

# Chapitre 10

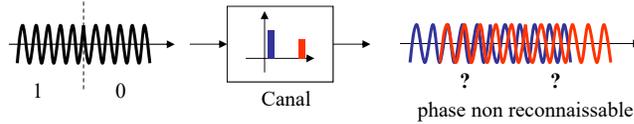
## Modulation à porteuses multiples et OFDM

## Transmission de données dans un canal BPL

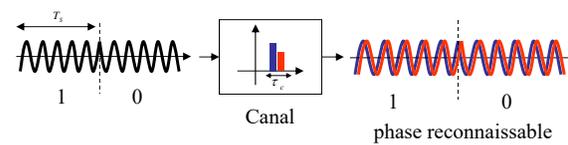
- On a vu que lorsque le canal de communication est à bande passante limitée, des problèmes de IIS se manifestent
- Lorsque le canal BPL est sans distorsion, on peut concevoir des signaux de modulation qui neutralisent l'IIS
- Lorsque le canal BPL est à distorsion, on peut concevoir des égalisateurs pour aplatir sa réponse en fréquence, le rendant ainsi sans distorsion
- Peut-on faire autrement? Et qu'est-t-il pour un canal évanescent, ou un système de communication multi-usager?

## Modulation à porteuse simple dans un canal BPL

- Si  $T_s \sim \tau_c$ , alors présence considérable d'IIS

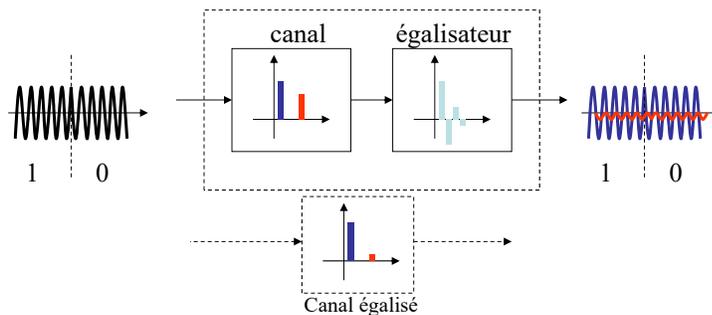


- Si  $T_s \gg \tau_c$ , l'IIS n'a pratiquement pas d'effet



**Mais la condition impose un taux de données  $1/T_s$  faible!**

## Solution de l'IIS par égalisation de canal



- L'égalisation peut apporter des problèmes :
  - Besoin éventuel d'entraînement (donc, débit effectif plus bas)
  - Complexité computationnelle
  - Difficile à mettre en œuvre dans un canal variant dans le temps

## Modulation à porteuses multiples

- On peut aussi régler le problème d'un canal BPL à distorsion en divisant la bande passante en sous-bandes suffisamment étroite pour paraître « plates »

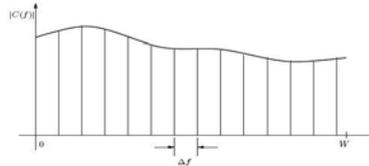
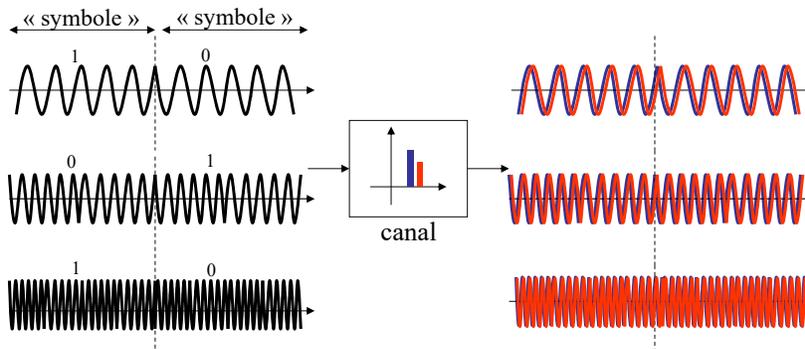


Figure 1: Subdivision of the channel bandwidth  $W$  into band subchannels of equal width  $\Delta f$

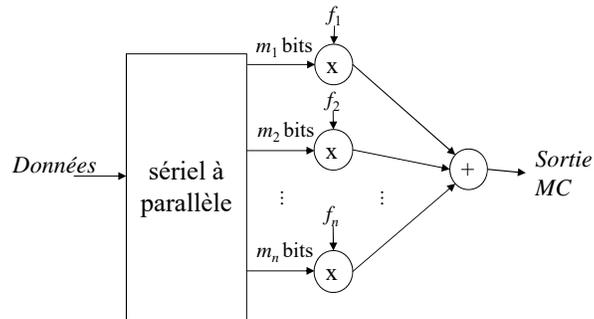
- On peut corriger alors le faible débit occasionné en transmettant en parallèle plusieurs symboles, ou groupes de symboles, en utilisant plusieurs sous-canaux

## Modulation à porteuses multiples

- Le fait d'avoir plusieurs sous-canaux plats permet d'éliminer l'ÉIS sans besoin d'égalisateur



