

Optimisation de systèmes de télévision numérique terrestre : Estimation de canal, Synchronisation et Schémas multi-antennes distribués

PASQUERO Oudomsack Pierre

Directeur de Thèse: **Jean-François Hérald**

Co-encadrant: **Matthieu Crussière**

Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes (IETR)

Institut National des Sciences Appliquées (INSA de Rennes)

Université Européenne de Bretagne (UEB)

27 juin 2011



Plan de la présentation

- 1 Introduction et éléments de base
- 2 Estimation de canal à base de symboles pilotes étalés
- 3 Synchronisation fréquentielle à base de symboles pilotes étalés
- 4 Optimisation de schémas multi-antennes distribués
- 5 Conclusion générale et perspectives

Partie I : Introduction et éléments de base

- Bref historique
- Canal de propagation radio-mobile
- Techniques utilisées : OFDM, précodage linéaire, MIMO
- Standard DVB-T

Bref historique



premiers systèmes TV
(images en noir et blanc)



TV couleur



TV numérique



années 1930

années 1980

années 1990



image neigeuse
bruit sonore : souffle

Bref historique



premiers systèmes TV
(images en noir et blanc)



TV couleur



TV numérique



années 1930

années 1980

années 1990

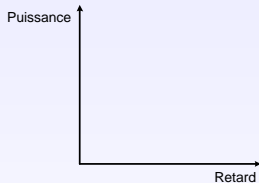
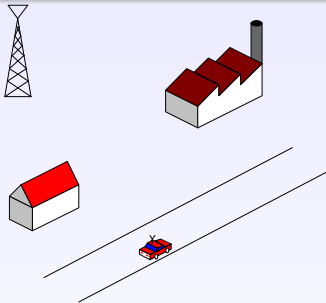


image neigeuse
bruit sonore : souffle

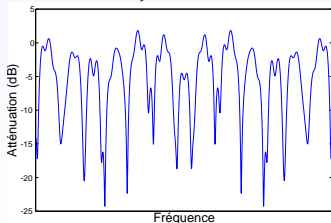
Media de transmission

- câble (DVB-C)
- satellite (DVB-S)
- IP TV (Internet)
- **terrestre (onde hertzienne)**
⇒ **standard DVB-T**

Canal de propagation radio-mobile



Réponse impulsionnelle du canal

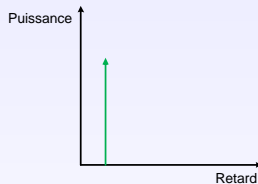
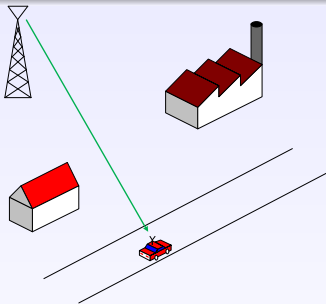


Réponse fréquentielle d'un canal TU6

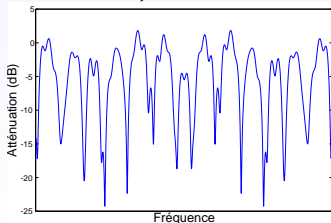
Caractéristiques du canal

- Présence de trajets multiples
- Sélectivité fréquentielle

Canal de propagation radio-mobile



Réponse impulsionnelle du canal

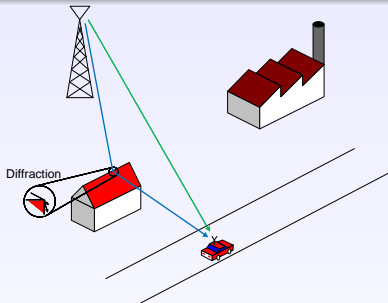


Réponse fréquentielle d'un canal TU6

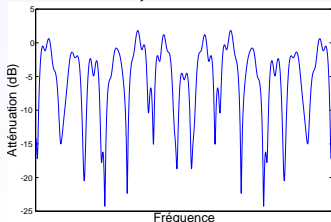
Caractéristiques du canal

- Présence de trajets multiples
- Sélectivité fréquentielle

Canal de propagation radio-mobile



Réponse impulsionnelle du canal

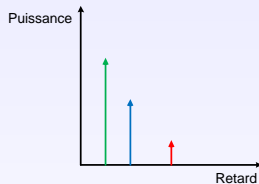
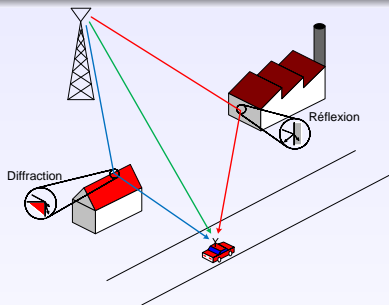


Réponse fréquentielle d'un canal TU6

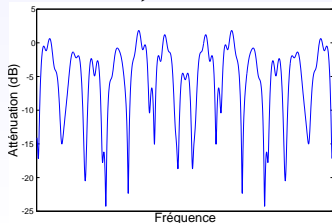
Caractéristiques du canal

- Présence de trajets multiples
- Sélectivité fréquentielle

Canal de propagation radio-mobile



Réponse impulsionnelle du canal



Réponse fréquentielle d'un canal TU6

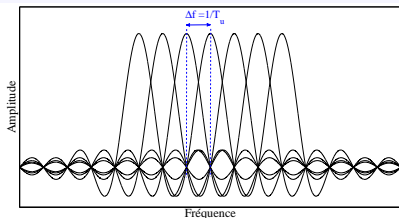
Caractéristiques du canal

- Présence de trajets multiples
- Sélectivité fréquentielle

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Principes

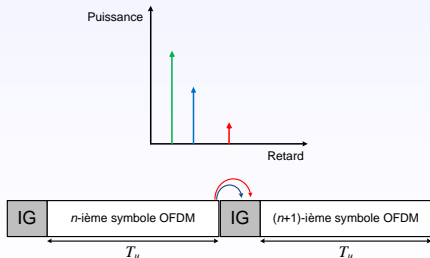
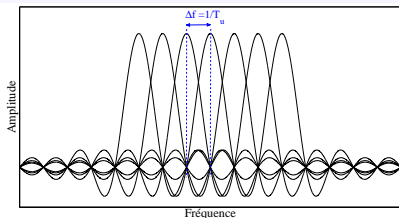
- Division de la bande passante en sous-bandes non sélectives en fréquence \Rightarrow **multiplexage de sous-porteuses**



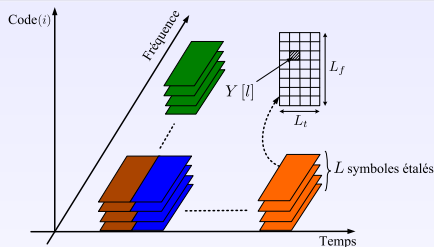
Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Principes

- Division de la bande passante en sous-bandes non sélectives en fréquence \Rightarrow **multiplexage de sous-porteuses**
- Insertion d'un **intervalle de garde (IG)** pour absorber les "échos" du signal émis



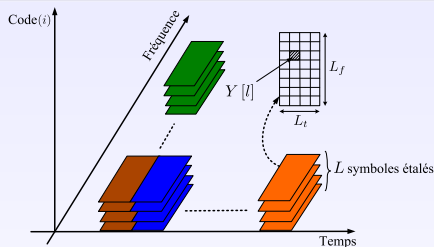
Modulation OFDM avec précodage linéaire (LP)



