

# Technologies 802.11 pour les réseaux sans-fil.

Traitement du signal pour les radiocommunications

Philippe Mary  
FTR&D – INSA Lyon

2006-2007

# Objectifs :

- Modulation/Démodulation
  - Signal analytique et enveloppe complexe
  
- Quelques modulations numériques importantes
  - Voie I/Q
  - Effet d'un déséquilibre I/Q
  
- Etallement de spectre (DSSS)
  
- Modulation OFDM

# I-1 Modulation démodulation

- La porteuse est en générale une sinusoïde pure
- Il existe une infinité de sinusoïde formant un espace vectoriel de dimension 2. Une base orthonormée est:

$$p(t) = \sqrt{2} \cos(2\pi f_0 t)$$

$$q(t) = -\sqrt{2} \sin(2\pi f_0 t)$$

- Le signal mis en bande portée s'écrit:

$$x(t) = p(t) x_c(t) + q(t) x_s(t)$$

"Phase"      "Quadrature"

- Démodulation: opération inverse.
  - Récupérer  $x_c$  et  $x_s$  par l'observation du signal modulé  $x(t)$
  - Multiplication par  $p(t)$  d'une part et par  $q(t)$  d'autre part
  - Filtrage passe bas pour éliminer les composantes à  $2f_0$  et  $-2f_0$

# I-1 Signal analytique



- A tout signal passe bande  $x(t)$  on peut associé un signal "analytique"  $\hat{x}(t)$  dont le support ne contient que des fréquences positives

$$\hat{X}(f) = \sqrt{2}U_+(f)X(f) \quad U_+(f) = \begin{cases} 0 & f < 0 \\ 1 & f \geq 0 \end{cases}$$

- Il est commode en radiocommunication d'introduire la fonction de Hilbert:

$$H_Q(f) = -j \operatorname{sign}(f) = \begin{cases} j & f < 0 \\ -j & f \geq 0 \end{cases}$$

- L'expression temporelle du signal analytique est donnée par:

$$\hat{x}(t) = TF^{-1}[\hat{X}(f)] = \frac{1}{\sqrt{2}}(\delta(t) + jh_q(t)) * x(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}(x(t) + j\check{x}(t))$$

Avec  $\check{x}(t)$  la transformée de Hilbert de  $x(t)$

- Exemple:

$$x(t) = a(t)\sqrt{2} \cos(2\pi f_0 t + \phi(t)) \quad \check{X}(f) = H_Q(f)X(f) \Rightarrow \check{x}(t) = a(t)\sqrt{2} \sin(2\pi f_0 t + \phi(t))$$

## I-1 Signal équivalent bande de base ou enveloppe complexe

- Définition:  $x(t)$  signal bande étroite, possède un équivalent bande de base, qui est défini en fréquence, par la translation  $-f_0$  de la transformée de Fourier de son signal analytique.

$$\tilde{X}(f) \stackrel{\text{def}}{=} \hat{X}(f + f_0) \quad \tilde{X}(f) \text{ est appelée enveloppe complexe de } X(f) \text{ autour de la fréquence } f_0.$$

$$\tilde{x}(t) = TF^{-1}[\tilde{X}(f + f_0)] = \hat{x}(t) e^{-j2\pi f_0 t}$$

- L'équivalent bande de base du signal  $x(t)$  peut être représenté par sa partie réelle et imaginaire:

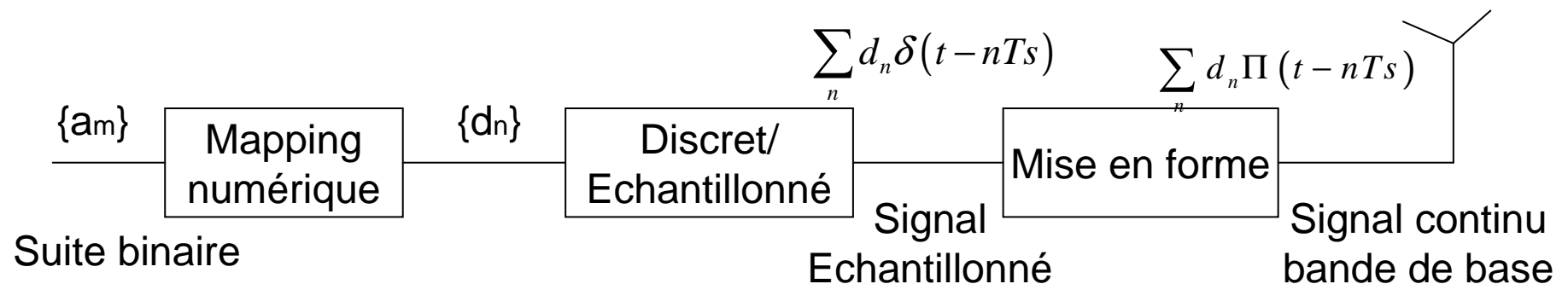
$$\tilde{x}(t) = x_c(t) + jx_s(t)$$

- Dorénavant, et sauf mention contraire, on considérera les équivalent bande de base des signaux RF réels



- Définition: Opération qui consiste à associer une suite discrète de symboles  $d_k$  à une forme d'onde à temps continu  $x(t)$ . Les symboles  $d_k$  appartiennent généralement à un alphabet fini de taille  $M$ .
- On se limite aux modulations linéaires mais beaucoup de modulations sont non linéaires (ex GSM)

$$\tilde{x}(t) = \sum_n d_n \Pi(t - nTs) \quad \Pi(t) \text{ mise en forme de durée } Ts$$





→ On définit l'énergie symbole et bit comme:  $E_s = E\{|d_n|^2\}$   $E_b = \frac{E_s}{\log_2 M}$

$$\tilde{x}(t) = A \sum_n d_n \Pi(t - nTs)$$

→ Modulation M-PAM (Pulse Amplitude Modulation):

- Modulation 1-dimensionnelle

$$d_n = 2m - 1 - M \quad \text{soit} \quad d_n \in \{-M + 1, \dots, M - 1\}$$

- L'énergie moyenne par symbole est:  $E_s = \frac{M^2 - 1}{3} A^2$

→ Modulation d'amplitude en quadrature (M-QAM):

- Modulation 2-dimensionnelle

$$x(t) = A \sum_n \Pi(t - nTs) \left[ d_n^c \sqrt{2} \cos(2\pi f_0 t) - d_n^s \sqrt{2} \sin(2\pi f_0 t) \right]$$

$$\tilde{x}(t) = A \sum_n \left[ d_n^c + j d_n^s \right] \Pi(t - nTs)$$

- Energie moyenne par symbole:  $E_s = \frac{2}{3} (M - 1) A^2$



### → Modulation M-PSK (Phase Shift Keying):

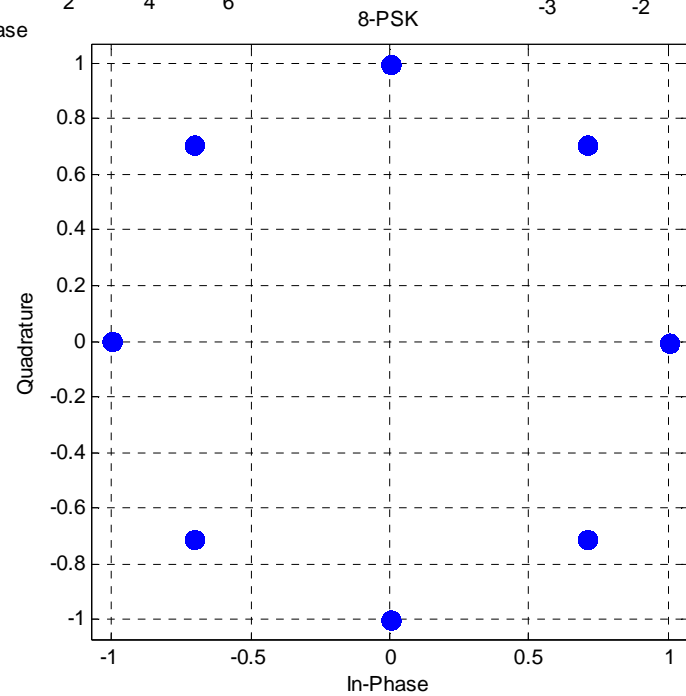
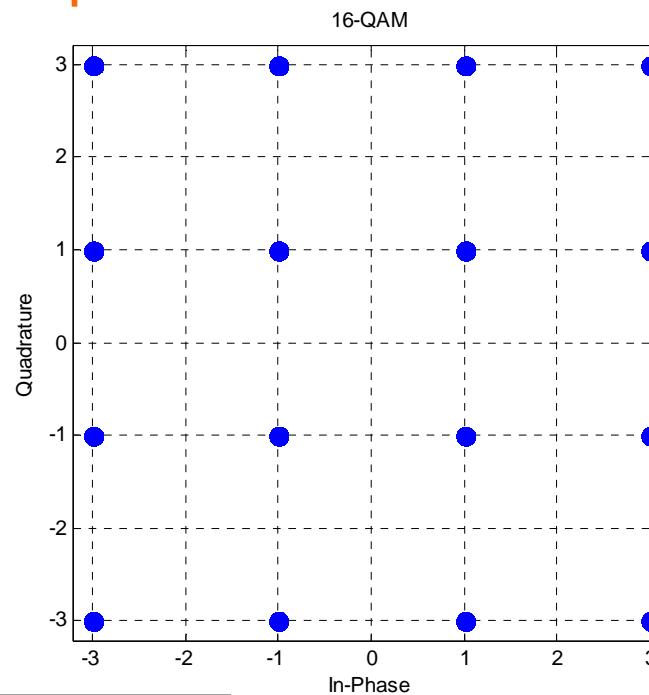
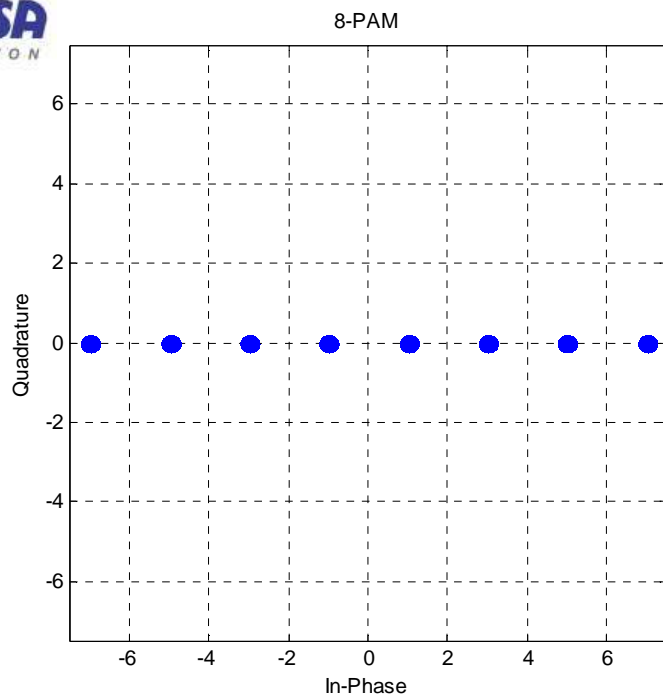
- Modulation 2-dimensionnelle

$$d_n = e^{j\phi(u)} \quad \text{avec} \quad \phi(u) = \frac{2\pi}{M}u \quad u \in \{0, \dots, M-1\}$$