## Principe d'un système de communication à porteuses multiples

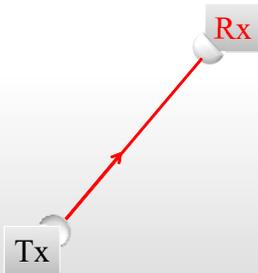


MIC4240

7

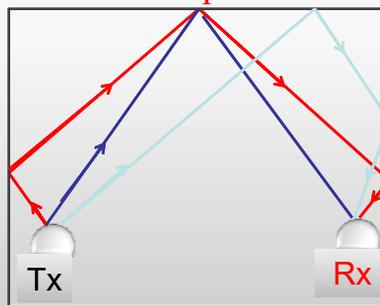
## Cas de propagation à chemins multiples

### Ligne de visée



- Le bruit est le facteur principal limitant le débit

### Chemins multiples



- La présence d'IIS rend difficile d'atteindre de hauts débits

MIC4240

8

## IIB et réflexions multiples

Signal transmis

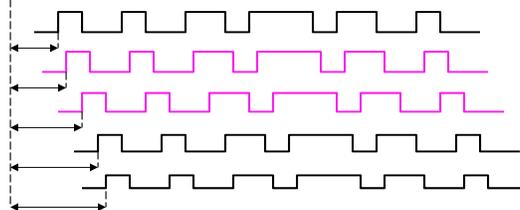


Signaux reçus:

Ligne de visée :



Réfléchis:



Les signaux s'additionnent  
→ distorsion!

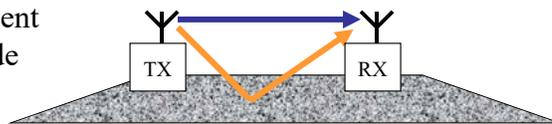
Délais



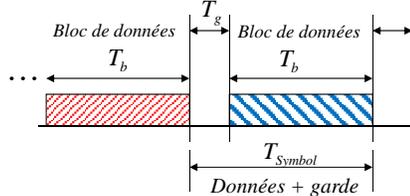
- L'effet des réflexions peut être réglé en introduisant des intervalles de garde entre les « symboles » transmis

## Intervalle de garde

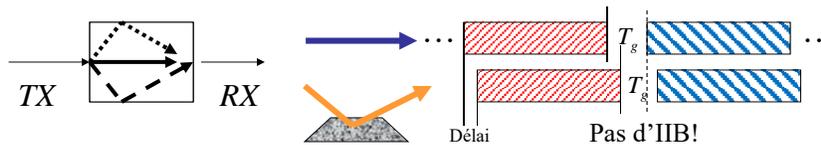
L'intervalle de garde prévient l'interférence entre blocs de données successifs



Intervalle de garde



- $T_g$  doit être plus grand que le délai de propagation maximal
- L'IIB est évité, mais pas l'IIS dans les blocs individuels transmis



## Analyse d'un signal PM

- Se fait de la même façon que pour un signal à porteuse unique, mais en étudiant chaque porteuse séparément.

Signal transmis:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi F_c t} x(t) \right\}$$

$F_c$  : fréquence de la porteuse

Signal complexe en bande de base équivalent:

$$x(t) = \sum_{\substack{k=-\frac{N_F}{2} \\ k \neq 0}}^{\frac{N_F}{2}} c_k e^{j2\pi k \Delta F t} \quad 0 \leq t \leq T_{\text{Symbol}}$$

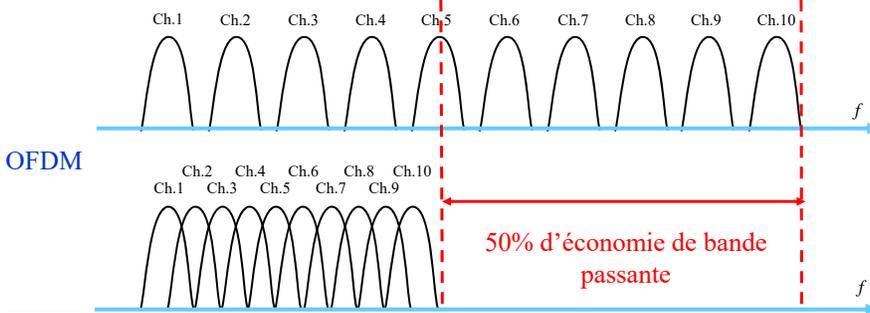
$k\Delta F$  : décalage en bande de base pour  $F_c$

$c_k = \text{data}$

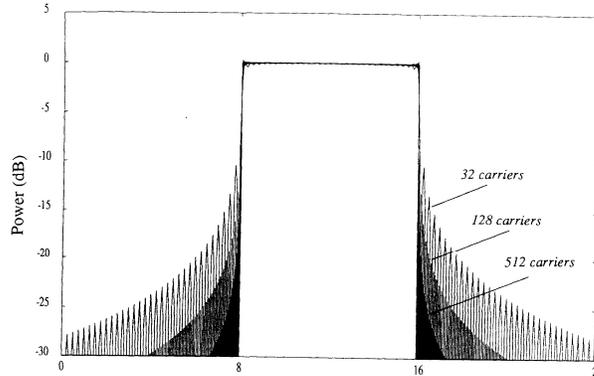
## OFDM

- Multiplexage par division orthogonale de fréquence (OFDM); appelé aussi modulation par décalage orthogonal de fréquence (OFSK)
- Modulation PM qui utilise en grand nombre de sous-porteuses orthogonales de fréquences voisines, multiples de  $1/T$ , chacune modulée à un taux de symbole bas