Principe : Etalement des symboles

- 1 Etalement des symboles à l'aide d'une **matrice de précodage** selon 1 ou 2 dimensions (temps et/ou fréquence) $\Rightarrow L = 2^n$ chips
- 2 **Chip Mapping** : Positionnement des chips obtenus sur L_t symboles OFDM consécutifs et L_f sous-porteuses consécutives

Modulation OFDM avec précodage linéaire (LP)



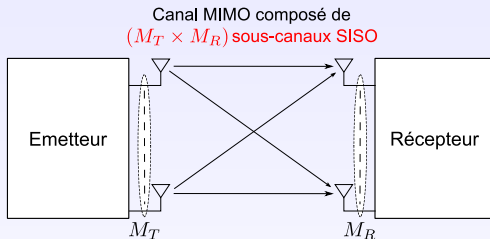
Principe : Étalement des symboles

- 1 Étalement des symboles à l'aide d'une **matrice de précodage** selon 1 ou 2 dimensions (temps et/ou fréquence) $\Rightarrow L = 2^n$ chips
- 2 **Chip Mapping** : Positionnement des chips obtenus sur L_t symboles OFDM consécutifs et L_f sous-porteuses consécutives

Motivations

- Exploitation d'une nouvelle dimension : les codes
- Flexibilité offerte par les paramètres d'étalement

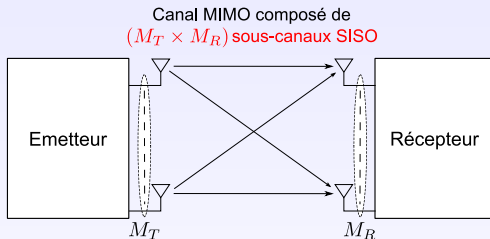
Techniques multi-antennes (MIMO)



Motivations

- Exploitation de la diversité spatiale
- Augmentation du débit utile

Techniques multi-antennes (MIMO)



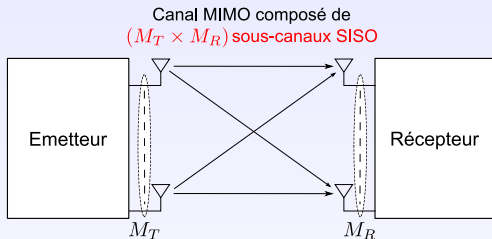
Motivations

- Exploitation de la diversité spatiale
- Augmentation du débit utile

Techniques de codage MIMO

- Codage en treillis (STTC pour *Space-Time Trellis Code*)

Techniques multi-antennes (MIMO)



Motivations

- Exploitation de la diversité spatiale
- Augmentation du débit utile

Techniques de codage MIMO

- Codage en treillis (STTC pour *Space-Time Trellis Code*)
- Codage en bloc (STBC pour *Space-Time Bloc Code*)

Codage temps-espace en bloc (STBC)

Principe

- Génération d'un bloc de $(M_T \times T)$ symboles codés par paquet de Q symboles de données
- Emission des symboles codés sur les M_T antennes durant T temps symboles
⇒ rendement $R_{\text{MIMO}} = (Q/T)$

Codage temps-espace en bloc (STBC)

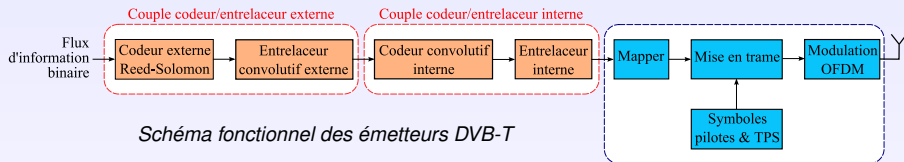
Principe

- Génération d'un bloc de $(M_T \times T)$ symboles codés par paquet de Q symboles de données
- Emission des symboles codés sur les M_T antennes durant T temps symboles
 \Rightarrow rendement $R_{\text{MIMO}} = (Q/T)$

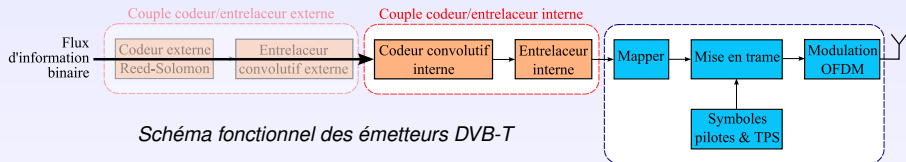
Familles de codes STBC

- 1 **Codes orthogonaux (OSTBC)**
 - ex : Alamouti, Tarokh...
 - $R_{\text{MIMO}} \leq 1 \Rightarrow$ **pas de gain de débit utile**
- 2 **Codes non-orthogonaux**
 - ex : codes à dispersion linéaire (LD), Golden code, multiplexage spatial...
 - $R_{\text{MIMO}} > 1 \Rightarrow$ **gain de débit utile**
 - récepteurs plus complexes : annuleur d'interférences, décodage sphérique...

Emetteur DVB-T



Emetteur DVB-T



- Pour un taux d'erreurs binaires (BER) égal à $2 \cdot 10^{-4}$ en entrée du décodeur de Reed-Solomon : qualité de la vidéo reçue parfaite
 ⇒ le codeur et l'entrelaceur externes ne sont pas simulés

Emetteur DVB-T

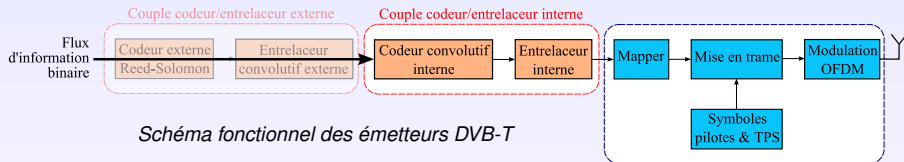


Schéma fonctionnel des émetteurs DVB-T

- Pour un taux d'erreurs binaires (BER) égal à $2 \cdot 10^{-4}$ en entrée du décodeur de Reed-Solomon : qualité de la vidéo reçue parfaite
 ⇒ le codeur et l'entrelaceur externes ne sont pas simulés
- **Symboles TPS** (*Transmission Parameter Signalling*) :
 indiquent aux récepteurs les paramètres de transmission (taille de la FFT, taille de l'intervalle de garde...)
 ⇒ considérés comme symboles de données en simulation

Emetteur DVB-T

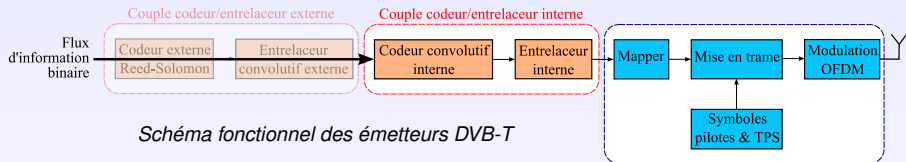
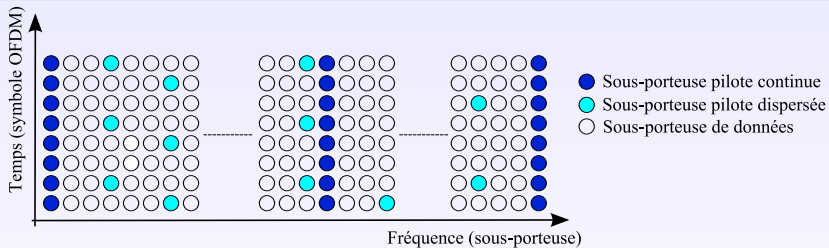