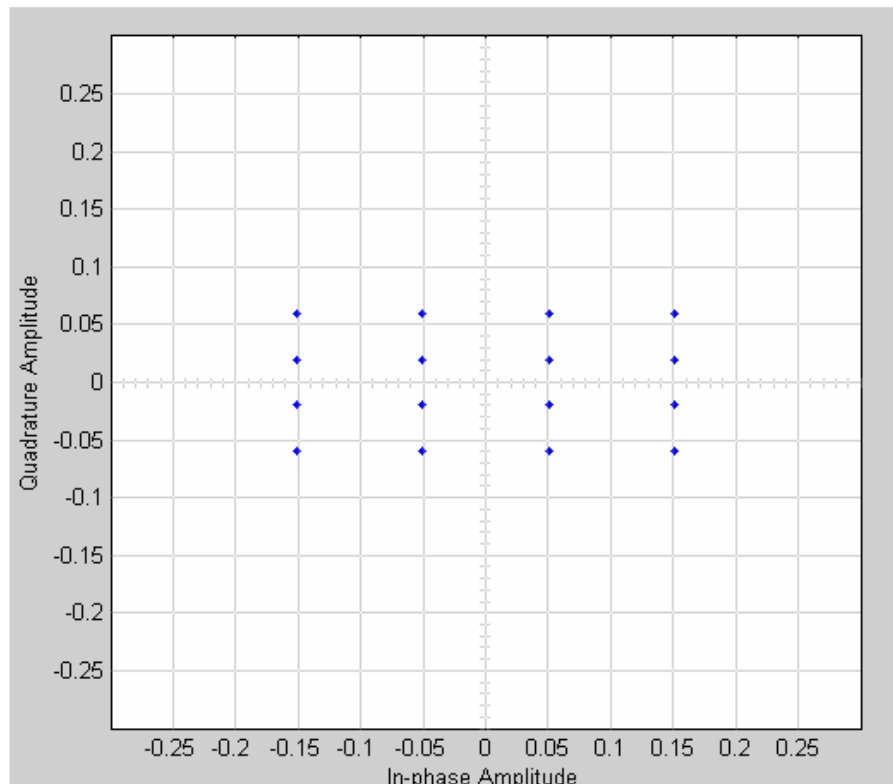
$$x(t) = A \sum_n \Pi(t - nTs) \sqrt{2} \cos(2\pi f_0 t + \phi(u_n))$$

$$\tilde{x}(t) = A \sum_n \Pi(t - nTs) e^{j\phi(u_n)}$$

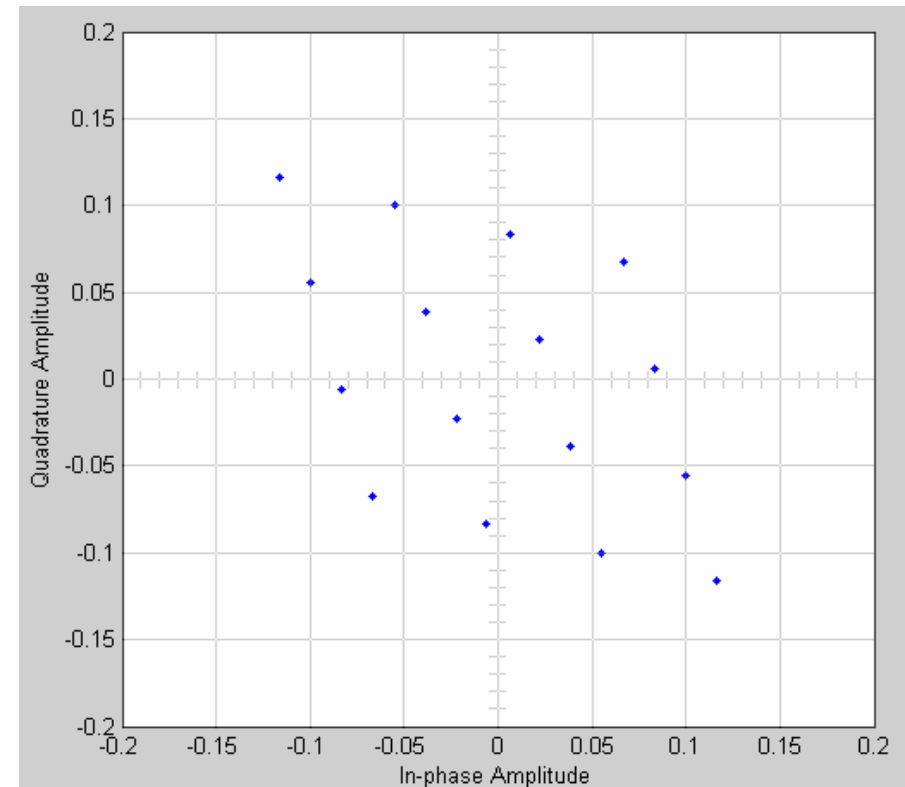
# I-2 Modulations numériques: constellations



- Dans la pratique, les gains et phases des branches de traitement I et Q ne sont pas indentiques => déséquilibre IQ
- La fréquence des oscillateurs locaux sont différents
  - Les gains sur chaque branche également



Déséquilibre I/Q sur les gains



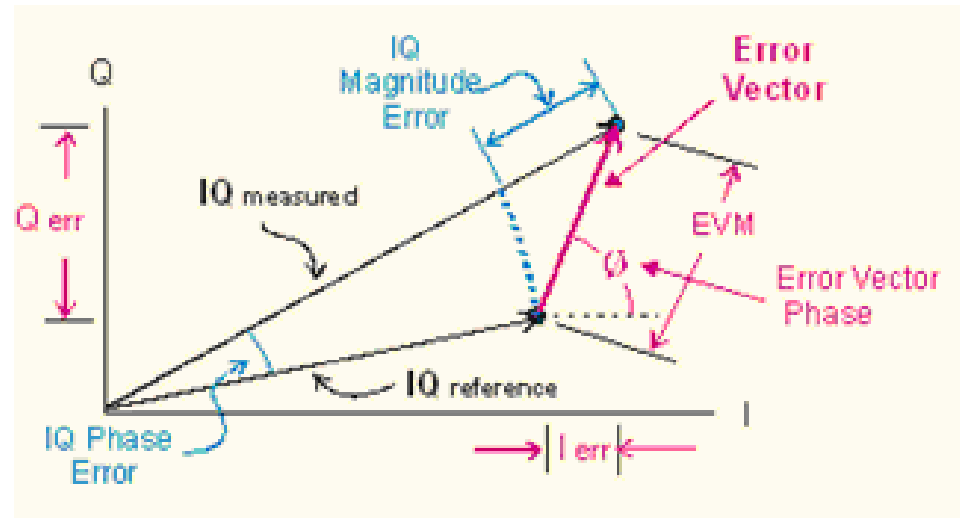
Déséquilibre I/Q sur les phases

- Un paramètre important pour les performances d'une modulation numérique:
- EVM (Error Vector Magnitude):

$$EVM = \sqrt{I_{err}^2 + Q_{err}^2}$$

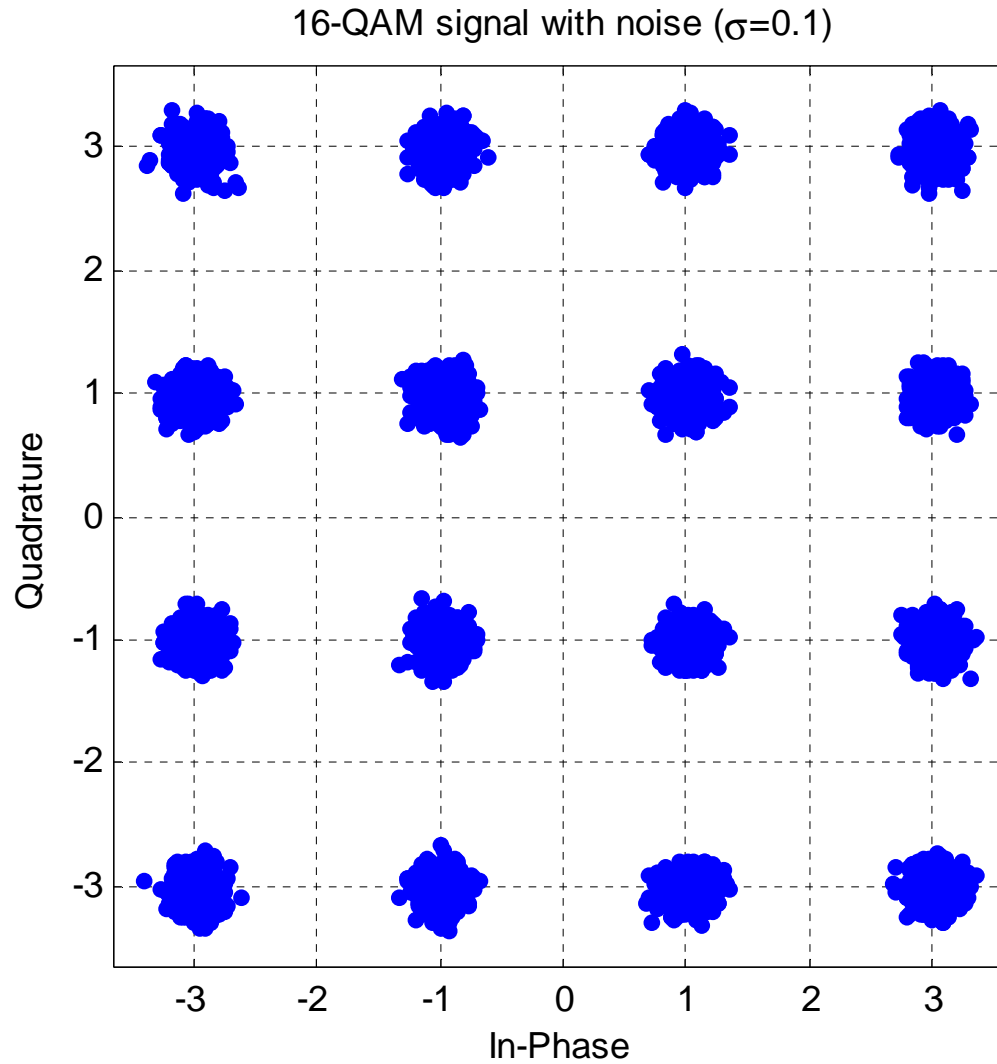
$$I_{err} = I_{ref} - I_{reçu}$$

$$Q_{err} = Q_{ref} - Q_{reçu}$$



- Le bruit au récepteur produit de l'EVM

→ Effet d'un bruit sur une modulation 16-QAM





### → Plusieurs standards dans la famille 802.11

- 802.11b: basé sur l'étalement de spectre DSSS, CCK à 2.4 GHz (ISM)
- 802.11a: couche physique utilisant l'OFDM (5 GHz)
- 802.11g: Idée => profiter de la modulation OFDM dans la bande ISM à 2.4 GHz
- Et aussi:
  - ✓ 802.11h: norme de cohabitation avec radar civil et militaire
  - ✓ 802.11n: Normalisation du MIMO (à venir)