Modulation PM régulière



## Occupation spectrale de OFDM



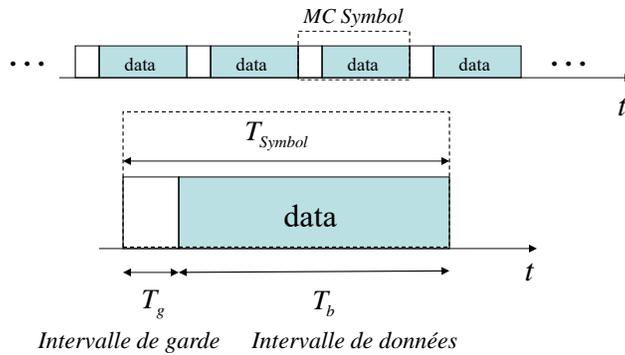
Densité spectrale de puissance d'un signal OFDM pour  $T=125$  nsec,  $f_0=8$ MHz

Le spectre de fréquences tend vers un spectre rectangulaire idéal à mesure que le nombre de porteuses augmente

- Le canal global se comporte comme un canal sans distorsion

## Structure de modulation à porteuses multiples

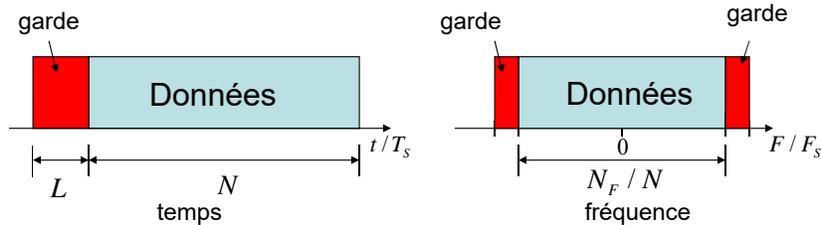
Chaque symbole PM occupe un intervalle de temps divisé en zone de données et bande de garde



Avec  $T_g > \tau_{MAX}$  Temps de réponse max du canal

## Paramètres OFDM

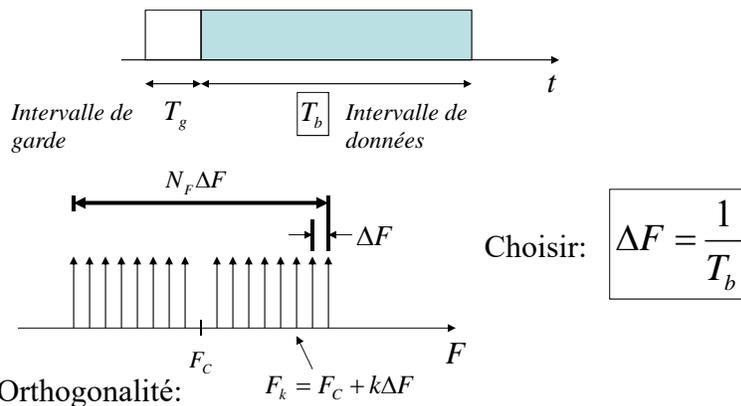
- $F_s$  Fréquence d'échantillonnage des symboles en Hz
- $N$  Longueur du champ de données en nombre d'échantillons
- $L$  Longueur du préfixe cyclique en nombre d'échantillons
- $N_F \leq N$  Nombre total de porteuses de données



MIC4240

15

## Orthogonalité des sous-porteuses

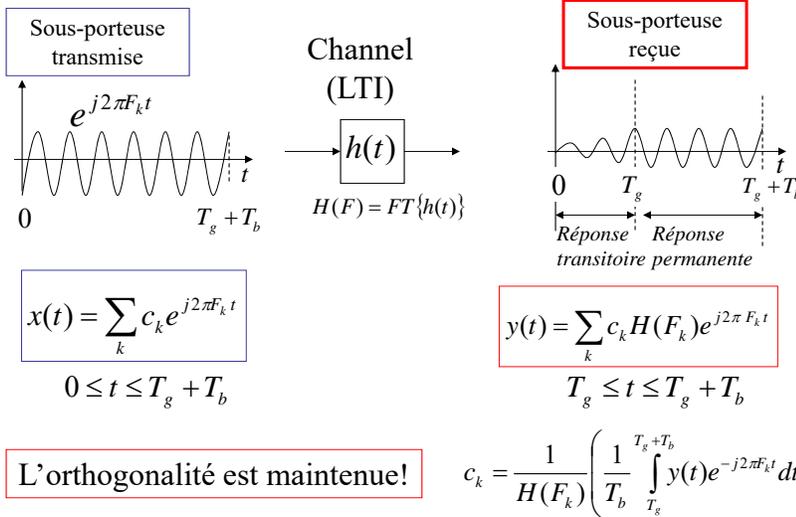


$$\frac{1}{T_b} \int_{t_0}^{t_0+T_b} e^{j2\pi F_k t} e^{-j2\pi F_\ell t} dt = \frac{1}{T_b} \int_{t_0}^{t_0+T_b} e^{j2\pi(k-\ell)\Delta F t} dt = \begin{cases} 1 & \text{if } k = \ell \\ 0 & \text{if } k \neq \ell \end{cases}$$