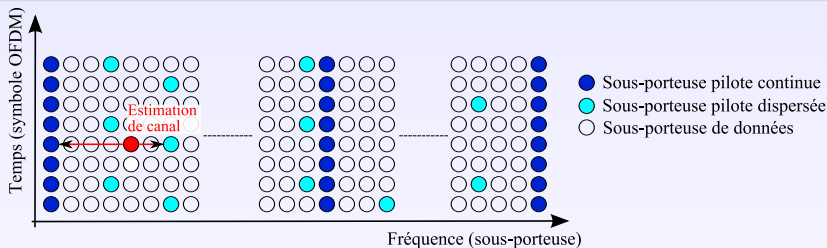
Schéma fonctionnel des émetteurs DVB-T

- Pour un taux d'erreurs binaires (BER) égal à $2 \cdot 10^{-4}$ en entrée du décodeur de Reed-Solomon : qualité de la vidéo reçue parfaite
 ⇒ le codeur et l'entrelaceur externes ne sont pas simulés
- **Symboles TPS** (*Transmission Parameter Signalling*) : indiquent aux récepteurs les paramètres de transmission (taille de la FFT, taille de l'intervalle de garde...)
 ⇒ considérés comme symboles de données en simulation
- **Symboles pilotes** : symboles connus à l'avance par les récepteurs
 ⇒ estimation du canal, des décalages de fréquence porteuse (CFO) et de fréquence d'échantillonnage (SFO)

Grille temps-fréquence



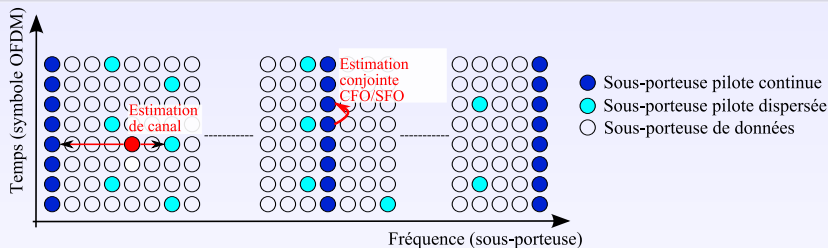
Grille temps-fréquence



Algorithmes de réception

- **Estimation de canal** : filtre interpolateur 1D (linéaire, Wiener)
 exploitation des sous-porteuses pilotes dispersées
 ⇒ soit 1 sous-porteuse active sur 12

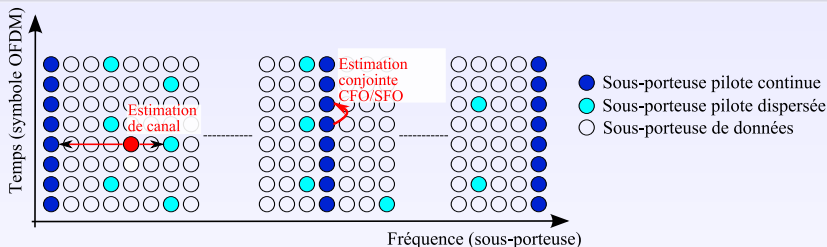
Grille temps-fréquence



Algorithmes de réception

- **Estimation de canal** : filtre interpolateur 1D (linéaire, Wiener)
exploitation des sous-porteuses pilotes dispersées
⇒ soit 1 sous-porteuse active sur 12
- **Estimation des décalages de fréquence porteuse (CFO) et de fréquence d'échantillonnage (SFO)** :
mesures de déphasage en exploitant les sous-porteuses pilotes continues
⇒ soit 45 sous-porteuses en mode 2K

Grille temps-fréquence



Algorithmes de réception

- **Estimation de canal** : filtre interpolateur 1D (linéaire, Wiener)
 exploitation des sous-porteuses pilotes dispersées
 ⇒ soit 1 sous-porteuse active sur 12
- **Estimation des décalages de fréquence porteuse (CFO) et de fréquence d'échantillonnage (SFO)** :
 mesures de déphasage en exploitant les sous-porteuses pilotes continues
 ⇒ soit 45 sous-porteuses en mode 2K

⇒ 10% des sous-porteuses transmettent des symboles pilotes

Partie II : Estimation de canal à base de symboles pilotes étalés

- Etalement des symboles pilotes
- Estimateur de canal SISO
- Extension à la dimension spatiale
- Conclusions et perspectives

Etude de référence sur les pilotes étalés :

L. Cariou, *Optimisation de systèmes OFDM CDMA pour la voie montante des futures générations de réseaux cellulaires*. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, décembre 2006

Pourquoi et comment étaler les symboles pilotes ?

Motivations

- Exploitation d'une **nouvelle dimension**
- Offrir une meilleure **flexibilité** au système grâce aux paramètres d'étalement temporel L_t et fréquentiel L_f
- Développement de nouveaux algorithmes de réception originaux

Pourquoi et comment étaler les symboles pilotes ?

Motivations

- Exploitation d'une **nouvelle dimension**
- Offrir une meilleure **flexibilité** au système grâce aux paramètres d'étalement temporel L_t et fréquentiel L_f
- Développement de nouveaux algorithmes de réception originaux

Idée de base

- Exploitation d'une fonction de précodage pour étaler les pilotes : codes de Walsh-Hadamard (WH)
- Allocation d'une séquence de précodage aux pilotes \mathbf{c}_p
⇒ **proportion de pilotes : $(1/L)$**

Signal émis

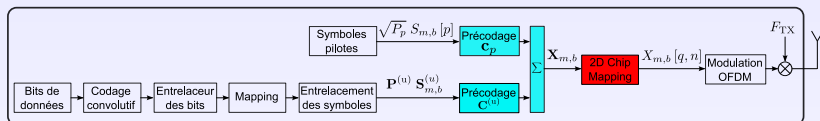


Schéma fonctionnel de l'émetteur LP-OFDM à base de symboles pilotes étalés

Signal émis

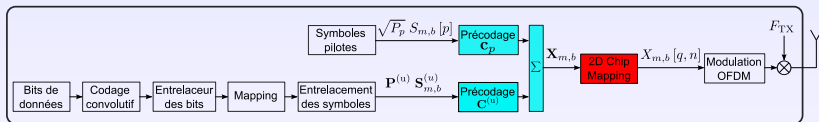
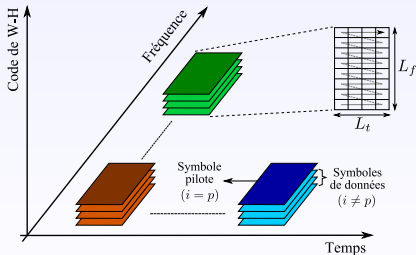