→ Format d'une trame physique DSSS

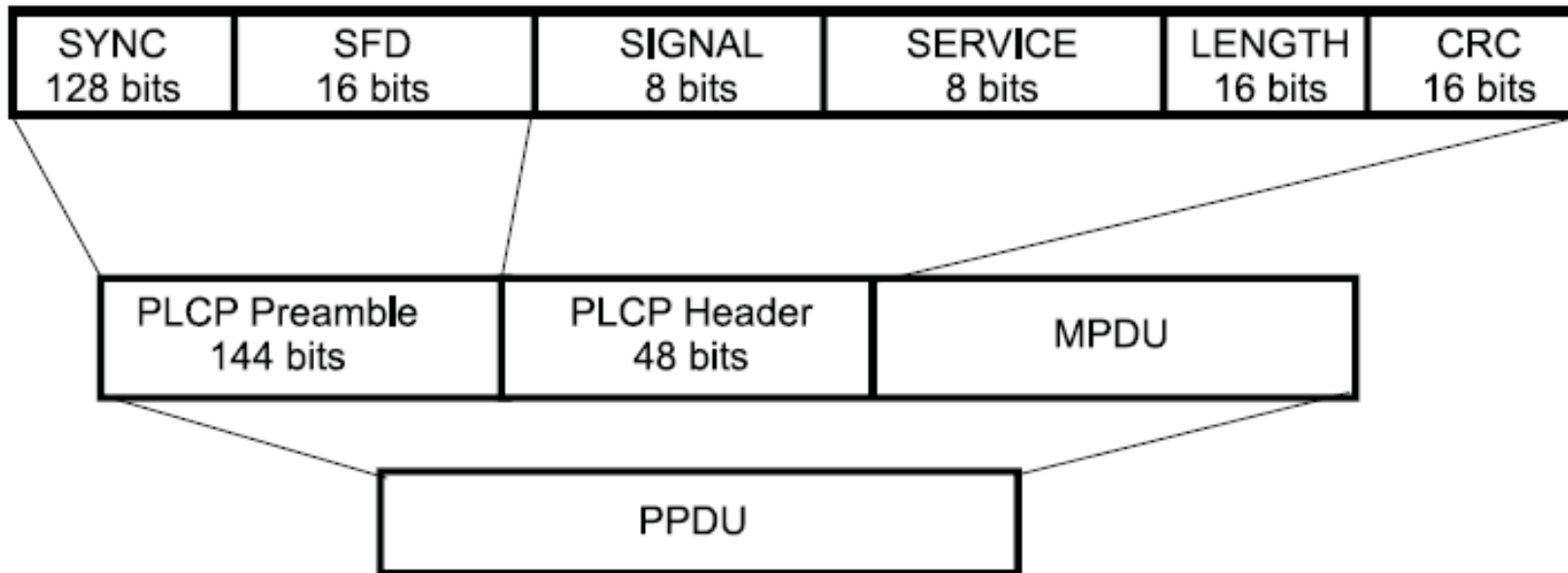
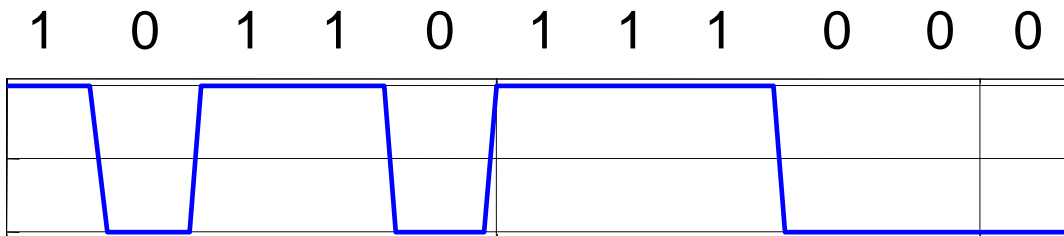


Figure 86—PLCP frame format

## I-3 Signaux à étalement de spectre



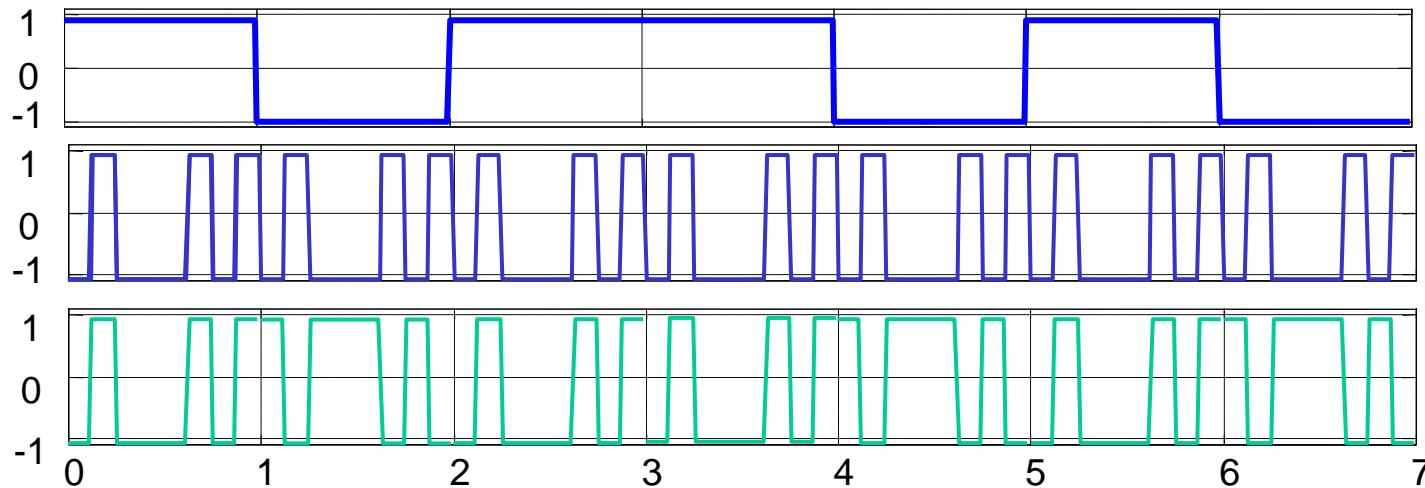
- Principe: Exploiter les propriétés de certains codes:
  - Bonnes propriétés de corrélation.
- Dans le 802.11: DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum)
  - Séquence de barker à 11 bits



## I-3 Signaux à étalement de spectre



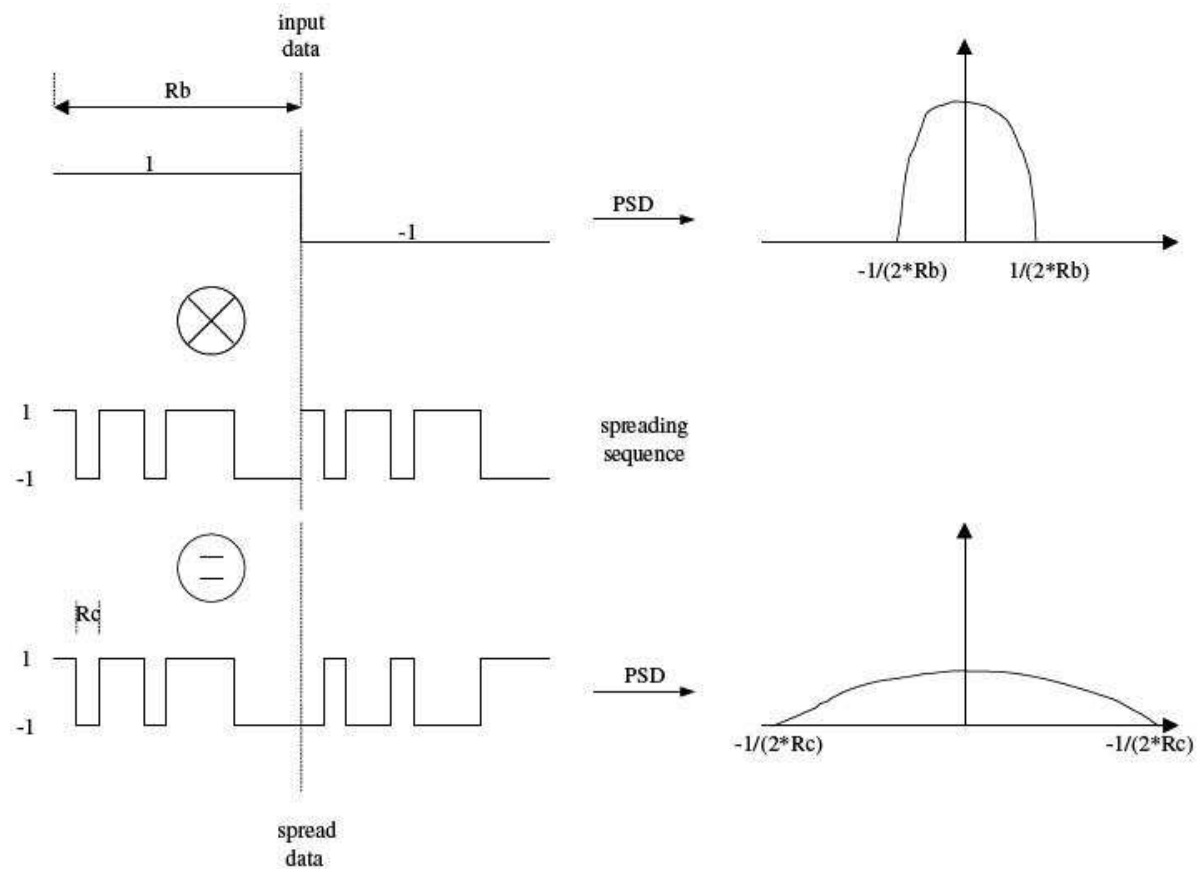
- Idée: Augmenter la cadence du signal à transmettre en multipliant les bits d'information par une séquence plus rapide.
- Dans le 802.11: DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum)
  - Séquence de barker à 11 bits



## I-3 Signaux à étalement de spectre



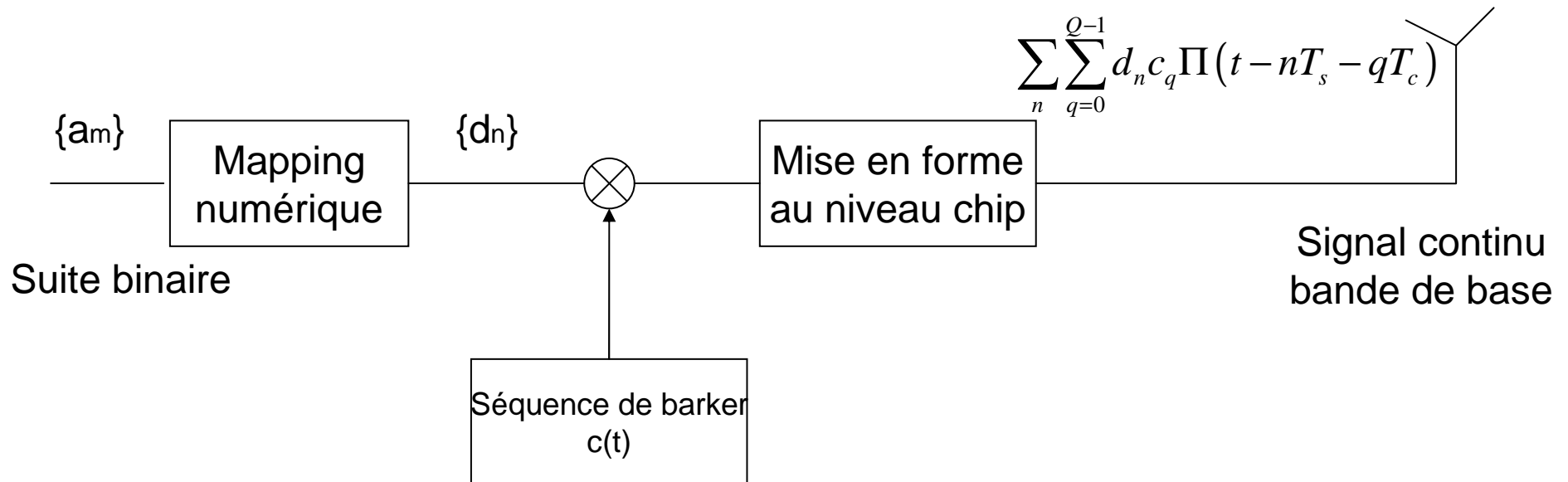
→ Idée: Augmenter le domaine spectrale d'un signal numérique à transmettre.