MIC4240

16

## Orthogonalité à la réception



MIC4240

17

## Symboles OFDM en temps discret

Posons

- $F_s$  : fréquence d'échantillonnage en Hz
- $N \geq N_F$  : Nombre de données dans chaque symbole transmis
- $\Delta F = 1/(N T_s) = F_s / N$  : espacement des sous-porteuses

Alors:

$$x(nT_s) = \frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N_F}{2}}^{\frac{N_F}{2}} c_k e^{j2\pi k \frac{\Delta F}{F_s} (n-L)} = \frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N_F}{2}}^{\frac{N_F}{2}} c_k e^{jk \frac{2\pi}{N} (n-L)}$$

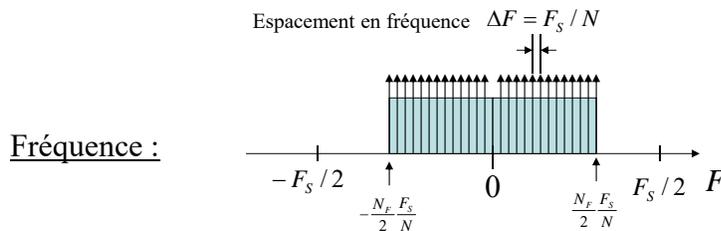
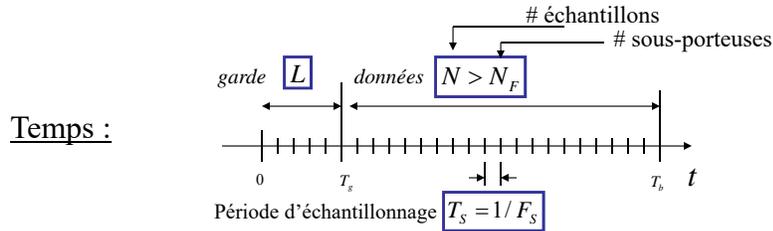
$n = 0, \dots, L + N - 1$

où  $T_g = L \times T_s$  est l'intervalle de garde

MIC4240

18

## Symboles OFDM en temps et fréquence



MIC4240

19

## Symboles OFDM et FFT

$$\begin{aligned}
 x[n+L] &= \frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N_F}{2}}^{\frac{N_F}{2}} c_k e^{jk\frac{2\pi}{N}n} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{\frac{N_F}{2}} c_k e^{jk\frac{2\pi}{N}n} + \frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N_F}{2}}^{-1} c_k e^{j(N+k)\frac{2\pi}{N}n} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{jk\frac{2\pi}{N}n} = \text{IFFT}\{X[k]\}
 \end{aligned}$$

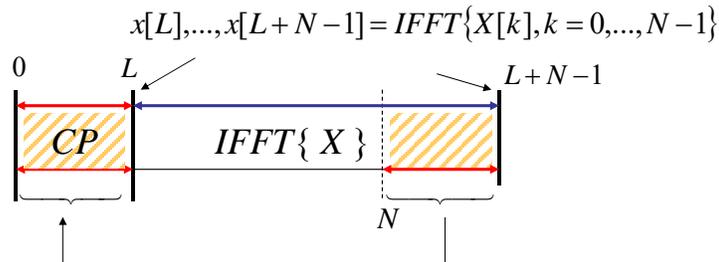
où :

$X[k] = c_k,$	$k = 1, \dots, N_F / 2$	Sous-porteuses positives
$X[N+k] = c_k,$	$k = -1, \dots, -N_F / 2$	Sous-porteuse négatives
$X[k] = 0,$	otherwise	Fréquences non utilisées

MIC4240

20

## Période de garde avec préfixe cyclique (CP)



Le CP exploite la périodicité de la FFT inverse

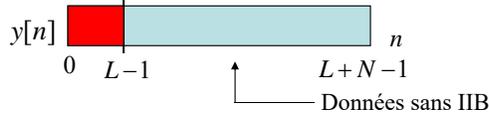
$$\begin{aligned}
 x[n] = x[N+n] &\Rightarrow \begin{aligned} x[0] &= x[N] \\ x[1] &= x[N+1] \\ &\dots \\ x[L-1] &= x[L+N-1] \end{aligned}
 \end{aligned}$$

## Impact de CP sur le débit

- Ex.: Système OFDM avec bande passante totale  $B = 1$  MHz utilisant  $N = 128$  sous-porteuse, symboles 16QAM et préfixe cyclique de longueur  $\mu = 8$ 
  - Chaque sous-canal est de largeur  $B_N = B/128 = 7.812$  kHz;
  - La durée de symbole minimale correspondante est  $T_N = 1/B_N = 128 \mu s$ ;
  - Chaque bloc OFDM transmis dure  $T = T_N + 8/B = 136 \mu s$  ou plus
  - La surcharge due au préfixe cyclique est  $8/128 = 6.25\%$ ;
  - Le débit total est  $128 \times \log_2 16 \times 1/(136 \times 10^{-6}) = 3.76$  Mbps  
( $128 \times \log_2 16 \times 1/(128 \times 10^{-6}) = 4$  Mbps sans CP)

## Démodulateur OFDM

Traite chaque bloc de données reçu :



$$\begin{aligned}
 y[n+L] &= h[n] * x[n+L] \\
 &= h[n] * \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H[k] X[k] e^{j\frac{2\pi}{N}kn} = \text{IFFT} \{H[k] X[k]\}
 \end{aligned}$$