Schéma fonctionnel de l'émetteur LP-OFDM à base de symboles pilotes étalés



Représentation du signal émis

Signal émis

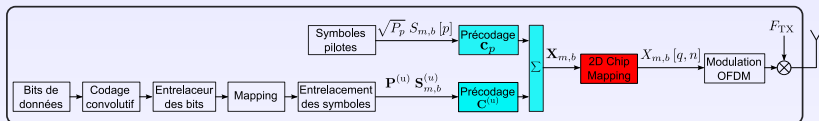
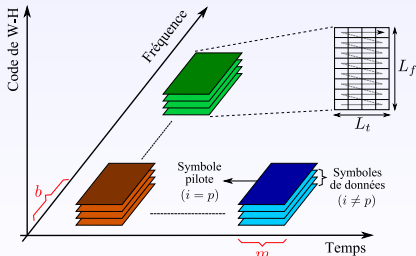


Schéma fonctionnel de l'émetteur LP-OFDM à base de symboles pilotes étalés



Représentation du signal émis

Expressions du signal émis

- sur l'ensemble de sous-porteuses (m, b) :

$$X_{m,b} = C P S_{m,b}$$

Signal émis

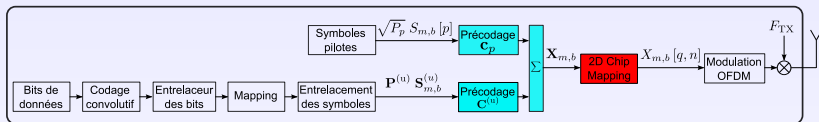
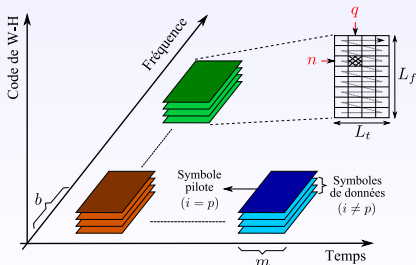


Schéma fonctionnel de l'émetteur LP-OFDM à base de symboles pilotes étalés



Représentation du signal émis

Expressions du signal émis

- sur l'ensemble de sous-porteuses (m, b) :

$$X_{m,b} = C P S_{m,b}$$

Signal émis

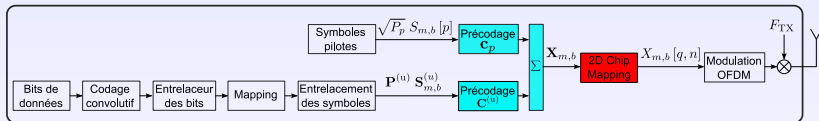
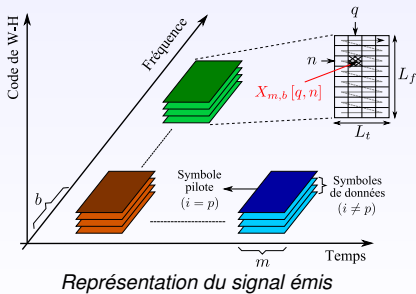


Schéma fonctionnel de l'émetteur LP-OFDM à base de symboles pilotes étalés



Expressions du signal émis

- sur l'ensemble de sous-porteuses (m, b) :

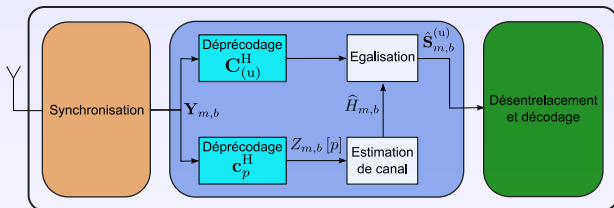
$$\mathbf{X}_{m,b} = \mathbf{C P S}_{m,b}$$

- sur la sous-porteuse (q, n) :

$$X_{m,b}[q, n] = \sum_{i=0}^{L-1} \sqrt{P_i} S_{m,b}[i] c_i[l]$$

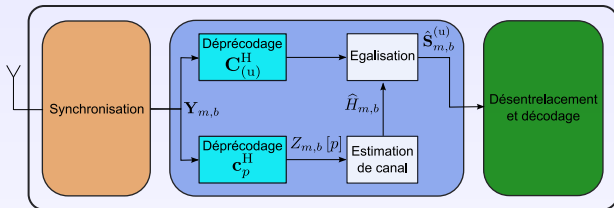
avec $l = (n \times L_t) + q$

Expression de l'estimateur



- Signal reçu sur l'ensemble de sous-porteuses (m, b) : $\mathbf{Y}_{m,b} = \mathbf{H}_{m,b} \mathbf{X}_{m,b} + \mathbf{W}_{m,b}$

Expression de l'estimateur



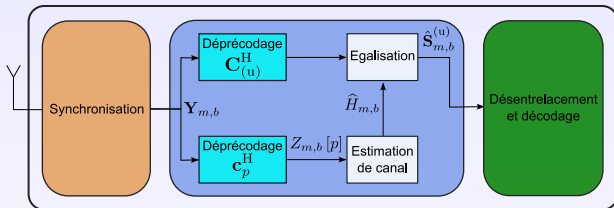
- Signal reçu sur l'ensemble de sous-porteuses (m, b) : $\mathbf{Y}_{m,b} = \mathbf{H}_{m,b} \mathbf{X}_{m,b} + \mathbf{W}_{m,b}$
- Symbole après déprécodage par le code pilote :

$$\begin{aligned} Z_{m,b}[p] &= \mathbf{c}_p^H \mathbf{Y}_{m,b} \\ &= \tilde{H}_{m,b} \sqrt{P_p} S_{m,b}[p] + \underbrace{\mathbf{c}_p^H \mathbf{H}_{m,b} \mathbf{C}_{(u)} \mathbf{P}_{(u)} \mathbf{S}_{m,b}^{(u)}}_{\text{Interférence entre codes (MCI)}} + \mathbf{c}_p^H \mathbf{W}_{m,b} \end{aligned}$$

- Coefficient de canal estimé :

$$\begin{aligned} \hat{H}_{m,b} &= \frac{Z_{m,b}[p]}{\sqrt{P_p} S_{m,b}[p]} \\ &= \tilde{H}_{m,b} + \Xi_{\text{MCI}}(m, b) + \Xi_{\text{WGN}}(m, b) \end{aligned}$$

Expression de l'estimateur



- Signal reçu sur l'ensemble de sous-porteuses (m, b) : $\mathbf{Y}_{m,b} = \mathbf{H}_{m,b} \mathbf{X}_{m,b} + \mathbf{W}_{m,b}$
- Symbole après déprécodage par le code pilote :

$$\begin{aligned}
 Z_{m,b}[p] &= \mathbf{c}_p^H \mathbf{Y}_{m,b} \\
 &= \tilde{H}_{m,b} \sqrt{P_p} S_{m,b}[p] + \underbrace{\mathbf{c}_p^H \mathbf{H}_{m,b} \mathbf{C}_{(u)} \mathbf{P}_{(u)} \mathbf{S}_{m,b}^{(u)}}_{\text{Interférence entre codes (MCI)}} + \mathbf{c}_p^H \mathbf{W}_{m,b}
 \end{aligned}$$

- Coefficient de canal estimé :

$$\begin{aligned}
 \hat{H}_{m,b} &= \frac{Z_{m,b}[p]}{\sqrt{P_p} S_{m,b}[p]} \\
 &= \tilde{H}_{m,b} + \Xi_{\text{MCI}}(m, b) + \Xi_{\text{WGN}}(m, b)
 \end{aligned}$$