Direct Sequence Spread Spectrum principle



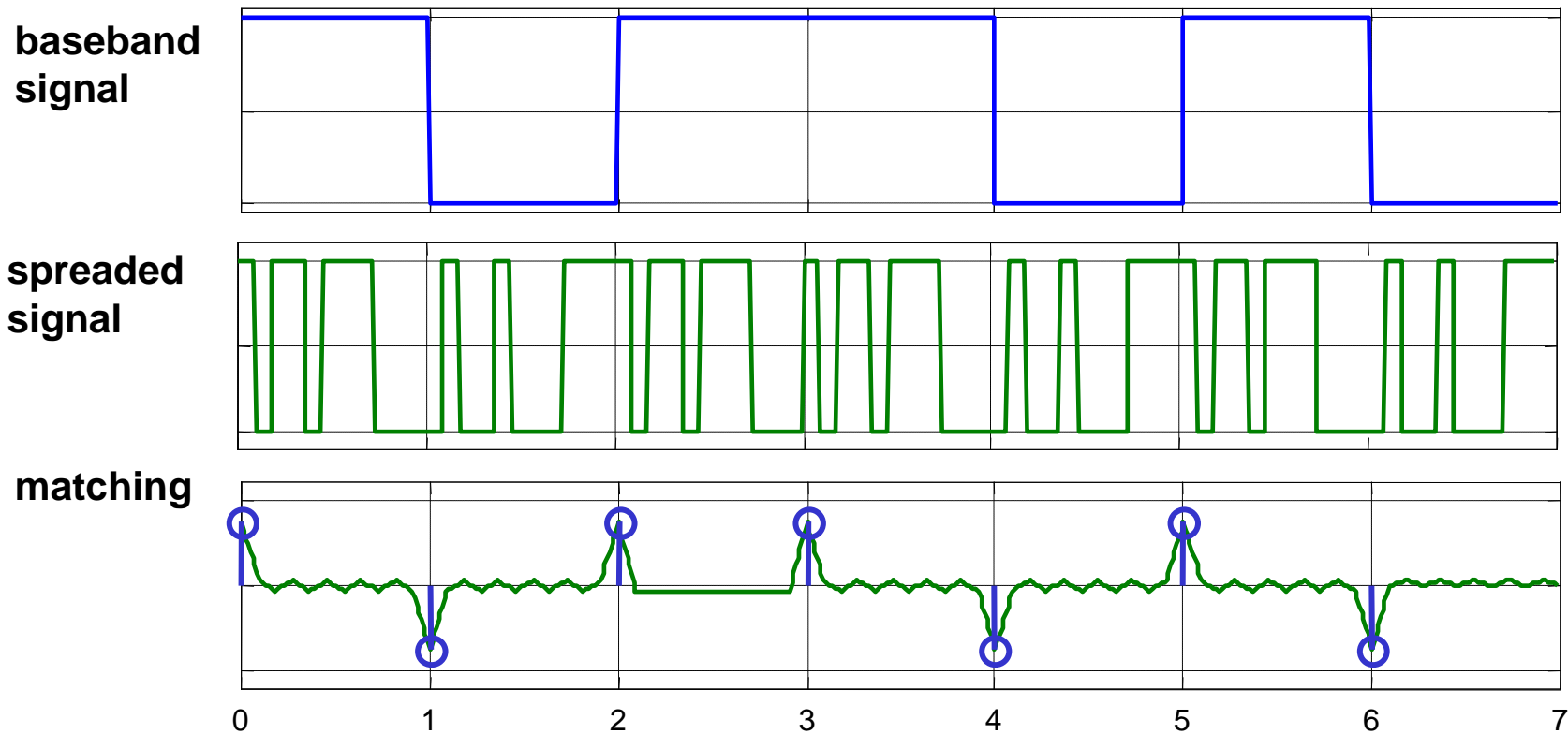
## → Emetteur à étalement de spectre



## I-3 Signaux à étalement de spectre



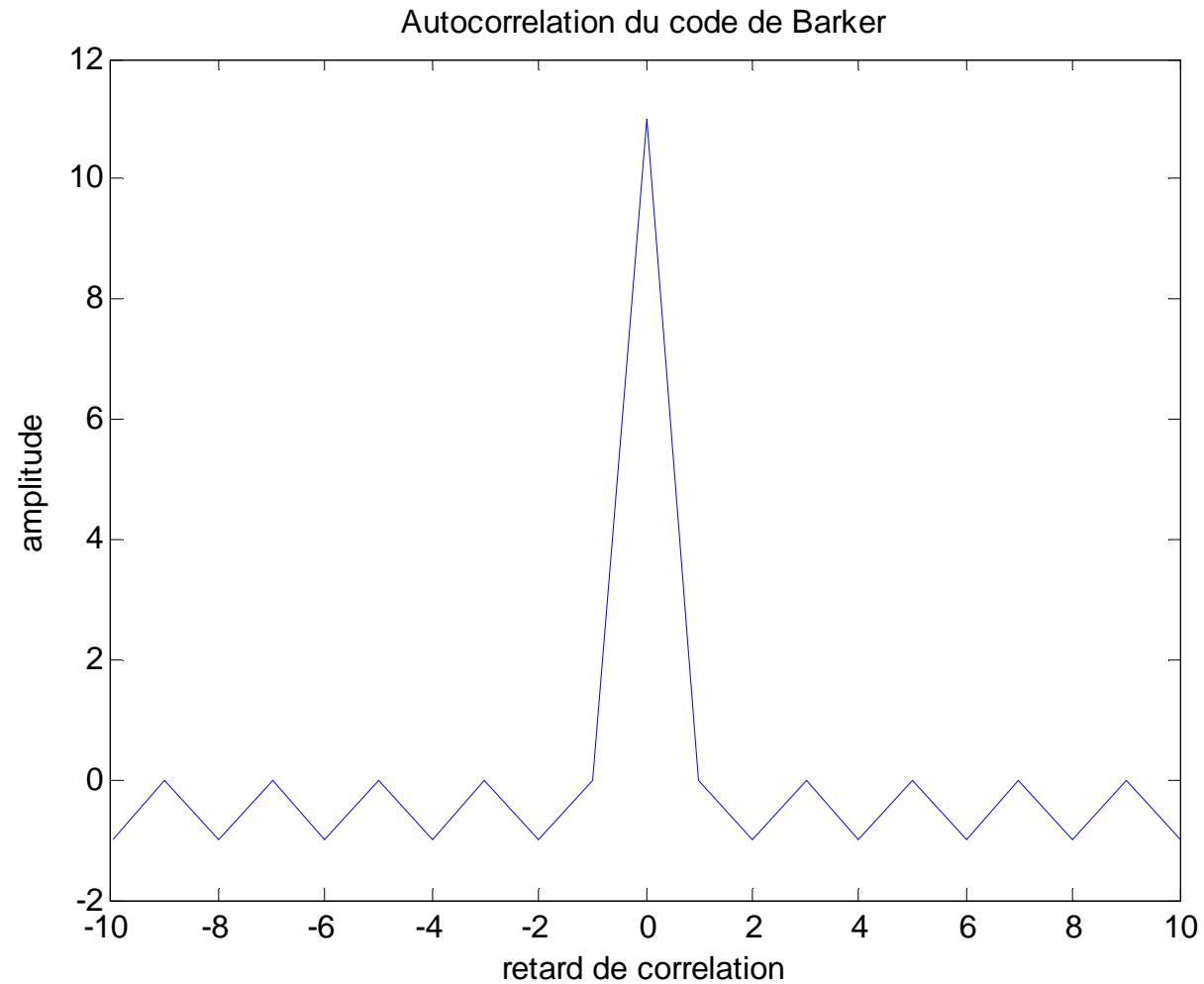
- La séquence de barker utilisée pour l'étalement de spectre a une bonne fonction d'autocorrélation
- 1 bonne fonction d'autocorrélation = 1 dirac



## I-3 Signaux à étalement de spectre

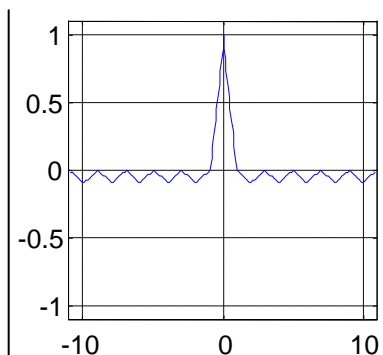
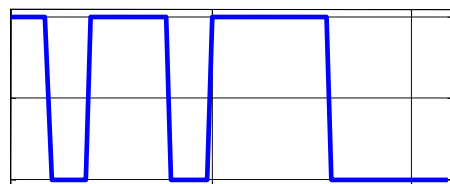


→ Fonction d'autocorrélation de la séquence de barker:

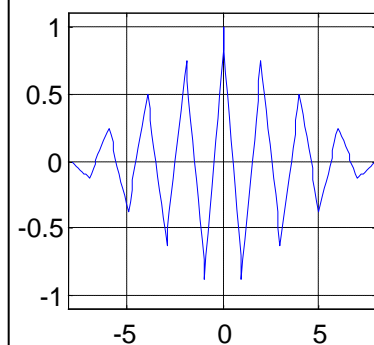
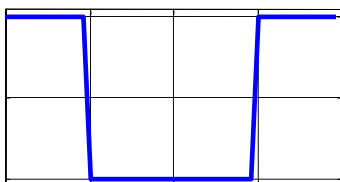




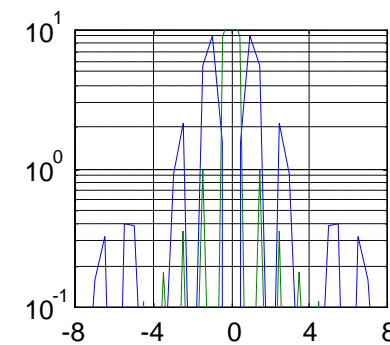
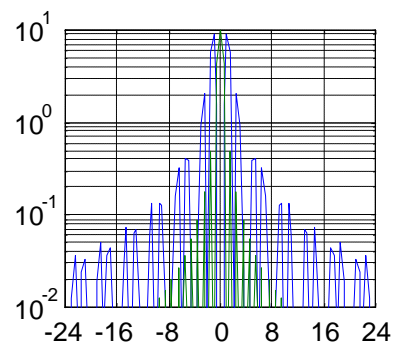
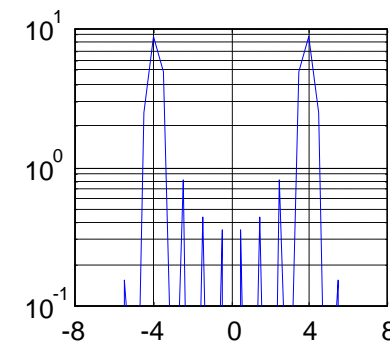
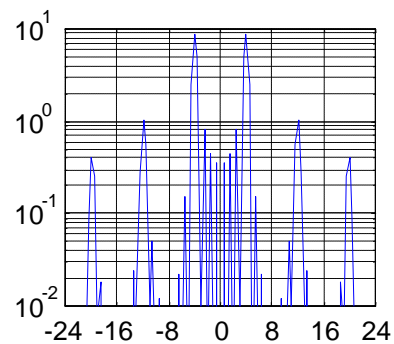
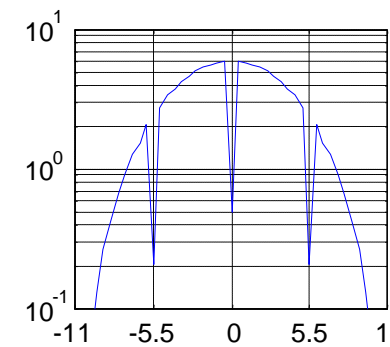
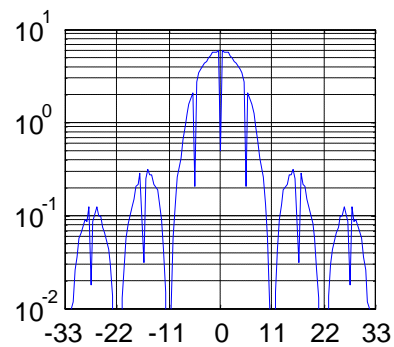
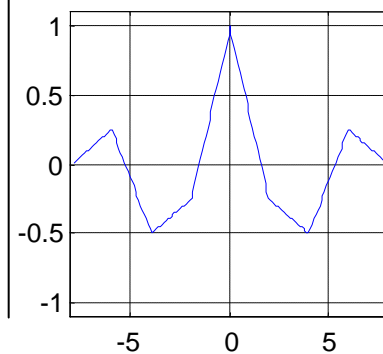
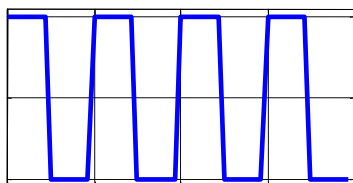
10110111000