Donc:  $H[k] X[k] = \text{FFT} \{y[L], \dots, y[L+N-1]\}$

avec  $H[k] = \text{FFT} \{h[0], \dots, h[L-1], 0, \dots, 0\}$   $k = 0, \dots, N-1$

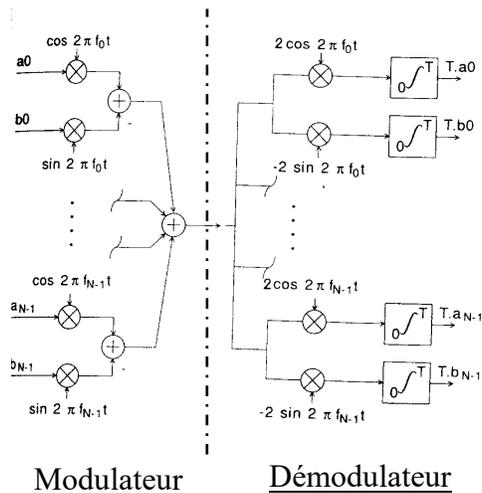
Connaissant  $H[k]$  et  $Y[k]$ , on en déduit  $x[n]$

## Démodulation OFDM

Modulateur/démodulateur :

Des porteuses orthogonales sont utilisées aux deux extrémités.

Les filtres adaptés de démodulation sont utilisés pour les deux composants du signal reçu (en phase et en quadrature)

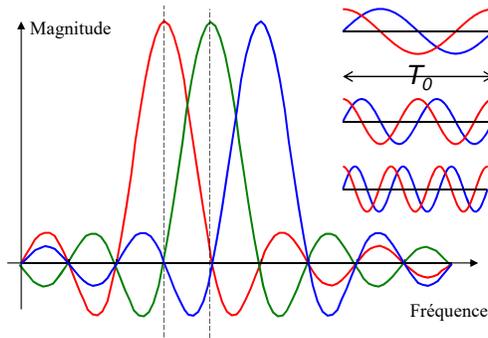


Modulateur

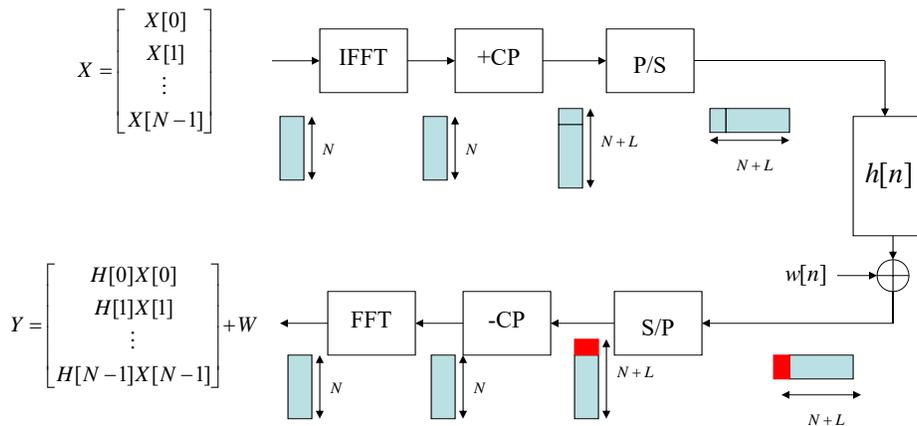
Démodulateur

## Pourquoi ça marche

- La FFT et son inverse créent une multitude sous-porteuses orthogonales à l'intérieur d'un même signal transmis
  - Élimination automatique de l'IIS!
- L'orthogonalité doit être préservée en présence de
  - Gigue d'horloge
  - Dérive en fréquence
  - Canaux évanescents

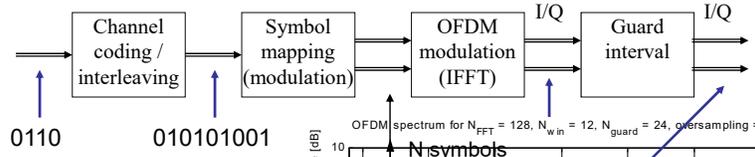


## Communication par OFDM

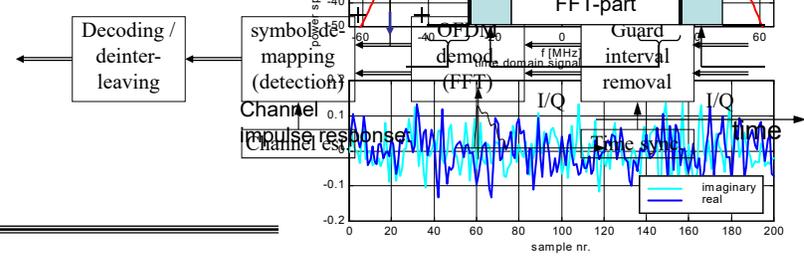


## Simulation d'OFDM

Émetteur



Récepteur



27

## Détection

Revient à estimer chaque bloc de données transmis :