Erreur quadratique moyenne (MSE) de l'estimateur

$$\text{MSE} \left\{ \widehat{H}_{m,b} \right\} = \text{E} \left\{ |\Xi_{\text{MCI}}(m, b)|^2 \right\} + \text{E} \left\{ |\Xi_{\text{WGN}}(m, b)|^2 \right\}$$

Erreur quadratique moyenne (MSE) de l'estimateur

$$\text{MSE} \left\{ \widehat{H}_{m,b} \right\} = \text{E} \left\{ |\Xi_{\text{MCI}}(m, b)|^2 \right\} + \text{E} \left\{ |\Xi_{\text{WGN}}(m, b)|^2 \right\}$$

Variance de la MCI subie par l'estimateur

$$\text{E} \left\{ |\Xi_{\text{MCI}}|^2 \right\} = \frac{1}{P_p} \left(1 - \frac{1}{L^2} \sum_{q=0}^{L_t-1} \sum_{n=0}^{L_f-1} \sum_{q'=0}^{L_t-1} \sum_{n'=0}^{L_f-1} R_{HH}(\Delta q, \Delta n) \right)$$

- Fonction d'autocorrélation du canal sur chaque ensemble de sous-porteuses :

$$R_{HH}(\Delta q, \Delta n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \rho_k e^{-2j\pi \frac{\Delta n}{N} k} J_0(2\pi f_D \Delta q T_{\text{ofdm}})$$

Erreur quadratique moyenne (MSE) de l'estimateur

$$\text{MSE} \left\{ \widehat{H}_{m,b} \right\} = \text{E} \left\{ |\Xi_{\text{MCI}}(m, b)|^2 \right\} + \text{E} \left\{ |\Xi_{\text{WGN}}(m, b)|^2 \right\}$$

Variance de la MCI subie par l'estimateur

$$\text{E} \left\{ |\Xi_{\text{MCI}}|^2 \right\} = \frac{1}{P_p} \left(1 - \frac{1}{L^2} \sum_{q=0}^{L_t-1} \sum_{n=0}^{L_f-1} \sum_{q'=0}^{L_t-1} \sum_{n'=0}^{L_f-1} R_{HH}(\Delta q, \Delta n) \right)$$

- Fonction d'autocorrélation du canal sur chaque ensemble de sous-porteuses :

$$R_{HH}(\Delta q, \Delta n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \rho_k e^{-2j\pi \frac{\Delta n}{N} k} J_0(2\pi f_D \Delta q T_{\text{ofdm}})$$

- $\Delta q = (q - q')$ et $\Delta n = (n - n')$

Erreur quadratique moyenne (MSE) de l'estimateur

$$\text{MSE} \left\{ \widehat{H}_{m,b} \right\} = \text{E} \left\{ |\Xi_{\text{MCI}}(m, b)|^2 \right\} + \text{E} \left\{ |\Xi_{\text{WGN}}(m, b)|^2 \right\}$$

Variance de la MCI subie par l'estimateur

$$\text{E} \left\{ |\Xi_{\text{MCI}}|^2 \right\} = \frac{1}{P_p} \left(1 - \frac{1}{L^2} \sum_{q=0}^{L_t-1} \sum_{n=0}^{L_f-1} \sum_{q'=0}^{L_t-1} \sum_{n'=0}^{L_f-1} R_{HH}(\Delta q, \Delta n) \right)$$

- Fonction d'autocorrélation du canal sur chaque ensemble de sous-porteuses :

$$R_{HH}(\Delta q, \Delta n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \rho_k e^{-2j\pi \frac{\Delta n}{N} k} J_0(2\pi f_D \Delta q T_{\text{ofdm}})$$

- $\Delta q = (q - q')$ et $\Delta n = (n - n')$
- Puissance du k -ième échantillon de la réponse impulsionnelle du canal : ρ_k

Erreur quadratique moyenne (MSE) de l'estimateur

$$\text{MSE} \left\{ \widehat{H}_{m,b} \right\} = \text{E} \left\{ |\Xi_{\text{MCI}}(m, b)|^2 \right\} + \text{E} \left\{ |\Xi_{\text{WGN}}(m, b)|^2 \right\}$$

Variance de la MCI subie par l'estimateur

$$\text{E} \left\{ |\Xi_{\text{MCI}}|^2 \right\} = \frac{1}{P_p} \left(1 - \frac{1}{L^2} \sum_{q=0}^{L_t-1} \sum_{n=0}^{L_f-1} \sum_{q'=0}^{L_t-1} \sum_{n'=0}^{L_f-1} R_{HH}(\Delta q, \Delta n) \right)$$

- Fonction d'autocorrélation du canal sur chaque ensemble de sous-porteuses :

$$R_{HH}(\Delta q, \Delta n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \rho_k e^{-2j\pi \frac{\Delta n}{N} k} J_0(2\pi f_D \Delta q T_{\text{ofdm}})$$

- $\Delta q = (q - q')$ et $\Delta n = (n - n')$
- Puissance du k -ième échantillon de la réponse impulsionnelle du canal : ρ_k
- **Fonction de Bessel : $J_0(\cdot)$**

Erreur quadratique moyenne (MSE) de l'estimateur

$$\text{MSE} \left\{ \widehat{H}_{m,b} \right\} = \text{E} \left\{ |\Xi_{\text{MCI}}(m, b)|^2 \right\} + \text{E} \left\{ |\Xi_{\text{WGN}}(m, b)|^2 \right\}$$

Variance de la MCI subie par l'estimateur

$$\text{E} \left\{ |\Xi_{\text{MCI}}|^2 \right\} = \frac{1}{P_p} \left(1 - \frac{1}{L^2} \sum_{q=0}^{L_t-1} \sum_{n=0}^{L_f-1} \sum_{q'=0}^{L_t-1} \sum_{n'=0}^{L_f-1} R_{HH}(\Delta q, \Delta n) \right)$$

- Fonction d'autocorrélation du canal sur chaque ensemble de sous-porteuses :

$$R_{HH}(\Delta q, \Delta n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \rho_k e^{-2j\pi \frac{\Delta n}{N} k} J_0(2\pi f_D \Delta q T_{\text{ofdm}})$$

- $\Delta q = (q - q')$ et $\Delta n = (n - n')$
- Puissance du k -ième échantillon de la réponse impulsionnelle du canal : ρ_k
- Fonction de Bessel : $J_0(\cdot)$
- **Fréquence Doppler maximale : f_D**

Erreur quadratique moyenne (MSE) de l'estimateur

$$\text{MSE} \left\{ \widehat{H}_{m,b} \right\} = \text{E} \left\{ |\Xi_{\text{MCI}}(m, b)|^2 \right\} + \text{E} \left\{ |\Xi_{\text{WGN}}(m, b)|^2 \right\}$$

Variance de la MCI subie par l'estimateur

$$\text{E} \left\{ |\Xi_{\text{MCI}}|^2 \right\} = \frac{1}{P_p} \left(1 - \frac{1}{L^2} \sum_{q=0}^{L_t-1} \sum_{n=0}^{L_f-1} \sum_{q'=0}^{L_t-1} \sum_{n'=0}^{L_f-1} R_{HH}(\Delta q, \Delta n) \right)$$