11000011



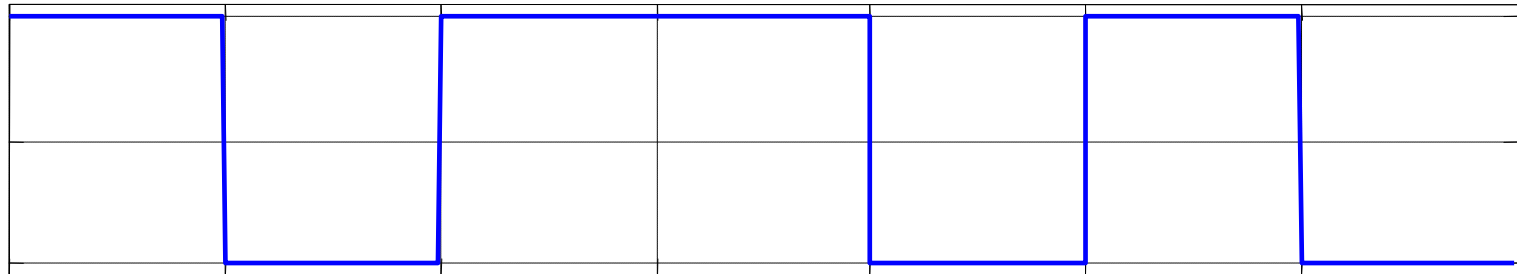
10101010



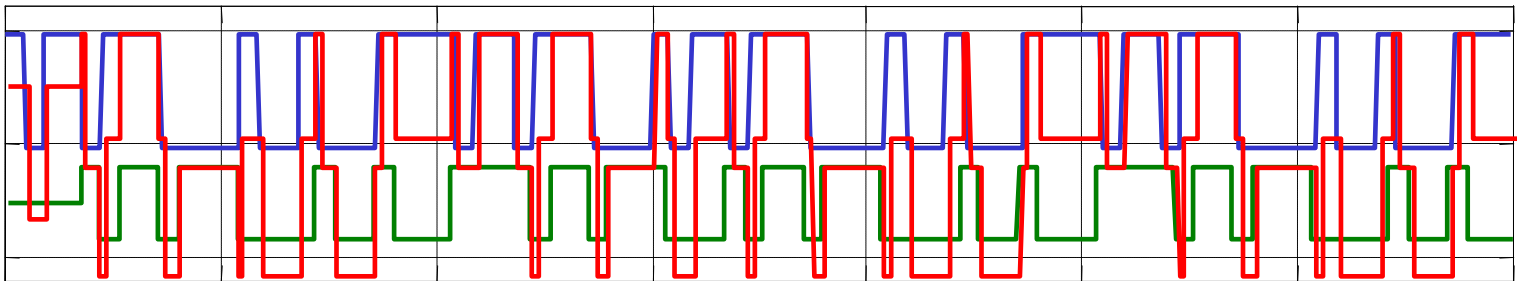
# I-3 l'étalement de spectre en présence d'un chemin double



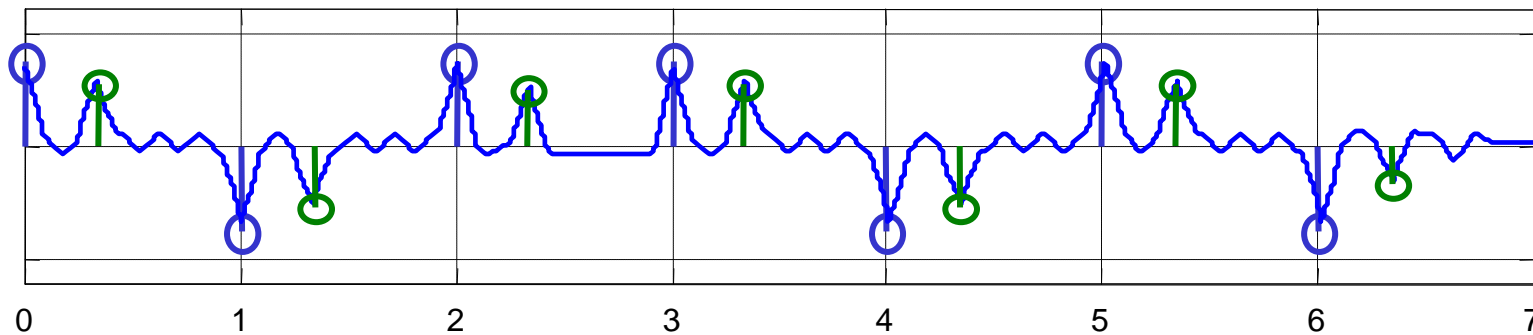
baseband  
signal



spreaded  
signal



matching



## I-4 Introduction à l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

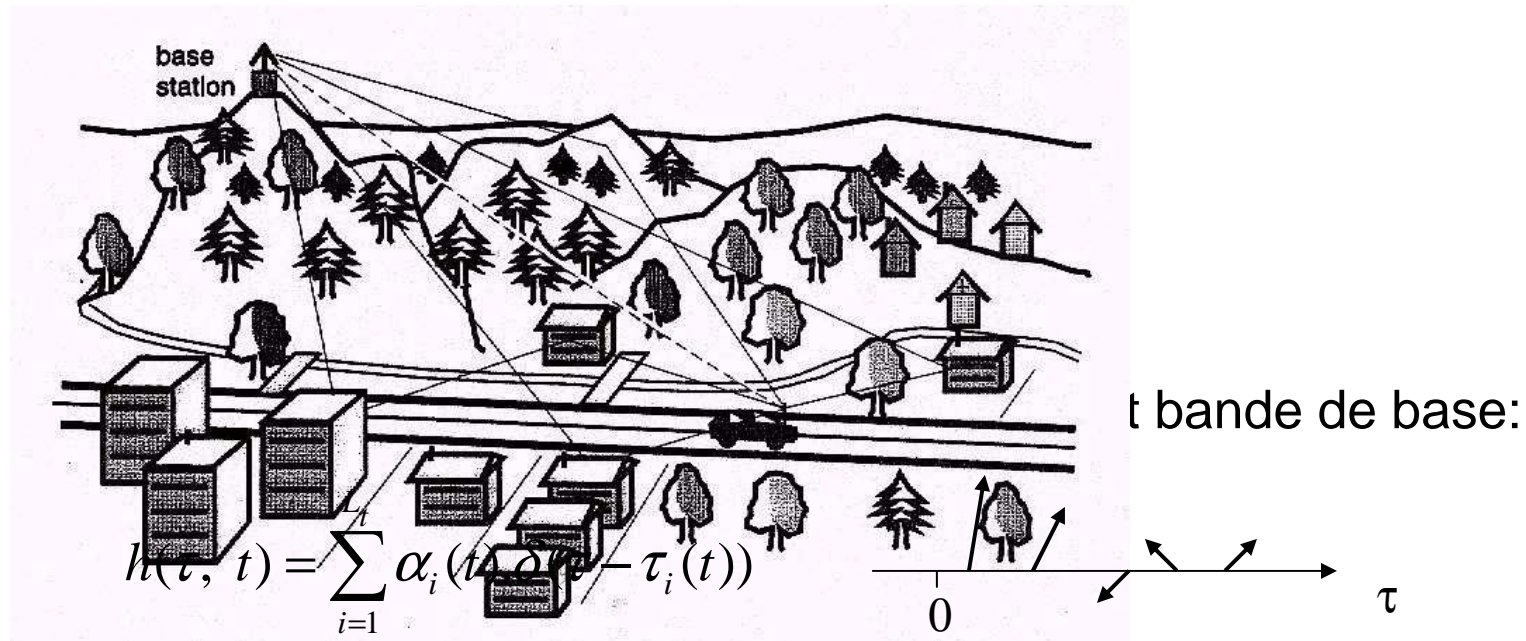


- Technique d'accès au spectre de la norme 802.11a et g (pour les hauts débits)
- Idée basique: Utiliser un grand nombre de sous-porteuse bande étroite en parallèle, plutôt qu'une seule porteuse large bande pour transporter l'information
- L'OFDM est une technique Multi-porteuse
- Avantage:
  - Gestion des multi-trajets du canal de propagation très facile et très efficace
- Inconvénients:
  - Sensible à l'offset en fréquence et au bruit de phase
  - Problème du PAPR (très limitant aujourd'hui)
- Accepter par de nombreux autres standards:
  - DSL, DAB, DVB notamment

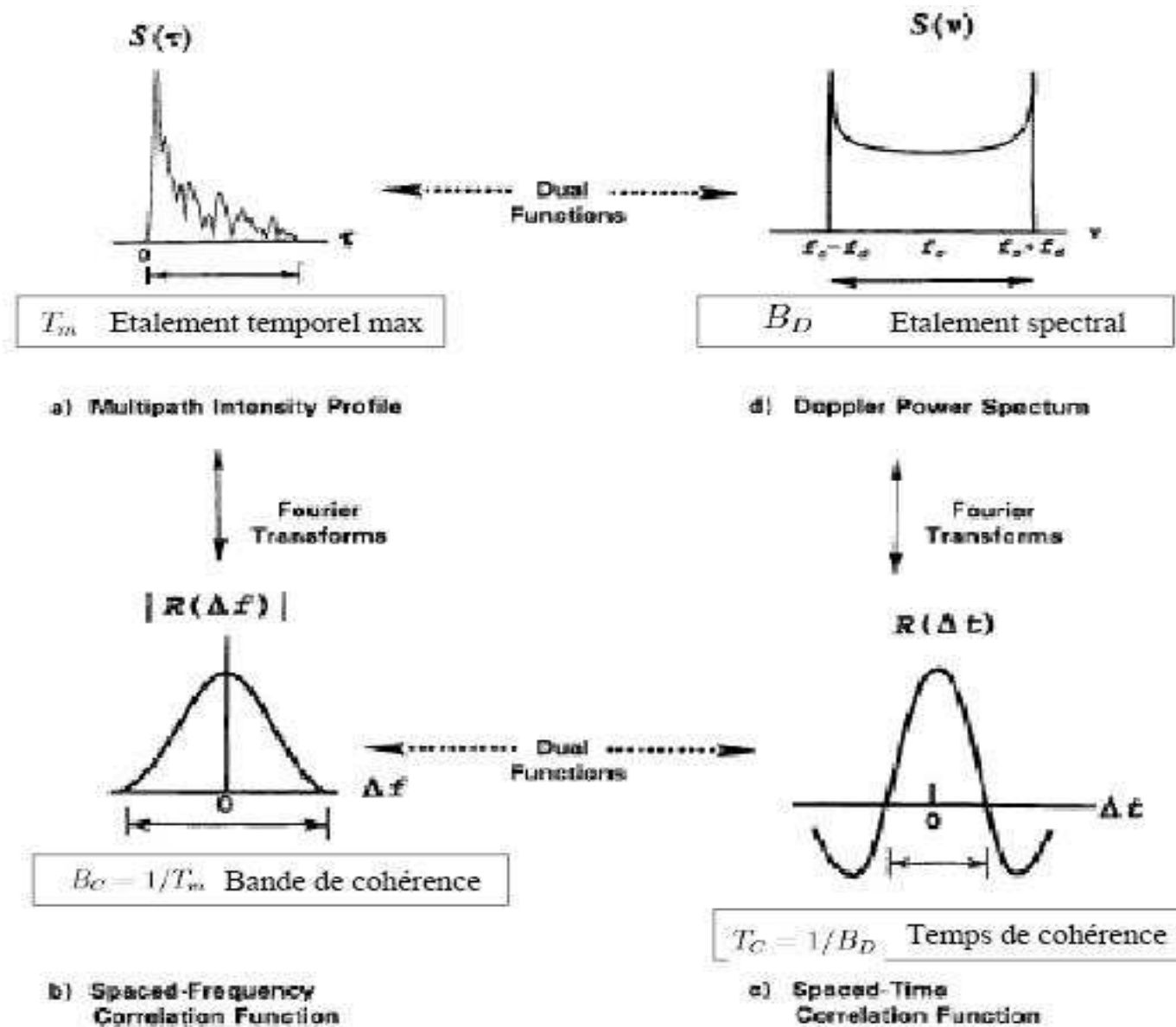
# I-4 Rappels sur le canal de propagation