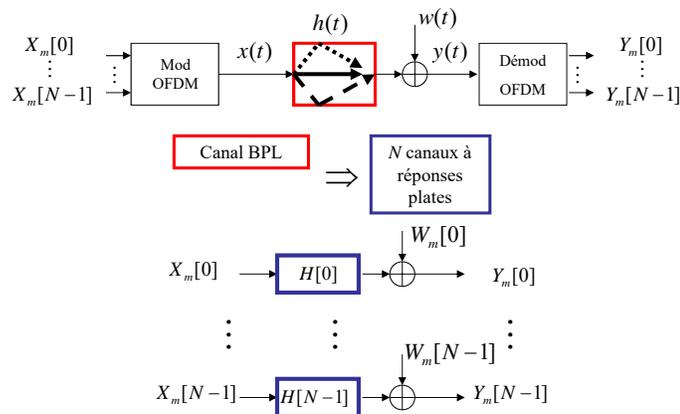
$$\begin{array}{ccc}
 \text{reçu} & \text{transmis} & \text{bruit} \\
 \downarrow & \downarrow & \downarrow \\
 Y[k] & = & H[k]X[k] + W[k] \\
 & \uparrow & \\
 & \text{canal} & 
 \end{array}$$

Plusieurs technique, par exemple par filtre de Wiener :

$$\hat{X}[k] = \frac{H^*[k]}{|H[k]|^2 + \sigma_w^2} Y[k]$$

## OFDM comme banque de canaux BPL sans distorsion

Un canal BPL à large bande et réponse en fréquence sélective devient des canaux adjacents à bandes étroites



MIC4240

29

## OFDM: performance face au bruit AWGN

Dépend de la constellation de symboles choisie

Si on suppose un canal avec bruit AWGN, the signal à l'entrée du filtre adapté associé à la  $k^e$  sous-porteuse est :

$$a'_k = a_k + n_k^i \quad \text{Composant en phase}$$

$$b'_k = b_k + n_k^q \quad \text{Composant en quadrature}$$

Une erreur survient sur les composants de bruit excèdent la moitié de la distance  $d$  entre deux points de la constellation. Dans ce cas, la probabilité d'erreur sur un symbole OFDM est :

$$P(\text{err}) = p\left(n_k^i > \frac{d}{2}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{d^2}{8\sigma_k^2}}\right)$$

MIC4240

30

## OFDM: performance face au bruit AWGN

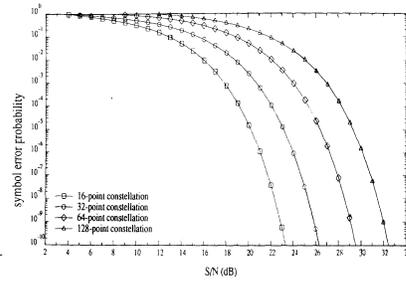
Concrètement, la probabilité d'erreur d'un système OFDM est la même que celle d'un système M-QAM avec une seule porteuse

Constellation QAM à 16 points  $d^2 = \frac{8\bar{E}_c^2}{10}$

Constellation QAM à 32 points  $d^2 = \frac{8\bar{E}_c^2}{20}$

Constellation QAM à 64 points  $d^2 = \frac{8\bar{E}_c^2}{42}$

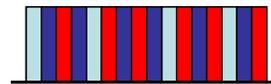
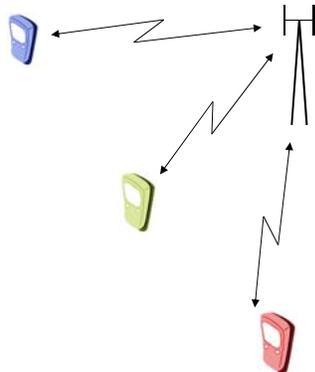
Constellation QAM à 128 points  $d^2 = \frac{8\bar{E}_c^2}{82}$



où  $\bar{E}_c \triangleq \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{2^c-1} \frac{a_k^2 + b_k^2}{2^c}$  et  $2^c$  est le nombre de points dans la constellation

## OFDMA – Orthogonal Frequency Division Multiple Access

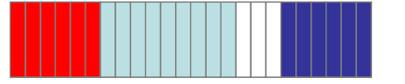
- Variante de OFDM qui permet à des usagers multiples de partager un spectre de fréquences tout en minimisant les problèmes d'IIS et de chemins multiples



Allocation répétitive (diversité)

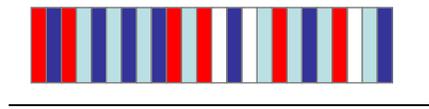
## Techniques d'allocation de canaux I

- Allocation contigue or par bloc
  - Les sous-porteuse sont adjacentes
- Le bloc entier peut être effacé en cad de canal évanescent
- Doit se faire dynamiquement ou utiliser un mécanisme de changement de porteuse pour une performance satisfaisante
- Exemples:
  - E-UTRA
  - Mobile WiMAX – Band AMC



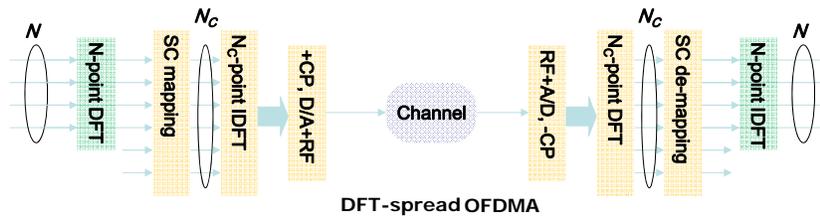
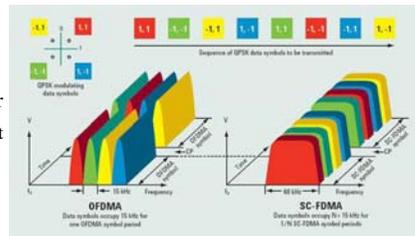
## Subcarrier allocation techniques II