- Fonction d'autocorrélation du canal sur chaque ensemble de sous-porteuses :

$$R_{HH}(\Delta q, \Delta n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \rho_k e^{-2j\pi \frac{\Delta n}{N} k} J_0(2\pi f_D \Delta q T_{\text{ofdm}})$$

- $\Delta q = (q - q')$ et $\Delta n = (n - n')$
- Puissance du k -ième échantillon de la réponse impulsionnelle du canal : ρ_k
- Fonction de Bessel : $J_0(\cdot)$
- Fréquence Doppler maximale : f_D

Si les coefficients de canal de chaque bloc de sous-porteuses sont totalement corrélés

(canal plat) : $R_{HH}(\Delta q, \Delta n) = 1$

Erreur quadratique moyenne (MSE) de l'estimateur

$$\text{MSE} \left\{ \widehat{H}_{m,b} \right\} = \text{E} \left\{ |\Xi_{\text{MCI}}(m, b)|^2 \right\} + \text{E} \left\{ |\Xi_{\text{WGN}}(m, b)|^2 \right\}$$

Variance de la MCI subie par l'estimateur

$$\text{E} \left\{ |\Xi_{\text{MCI}}|^2 \right\} = \frac{1}{P_p} \left(1 - \frac{1}{L^2} \sum_{q=0}^{L_t-1} \sum_{n=0}^{L_f-1} \sum_{q'=0}^{L_t-1} \sum_{n'=0}^{L_f-1} R_{HH}(\Delta q, \Delta n) \right)$$

- Fonction d'autocorrélation du canal sur chaque ensemble de sous-porteuses :

$$R_{HH}(\Delta q, \Delta n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \rho_k e^{-2j\pi \frac{\Delta n}{N} k} J_0(2\pi f_D \Delta q T_{\text{ofdm}})$$

- $\Delta q = (q - q')$ et $\Delta n = (n - n')$
- Puissance du k -ième échantillon de la réponse impulsionnelle du canal : ρ_k
- Fonction de Bessel : $J_0(\cdot)$
- Fréquence Doppler maximale : f_D

Si les coefficients de canal de chaque bloc de sous-porteuses sont totalement corrélés

(canal plat) : $R_{HH}(\Delta q, \Delta n) = 1 \Rightarrow \text{E} \left\{ |\Xi_{\text{MCI}}|^2 \right\} = 0$

Erreur quadratique moyenne (MSE) de l'estimateur

Contraintes imposées par l'estimateur

Canal plat sur chaque ensemble de sous-porteuses :

- invariance fréquentielle sur chaque sous-bande de L_f sous-porteuses
- invariance temporelle durant chaque bloc de L_t symboles OFDM

Erreur quadratique moyenne (MSE) de l'estimateur

Contraintes imposées par l'estimateur

Canal plat sur chaque ensemble de sous-porteuses :

- invariance fréquentielle sur chaque sous-bande de L_f sous-porteuses
- invariance temporelle durant chaque bloc de L_t symboles OFDM

⇒ l'estimateur de canal ne bénéficie **pas de gain de diversité**

Erreur quadratique moyenne (MSE) de l'estimateur

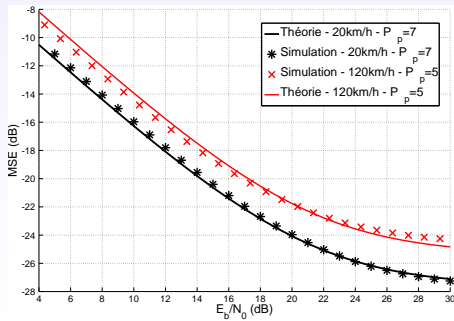
Contraintes imposées par l'estimateur

Canal plat sur chaque ensemble de sous-porteuses :

- invariance fréquentielle sur chaque sous-bande de L_f sous-porteuses
- invariance temporelle durant chaque bloc de L_t symboles OFDM

⇒ l'estimateur de canal ne bénéficie **pas de gain de diversité**

- ▶ Modèle de canal TU6
- ▶ Mobilité : 20km/h et 120km/h
- ▶ Constellation des symboles de données : QPSK
- ▶ Paramètres d'étalement : $L_t = 8$ et $L_f = 8$



Dimensionnement du système

Augmentation des longueurs d'étalement

- augmentation de l'efficacité spectrale et du débit utile (1 symbole sur L est un pilote)

Dimensionnement du système

Augmentation des longueurs d'étalement

- augmentation de l'efficacité spectrale et du débit utile (1 symbole sur L est un pilote)
⇒ $L \geq 16$ pour obtenir une meilleure efficacité spectrale que le système DVB-T

Dimensionnement du système

Augmentation des longueurs d'étalement

- augmentation de l'**efficacité spectrale** et du **débit utile** (1 symbole sur L est un pilote)
⇒ $L \geq 16$ pour obtenir une meilleure efficacité spectrale que le système DVB-T
- risque de diminution du facteur de corrélation entre les coefficients de canal des différentes sous-porteuses
⇒ augmentation de la **MCI**

Dimensionnement du système

Augmentation des longueurs d'étalement

- augmentation de l'**efficacité spectrale** et du **débit utile** (1 symbole sur L est un pilote)
⇒ $L \geq 16$ pour obtenir une meilleure efficacité spectrale que le système DVB-T
- risque de diminution du facteur de corrélation entre les coefficients de canal des différentes sous-porteuses
⇒ augmentation de la **MCI**

Choix des longueurs d'étalement en fonction des caractéristiques du canal

- Longueur d'étalement temporel :
 - ▶ canal invariant dans le temps (réception fixe) : forte valeur de L_t
 - ▶ plus la mobilité est élevée plus la valeur de L_t doit être réduite

Dimensionnement du système

Augmentation des longueurs d'étalement

- augmentation de l'**efficacité spectrale** et du **débit utile** (1 symbole sur L est un pilote)
 ⇒ $L \geq 16$ pour obtenir une meilleure efficacité spectrale que le système DVB-T
- risque de diminution du facteur de corrélation entre les coefficients de canal des différentes sous-porteuses
 ⇒ augmentation de la **MCI**

Choix des longueurs d'étalement en fonction des caractéristiques du canal

- Longueur d'étalement temporel :
 - ▶ canal invariant dans le temps (réception fixe) : forte valeur de L_t
 - ▶ plus la mobilité est élevée plus la valeur de L_t doit être réduite
- Longueur d'étalement fréquentiel
 - ▶ valeurs modérées : $L_f = 4$ ou 8
 - ▶ canal peu sélectif en fréquence (présence d'un trajet direct LOS) : valeur plus importante de L_f

Paramètres de simulations

Modèles de canaux

- **Réception fixe** : canal invariant dans le temps
 - ▶ F1 : visibilité directe (LOS) - canal de Rice
- **Réception mobile** : canal variant dans le temps
 - ▶ TU6 : spectre Doppler de Jakes en forme de 'U'
paramètre $\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$

Paramètres communs aux systèmes DVB-T et LP-OFDM

Bande passante	8 MHz
Fréquence d'échantillonnage	9,14 MHz
Fréquence porteuse : F_c^{tx}	500 MHz
Taille de la FFT : N	2048
Constellations des symboles de données	QPSK, 16QAM, 64QAM
Constellation des symboles pilotes	BPSK
Taille de l'intervalle de garde : Δ	$N/4$
Rendements du code convolutif : R_c	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8