→ Un canal radio mobile comporte des multitrajets:

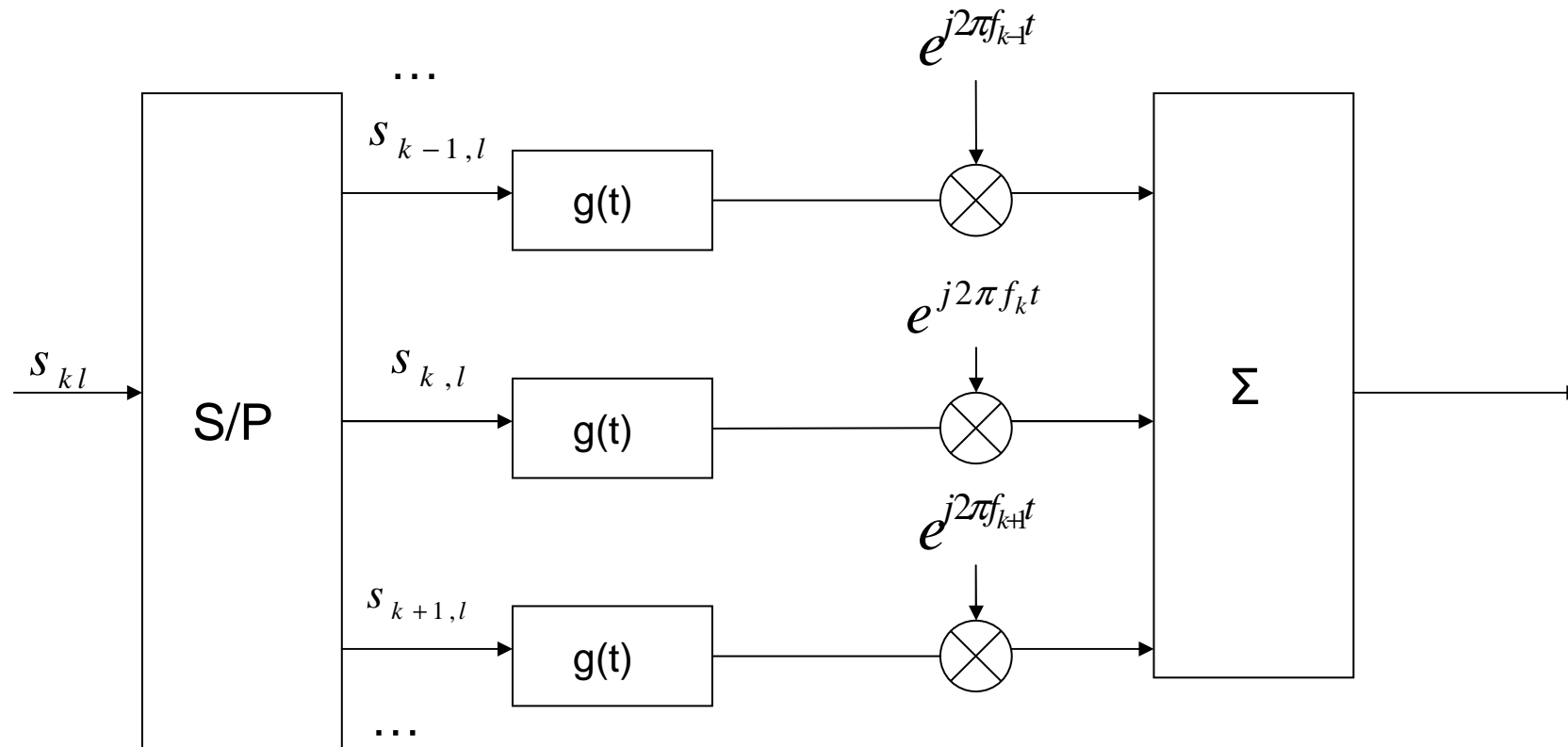


→ Les coefficients du canal => f(t)





→ Comment génère t'on une modulation multi-porteuse ?



$$s(t) = \sum_k e^{j2\pi f_k t} \sum_l s_{kl} g(t - lT_s)$$

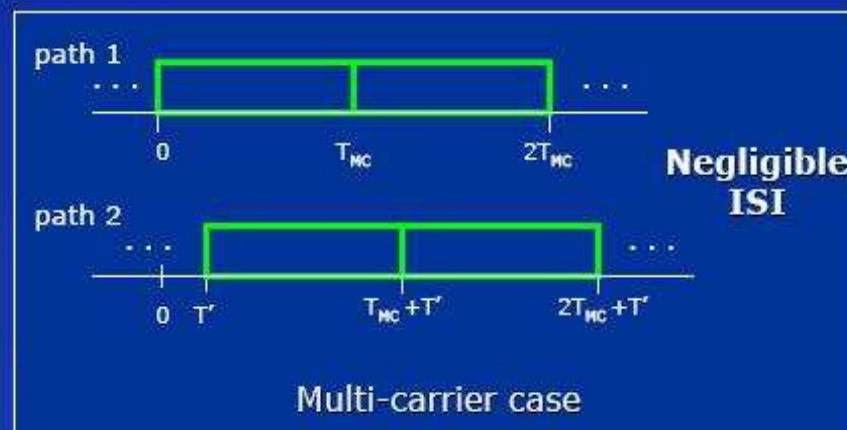
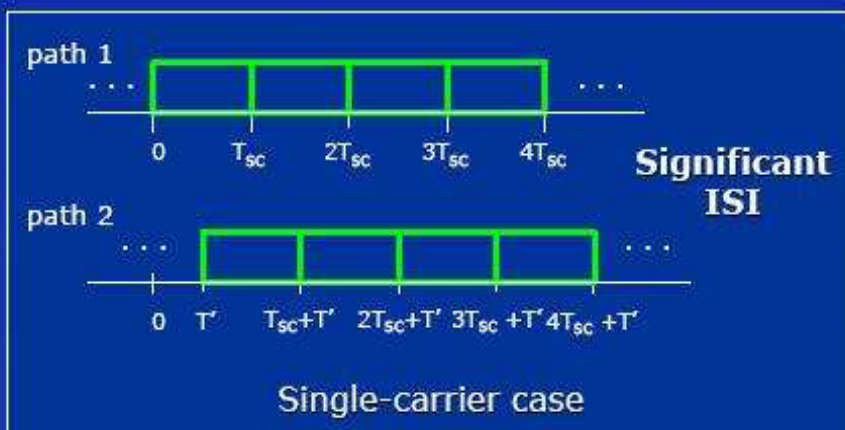
# I-4 Effet d'un canal multi-trajets sur une modulation multiporteuses



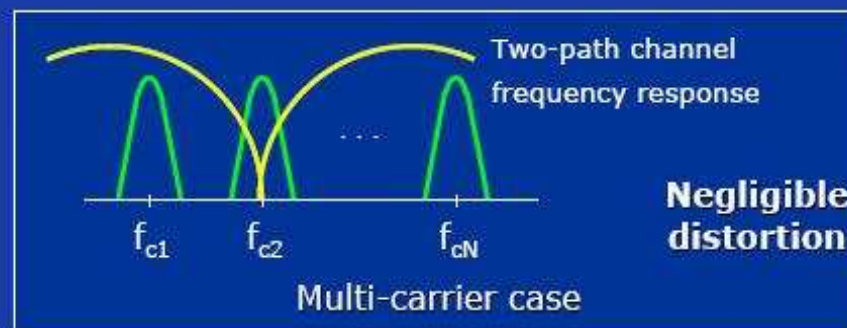
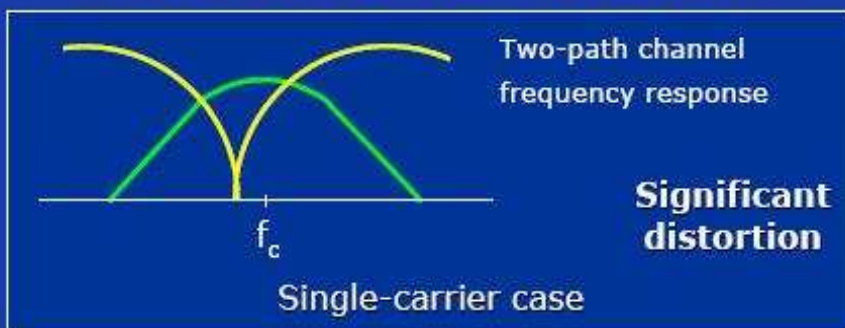
Two-path channel  
relative delay =  $T'$



## Time domain interpretation

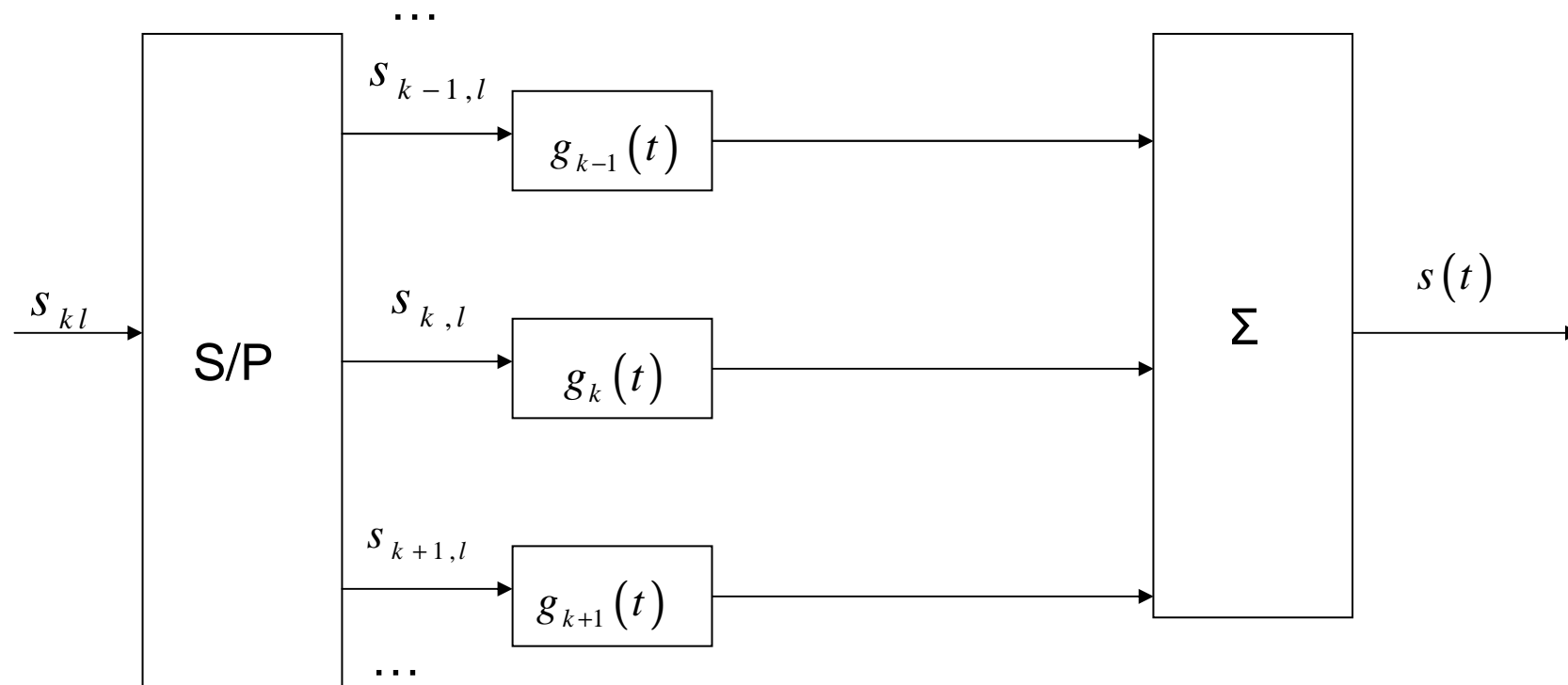


## Frequency domain interpretation



→ On peut également générer un signal OFDM en partant d'une impulsion de mise en forme  $g(t)$  et ses formes décalées