- Allocation répartie ou à diversité
  - Les sous-porteuse allouées à un usages sont réparties à travers la band passante OFDM
- Des changements de position peuvent survenir d'un créneau horaire à l'autre
- Exemples:
  - Mobile WiMAX – UL/DL PUSC, DL FUSC
- Robuste face aux effets d'évanescence



## OFDMA avec étalement par DFT

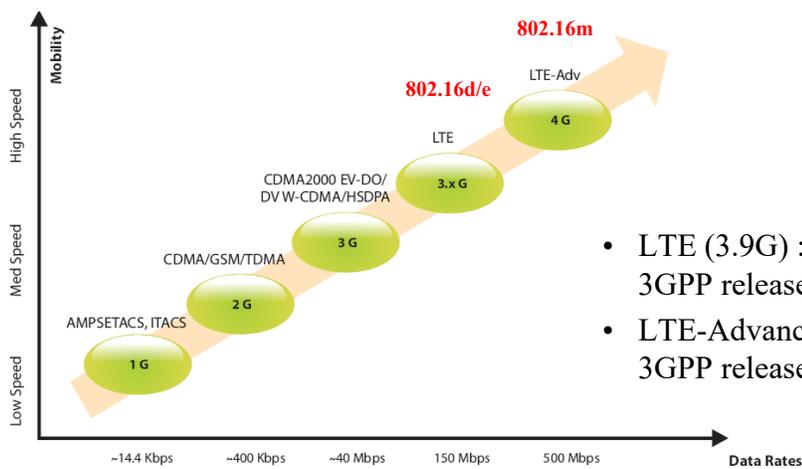
- Précodage linéaires des symboles transmis pour réduire le PAPR (Peak average power ratio)
- Prolonge l'autonomie des systèmes à batteries
- $N < N_c$  sous-porteuses allouées à un même usager
- Une transformée de Fourier discrète (DFT) à  $N$  points est appliquée aux données d'entrée ( $x_n$ ) pour produire des symboles ( $X_k$ ) qui en sont des combinaisons linéaires
- La DFT déplace le PAPR dans le domaine des fréquences



MIC4240

35

## Evolution des réseaux sans fil cellulaires



- LTE (3.9G) : 3GPP release 8~9
- LTE-Advanced : 3GPP release 10+

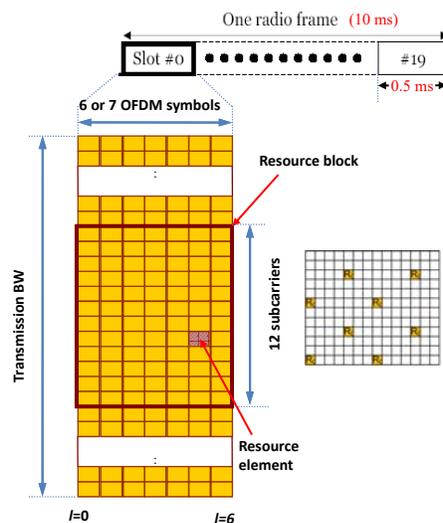
MIC4240

36

## LTE

- **OFDMA** pour la communication descendante  
(station de base → téléphone cellulaire)
- **SC-FDMA** pour la communication ascendante  
(téléphone cellulaire → station de base)

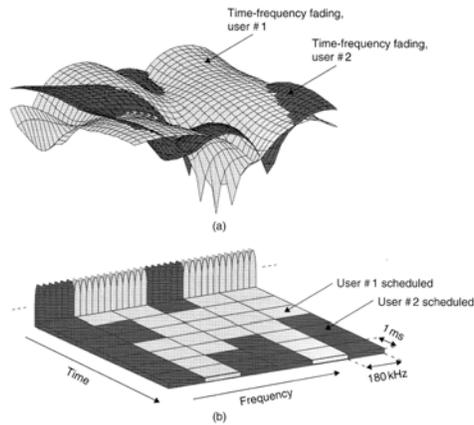
## Grille de ressources LTE



- Chaque trame de 10 ms comprend 10 sous-trames de 1 ms, chacune contenant 2 créneaux de 0,5 ms
- Chaque créneau contient  $N$  blocs de ressources [ $6 < N < 110$ ]
- Chaque RB contient 6-7 symboles modulés chacun par une de 12 sous-porteuses avec un espacement de 15 kHz
  - Allocation minimale de 0,5ms x 180KHz
- Des signaux pilotes sont insérés à des endroits prédéterminés pour la synchronisation

## Allocation des ressources aux usagers

- Exploite simultanément les propriétés temporelles et fréquentielles du canal
- Les axes des temps et fréquences sont divisés en intervalles et l'utilisateur reçoit le meilleur bloc temps-fréquence disponible