Simulations sous le canal F1

Paramètres d'étalement

- Longueur totale d'étalement : $L = 64$
- Longueur d'étalement fréquentiel :
 $L_f = 4$
- Longueur d'étalement temporel :
 $L_t = 16$

Pourcentages de pilotes

- DVB-T : 10% des symboles
- LP-OFDM : 1 symbole sur 64 soit 1,6%
⇒ meilleure efficacité spectrale

Simulations sous le canal F1

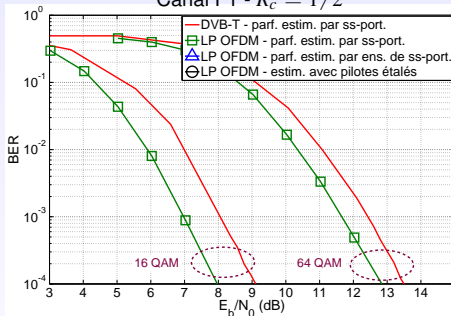
Paramètres d'étalement

- Longueur totale d'étalement : $L = 64$
- Longueur d'étalement fréquentiel : $L_f = 4$
- Longueur d'étalement temporel : $L_t = 16$

Pourcentages de pilotes

- DVB-T : 10% des symboles
- LP-OFDM : 1 symbole sur 64 soit 1,6%
 ⇒ meilleure efficacité spectrale

Canal F1 - $R_c = 1/2$



- Estimation parfaite par sous-porteuse : **LP-OFDM / DVB-T**
 - ▶ gain d'efficacité spectrale du système LP-OFDM

Simulations sous le canal F1

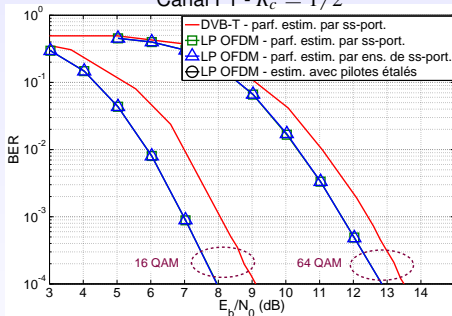
Paramètres d'étalement

- Longueur totale d'étalement : $L = 64$
- Longueur d'étalement fréquentiel : $L_f = 4$
- Longueur d'étalement temporel : $L_t = 16$

Pourcentages de pilotes

- DVB-T : 10% des symboles
- LP-OFDM : 1 symbole sur 64 soit 1,6%
 ⇒ meilleure efficacité spectrale

Canal F1 - $R_c = 1/2$



- Estimation parfaite par sous-porteuse : **LP-OFDM / DVB-T**
 - ▶ gain d'efficacité spectrale du système LP-OFDM
- Estimation parfaite : **par sous-porteuse / par bloc de sous-porteuses**
 - ▶ MCI négligeable ⇒ canal relativement plat sur chaque bloc de sous-porteuses

Simulations sous le canal F1

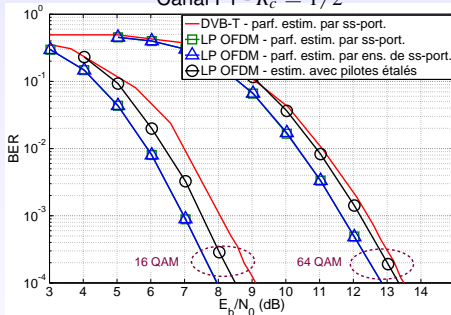
Paramètres d'étalement

- Longueur totale d'étalement : $L = 64$
- Longueur d'étalement fréquentiel : $L_f = 4$
- Longueur d'étalement temporel : $L_t = 16$

Pourcentages de pilotes

- DVB-T : 10% des symboles
- LP-OFDM : 1 symbole sur 64 soit 1,6%
 ⇒ meilleure efficacité spectrale

Canal F1 - $R_c = 1/2$



- Estimation parfaite par sous-porteuse : **LP-OFDM / DVB-T**
 - ▶ gain d'efficacité spectrale du système LP-OFDM
- Estimation parfaite : **par sous-porteuse / par bloc de sous-porteuses**
 - ▶ MCI négligeable ⇒ canal relativement plat sur chaque bloc de sous-porteuses
- Estimation avec pilote étalé / **DVB-T avec estimation parfaite par sous-porteuse**
 - ▶ performances similaires ou légèrement meilleures

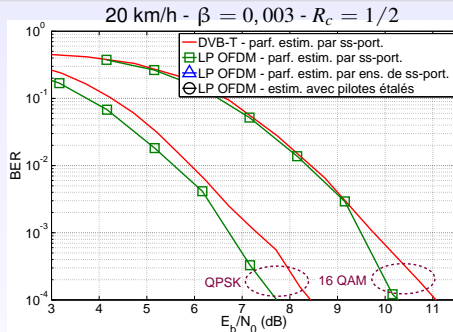
Simulations sous le canal TU6

Paramètres d'étalement

- Longueur totale d'étalement : $L = 64$
- Longueur d'étalement fréquentiel : $L_f = 4$
- Longueur d'étalement temporel : $L_t = 16$

Pourcentages de pilotes

- DVB-T : 10% des symboles
- LP-OFDM : 1 symbole sur 64 soit 1,6%
 ⇒ meilleure efficacité spectrale



- Estimation parfaite par sous-porteuse : **LP-OFDM / DVB-T**
 - ▶ gain d'efficacité spectrale du système LP-OFDM

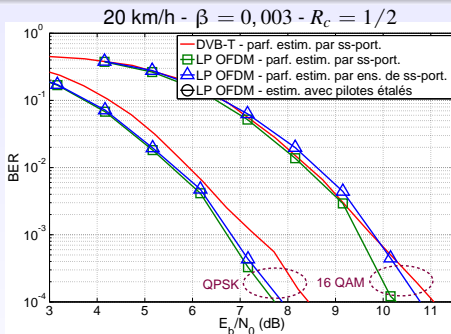
Simulations sous le canal TU6

Paramètres d'étalement

- Longueur totale d'étalement : $L = 64$
- Longueur d'étalement fréquentiel : $L_f = 4$
- Longueur d'étalement temporel : $L_t = 16$

Pourcentages de pilotes

- DVB-T : 10% des symboles
- LP-OFDM : 1 symbole sur 64 soit 1,6%
 ⇒ meilleure efficacité spectrale



- Estimation parfaite par sous-porteuse : **LP-OFDM / DVB-T**
 - ▶ gain d'efficacité spectrale du système LP-OFDM
- Estimation parfaite : **par sous-porteuse / par bloc de sous-porteuses**
 - ▶ présence de MCI ⇒ variations temporelles (mobilité) et fréquentielles du canal

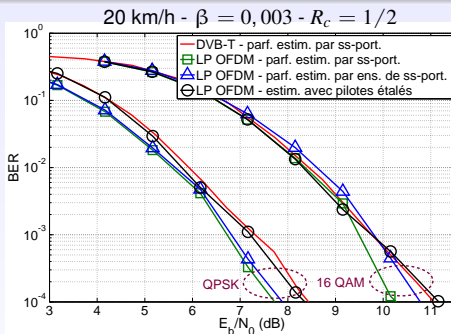
Simulations sous le canal TU6

Paramètres d'étalement

- Longueur totale d'étalement : $L = 64$
- Longueur d'étalement fréquentiel : $L_f = 4$
- Longueur d'étalement temporel : $L_t = 16$