$$g_k(t) = e^{j2\pi f_k t} g(t)$$



$$s(t) = \sum_l \sum_k s_{kl} g_k(t - lT_s) = \sum_{kl} s_{kl} g_{kl}(t)$$



→ Définition: Dans l'espace vectoriel des signaux à énergie finis, le produit scalaire de deux signaux  $s(t)$  et  $r(t)$  est:

$$\langle s, r \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} s^*(t) r(t) dt$$

→ Rmq: 2 signaux sont orthogonaux si leur produit scalaire est nul.

→ Pour construire un système MCM (Multi-Carrier Modulation)

- Banc de filtre orthogonaux au sens du produit scalaire

$$\langle g_{kl}, g_{k'l'} \rangle = \delta_{kk'} \delta_{ll'}$$

→ L'orthogonalité assure que le symbole peut être retrouvé sans IES, à la sortie du détecteur:

$$D_{kl} [s] = \langle g_{kl}, s \rangle = s_{kl}$$



→ Deux façons d'atteindre l'orthogonalité pour les modulations multi-porteuse:

- On choisit des impulsions à bande limitée qui sont orthogonales en temps.

✓ Base de Nyquist

$$g_{0l}(t) = g_0(t - lT_s) \quad l \in \{0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$$

$$\langle g_{0l}, g_{0l'} \rangle = \delta_{ll'}$$

$$BT_s = 1 + \alpha$$

$$f_k = k \frac{1 + \alpha}{T_s}$$

$$g_k(t) = e^{j2\pi f_k t} g_0(t)$$

➤ => Les impulsions sont strictement séparées pour différent k. => Orthogonalité des sous-porteuses.

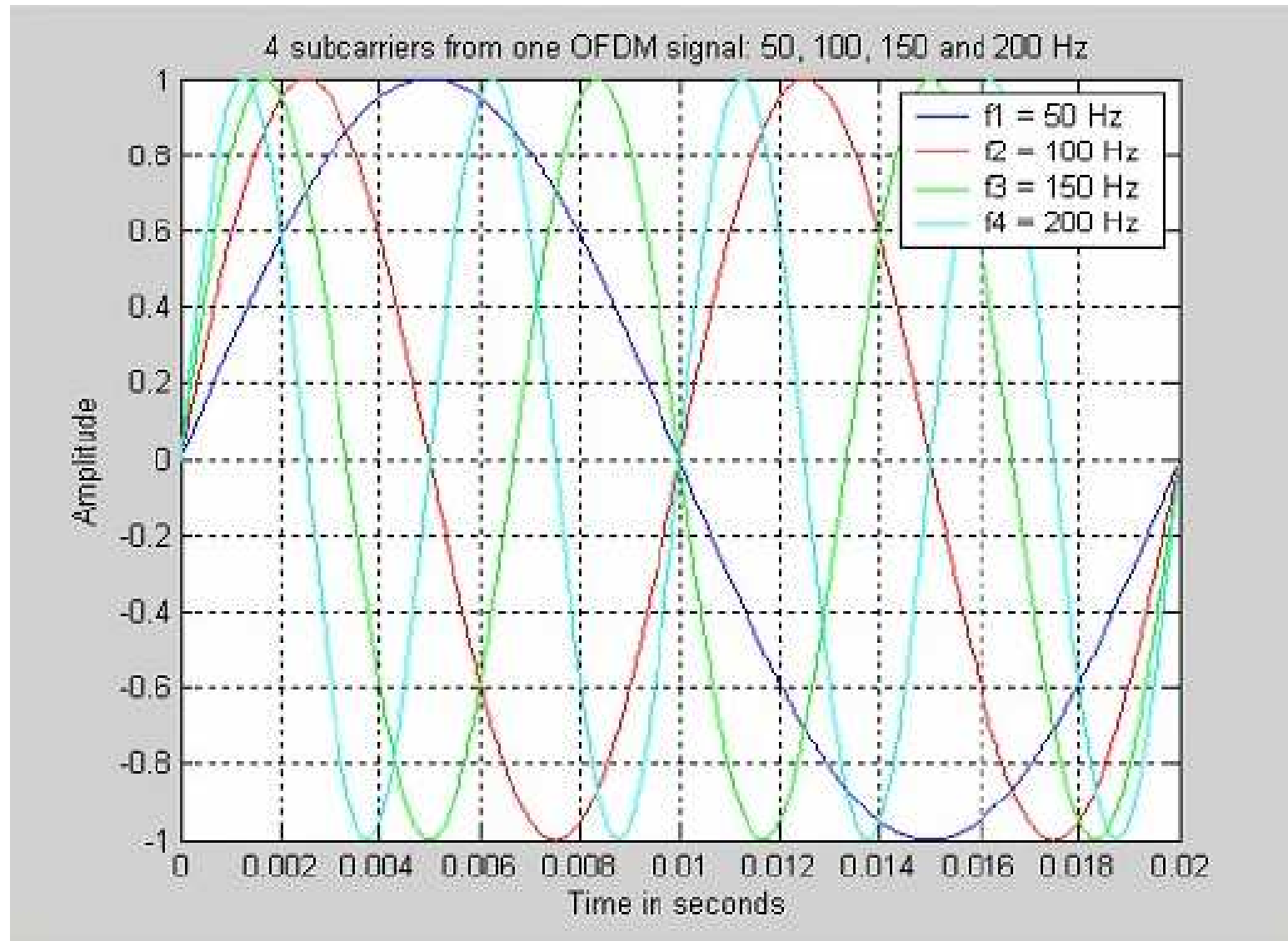
- On choisit des impulsions limités en temps et orthogonales en fréquences