MIC4240

39

## DL PHY Channels and Signals

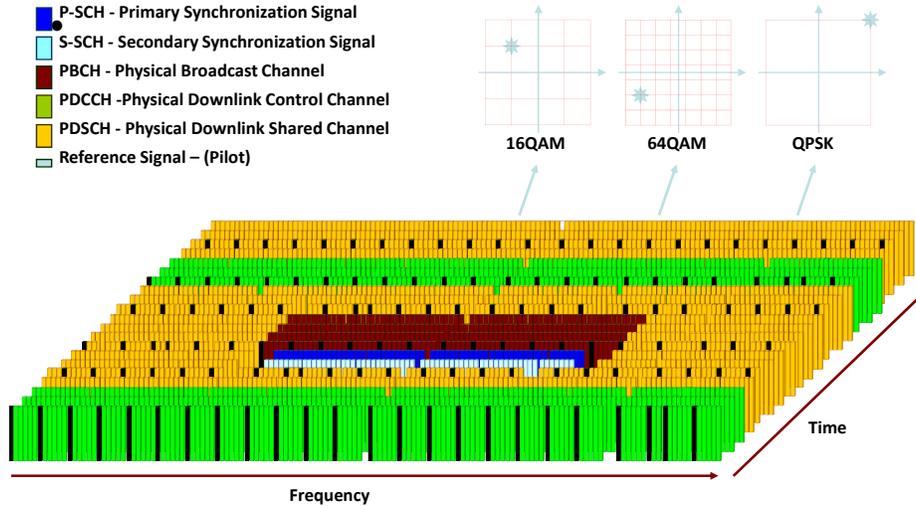
- Signals: generated in PHY layers
  - P-SS: used for initial sync
  - S-SS: frame boundary determination
  - RS: pilots for channel estimation and tracking
- Channels: carry data from higher layers
  - PBCH: broadcast cell-specific info
  - PDCCH: channel allocation and control info
  - PCFICH: info on size of PDCCH
  - PHICH: Ack/Nack for UL blocks
  - PDSCH: Dynamically allocated user data

MIC4240

40

## DL Channel Mapping

- P-SCH - Primary Synchronization Signal
- S-SCH - Secondary Synchronization Signal
- PBCH - Physical Broadcast Channel
- PDCCH - Physical Downlink Control Channel
- PDSCH - Physical Downlink Shared Channel
- Reference Signal – (Pilot)



MIC4240

41

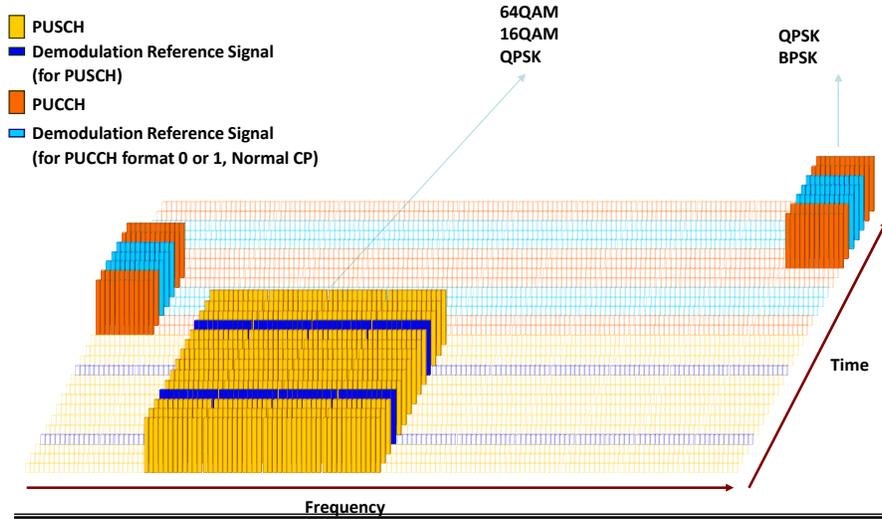
## UL PHY Signals and Channels

- Signals: generated in the PHY layer
  - Demodulation RS : sync and channel estimation
  - SRS: Channel quality estimation
- Channels: carry data from higher layers
  - PUSCH: Uplink data
  - PUCCH: UL control info
  - PRACH: Random access for connection establishment

MIC4240

42

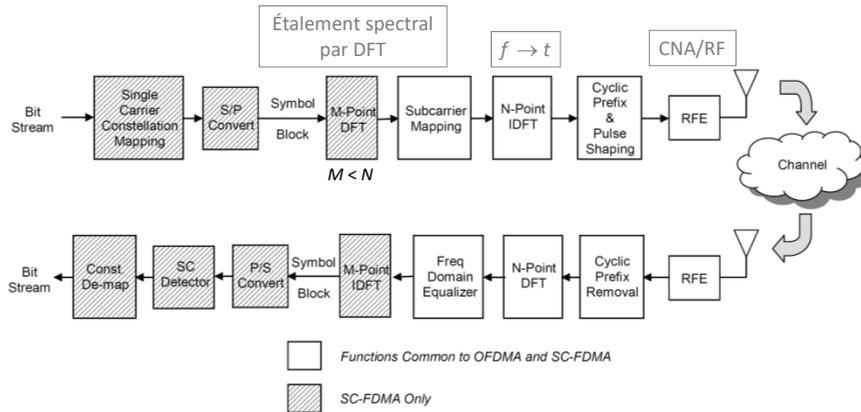
## UL Channel Mapping



MIC4240

43

## Schéma du lien montant d'un système LTE



MIC4240

44