée de la MSE (ξ) par rapport à g est nulle:

$$\frac{d\xi(n)}{dg} = E\left[\frac{d}{dg}(e^2(n) - 2e(n)g^T s(n) + g^T s(n)s^T(n)g)\right]$$

c) En déduire g_{opt} , filtre optimal de Wiener, pour lequel l'erreur quadratique moyenne est minimale :

$$\frac{d\xi(n)}{dg} = E\left[\frac{d}{dg}(e^2(n) - 2g^T \Phi_{es} + g^T \Phi_{ss} g)\right]$$

$$\frac{d\xi(n)}{dg} = -2\Phi_{es} + 2g^T \Phi_{ss} \quad \Rightarrow \quad \frac{d\xi(n)}{dg} = 0 \quad \text{quand} \quad g = \Phi_{ss}^{-1} \Phi_{es}$$

Tableau de variations de l'erreur quadratique moyenne ξ par rapport à g :

Filtre optimal de Wiener : $g_{opt} = \Phi_{ss}^{-1} \Phi_{es}$

g	$-\infty$	$\Phi_{ss}^{-1} \Phi_{es}$	$+\infty$
$\frac{d\xi}{dg}$	-	0	+
ξ		\searrow \swarrow MSE _{min}	

Sélectivité du canal et stratégie de transmission :

Étalement de spectre

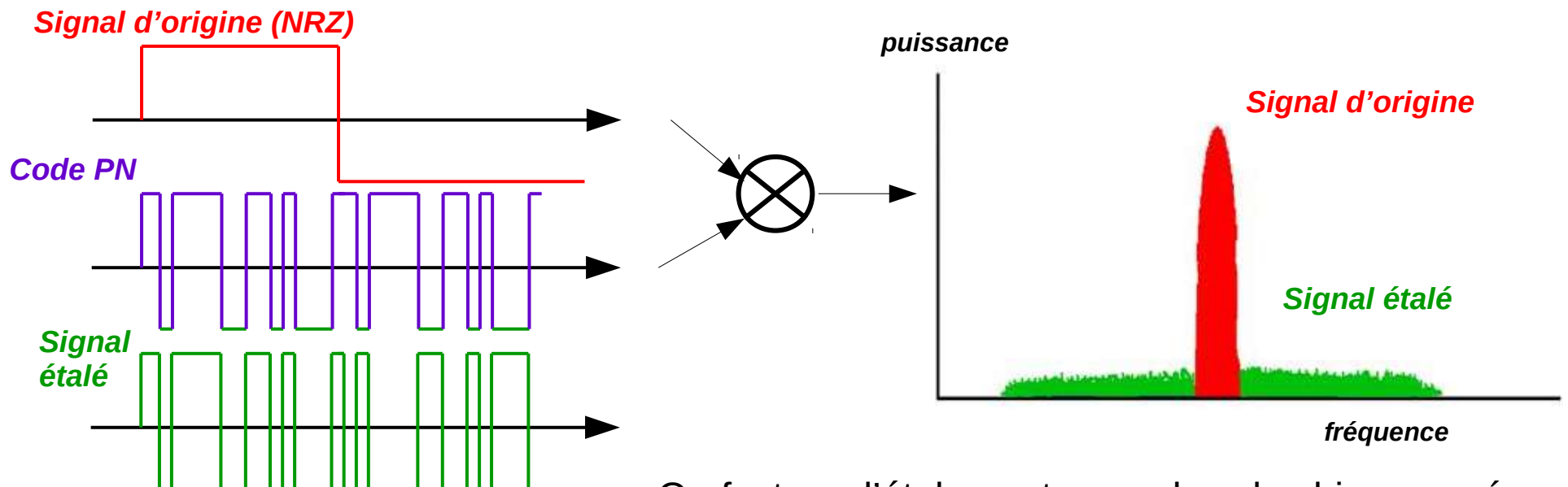
Minimisation des interférences et confidentialité : Techniques d'étalement de spectre

Principe de l'étalement de spectre_:

- Coder les communications en les étalant sur une gamme de fréquences beaucoup plus large, de manière à diminuer la puissance du signal émis

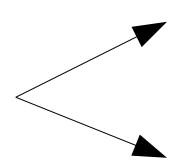
2 techniques d'étalement de spectre:

- Par saut de fréquence : **FHSS** – Frequency Hopping Spread Spectrum
 - Sauts de fréquence régulier sur la bande passante disponible, suivant une séquence pseudo-aléatoire connue à l'émission et à la réception
- Par séquence directe : **DSSS** - Direct Sequence Spread Spectrum
 - Multiplication du signal avec un séquence pseudo-aléatoire PN – Pseudo-Noise (code d'étalement, de propriétés proches de celles du bruit) connue à l'émission et à la réception
 - À la réception \Rightarrow technique de corrélation avec le code PN régénéré



Q : facteur d'étalement = nombre de chips par séquence

Étalement de spectre par DSSS/CDMA

- DSSS mono-utilisateur versus CDMA
 - Caractéristiques des codes d'étalement
- 
- Fonction d'autocorrélation
- Fonctions d'intercorrélation γ_{ij} entre 2 codes i et j , au retard Δq

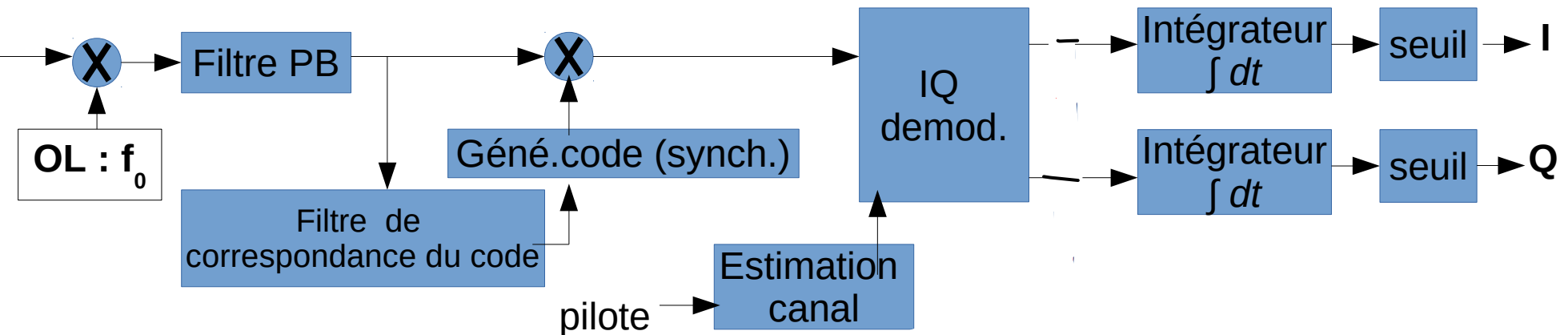
$$\gamma_{i,j}(\Delta q) = \sum_{q=0}^{Q-1} c_i(q) \cdot c_j^*(q - \Delta q)$$

avec $c_j^*(q) = c_j(-q)$

- Codes orthogonaux : intercorrélation nulle au retard nul, mais pas aux autres retards
 - Bien pour le mode synchronisé (source synchronisé), e.g. émission par une BTS de plusieurs messages en même temps vers plusieurs UE
 - Inconvénients : en mode non synchronisé, en présence de MT, résolution temporelle du récepteur ..
- Codes non orthogonaux : intercorrélation doit être $\ll 1$ au retard nul, et doit rester faible pour les autres retards
 - Bien pour le mode non synchronisé, e.g. plusieurs sources envoient en ~même temps plusieurs messages vers plusieurs UE
- Systèmes mixtes (synchronisé/non synchronisé) → le plus souvent !
 - 1 code d'étalement (codes orthogonaux) pour séparer les flux d'1 même source (UE/BTS) et gérer les débits variables
 - + 1 code de scrambling (codes non-orthogonaux) pour séparer les sources → permet aussi la robustesse aux MT

Synoptique du récepteur DSSS/CDMA

- Récepteur de base (cas canal monotrajet)



- Récepteur Rake
 - Recombinaison cohérente des P multi-trajets

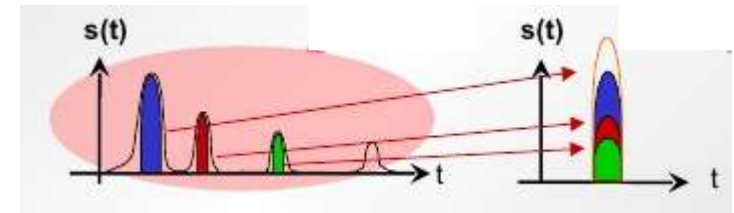


Image : <https://www.slideshare.net/khurrambilal01/01-principles-of-the-wcdma-system>

Rappel :

$$h(\tau) = \sum_{p=1}^P \alpha_p \cdot \delta(\tau - \tau_p)$$