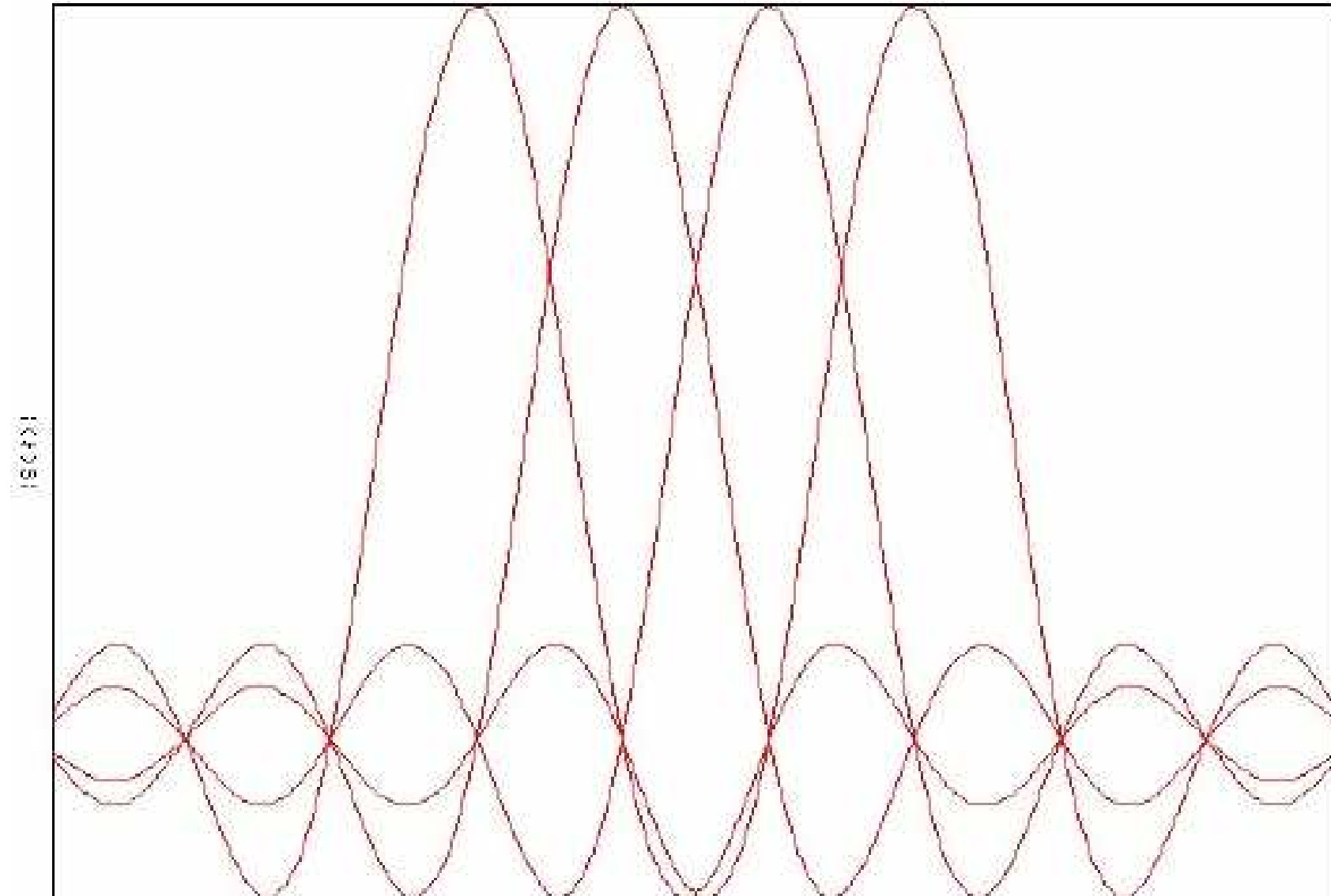
✓ => ce sont les impulsions de l'OFDM

✓ Les exponentiels complexe de Fourier limitées en temps répondent à ce critère

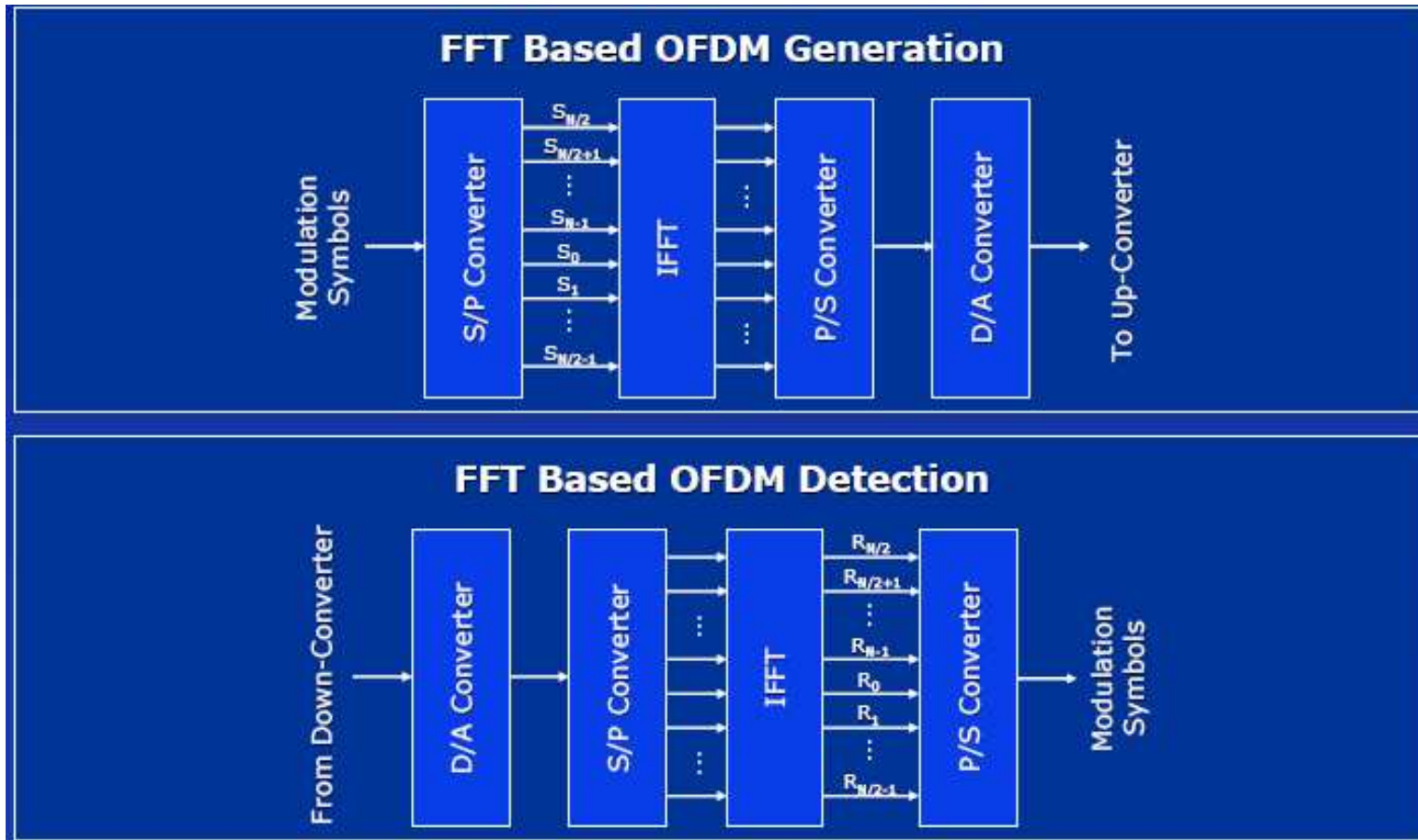
$$g_k(t) = \sqrt{\frac{1}{T_s}} e^{j2\pi \frac{k}{T_s} t} \Pi\left(\frac{t}{T_s} - \frac{1}{2}\right)$$

## I-4 Introduction à l'OFDM





## I-4 Introduction à l'OFDM: implémentation par FFT



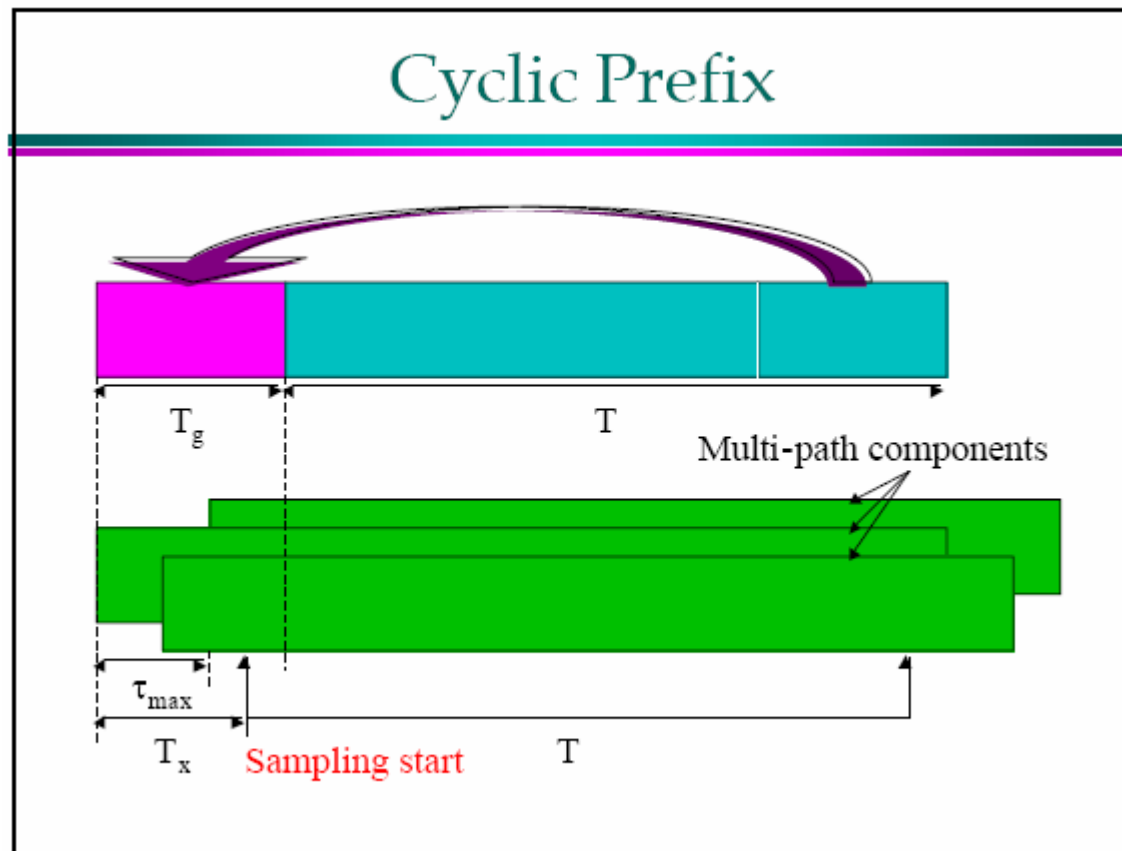
$$s(t) = \sqrt{\frac{1}{T_s}} \sum_{k=-K/2}^{K/2} s_k e^{j2\pi \frac{k}{T_s} t} \Pi\left(\frac{t}{T_s} - \frac{1}{2}\right)$$

$$s_k = \langle g_k, s \rangle = \frac{1}{\sqrt{T_s}} \int_0^{T_s} e^{-j2\pi \frac{k}{T_s} t} s(t) dt$$

## I-4 OFDM et Intervalle de Garde



- En l'absence de canal de propagation  $h(t)$ , ce schéma eut été suffisant!
  - Le canal de propagation consiste en plusieurs trajets qui vont détruire l'orthogonalité entre sous-porteuse si recherchée.
- Solution: insérer un intervalle de garde: Préfixe Cyclique



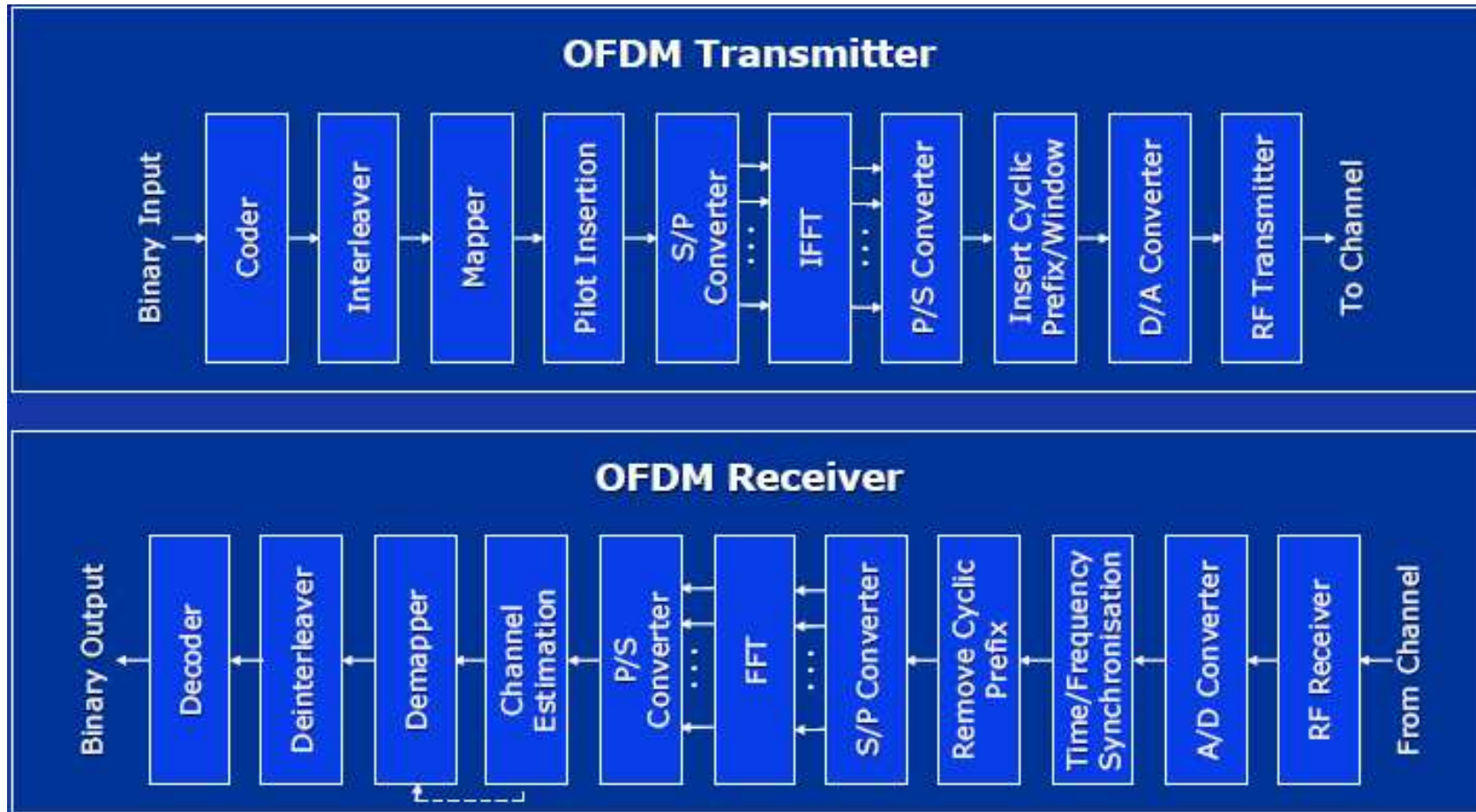


- On définit une nouvelle impulsion de base qui prend en compte le préfixe cyclique:

$$g'_k(t) = \sqrt{\frac{1}{T_s}} e^{j2\pi\frac{k}{T}t} \Pi\left(\frac{t + \Delta}{T_s} - \frac{1}{2}\right)$$

- On considère un canal multi-trajets  $h(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \text{ ou } t > \tau \\ h(t) & \end{cases}$

## I-4 Introduction à l'OFDM: Chaîne de communication typique OFDM



# I-4 Spectre OFDM à 64 sous-porteuses