Pourcentages de pilotes

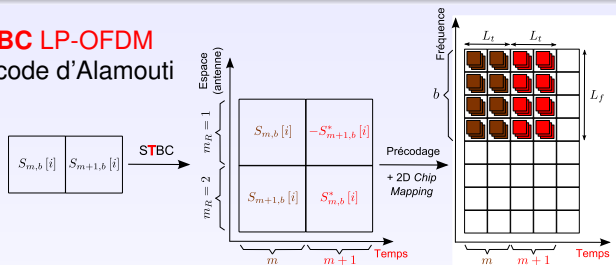
- DVB-T : 10% des symboles
- LP-OFDM : 1 symbole sur 64 soit 1,6%
 ⇒ meilleure efficacité spectrale



- Estimation parfaite par sous-porteuse : **LP-OFDM / DVB-T**
 - ▶ gain d'efficacité spectrale du système LP-OFDM
- Estimation parfaite : **par sous-porteuse / par bloc de sous-porteuses**
 - ▶ présence de MCI ⇒ variations temporelles (mobilité) et fréquentielles du canal
- **Estimation avec pilote étalé / DVB-T avec estimation parfaite par sous-porteuse**
 - ▶ performances similaires

Schémas MIMO en bloc combiné avec le précodage

Schéma **STBC** LP-OFDM basé sur le code d'Alamouti



Schémas MIMO en bloc combiné avec le précodage

Schéma **STBC** LP-OFDM basé sur le code d'Alamouti

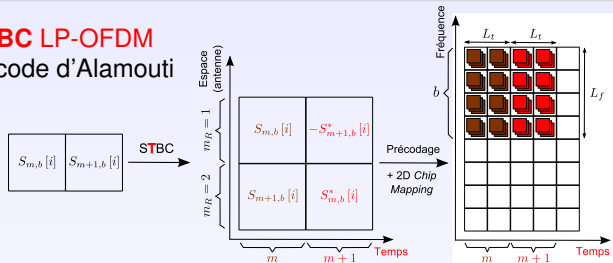
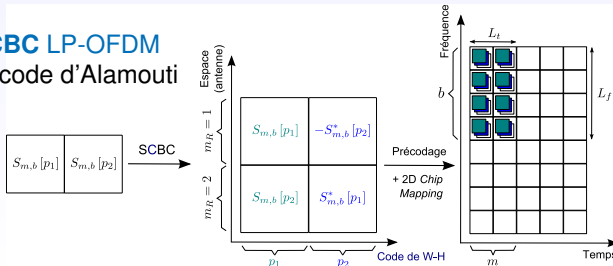


Schéma **SCBC** LP-OFDM basé sur le code d'Alamouti



Estimation de canal dans le cas STBC

Après déprécodage par le code pilote \mathbf{c}_p^H

$$R_{m,b}^{m_R} [p] = \sum_{m_T=1}^{M_T} \bar{H}_{m,b}^{m_T m_R} \sqrt{P_p} X_{m,b}^{m_T} [p] + \text{MCI}_{m,b}^{m_R} + \text{WGN}_{m,b}^{m_R}$$

Estimation de canal dans le cas STBC

Après déprécodage par le code pilote \mathbf{c}_p^H

$$R_{m,b}^{m_R} [p] = \sum_{m_T=1}^{M_T} \bar{H}_{m,b}^{m_T m_R} \sqrt{P_p} X_{m,b}^{m_T} [p] + \text{MCI}_{m,b}^{m_R} + \text{WGN}_{m,b}^{m_R}$$

Estimation des coefficients de canal MIMO

$$\begin{aligned} & \hat{H}_{(m,m+1),b}^{1m_R} \\ &= \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b}^* [p] R_{m,b}^{m_R} [p] - S_{m+1,b} [p] R_{m+1,b}^{m_R} [p] \right) \\ &= \bar{H}_{(m,m+1),b}^{1m_r} + \underbrace{\frac{1}{2} S_{m,b}^* [p] S_{m+1,b} [p] \left(\bar{H}_{m,b}^{2m_R} - \bar{H}_{m+1,b}^{2m_R} \right)}_{\text{Interférence entre antennes (IAI)}} + \text{MCI}_{(m,m+1),b}^{1m_R} + \text{WGN}_{(m,m+1),b}^{1m_R} \end{aligned}$$

Estimation de canal dans le cas STBC

Après déprécodage par le code pilote \mathbf{c}_p^H

$$R_{m,b}^{m_R} [p] = \sum_{m_T=1}^{M_T} \bar{H}_{m,b}^{m_T m_R} \sqrt{P_p} X_{m,b}^{m_T} [p] + \text{MCI}_{m,b}^{m_R} + \text{WGN}_{m,b}^{m_R}$$

Estimation des coefficients de canal MIMO

$$\begin{aligned} & \hat{H}_{(m,m+1),b}^{1m_R} \\ &= \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b}^* [p] R_{m,b}^{m_R} [p] - S_{m+1,b} [p] R_{m+1,b}^{m_R} [p] \right) \\ &= \bar{H}_{(m,m+1),b}^{1m_r} + \underbrace{\frac{1}{2} S_{m,b}^* [p] S_{m+1,b} [p] \left(\bar{H}_{m,b}^{2m_R} - \bar{H}_{m+1,b}^{2m_R} \right)}_{\text{Interférence entre antennes (IAI)}} + \text{MCI}_{(m,m+1),b}^{1m_R} + \text{WGN}_{(m,m+1),b}^{1m_R} \end{aligned}$$

Estimation de canal dans le cas STBC

Après déprécodage par le code pilote \mathbf{c}_p^H

$$R_{m,b}^{m_R} [p] = \sum_{m_T=1}^{M_T} \bar{H}_{m,b}^{m_T m_R} \sqrt{P_p} X_{m,b}^{m_T} [p] + \text{MCI}_{m,b}^{m_R} + \text{WGN}_{m,b}^{m_R}$$

Estimation des coefficients de canal MIMO

$$\begin{aligned} & \hat{H}_{(m,m+1),b}^{1m_R} \\ &= \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b}^* [p] R_{m,b}^{m_R} [p] - S_{m+1,b} [p] R_{m+1,b}^{m_R} [p] \right) \\ &= \bar{H}_{(m,m+1),b}^{1m_R} + \underbrace{\frac{1}{2} S_{m,b}^* [p] S_{m+1,b} [p] \left(\bar{H}_{m,b}^{2m_R} - \bar{H}_{m+1,b}^{2m_R} \right)}_{\text{Interférence entre antennes (IAI)}} + \text{MCI}_{(m,m+1),b}^{1m_R} + \text{WGN}_{(m,m+1),b}^{1m_R} \end{aligned}$$

Estimation de canal dans le cas STBC

Après déprécodage par le code pilote \mathbf{c}_p^H

$$R_{m,b}^{mR} [p] = \sum_{m_T=1}^{M_T} \bar{H}_{m,b}^{m_T m_R} \sqrt{P_p} X_{m,b}^{m_T} [p] + \text{MCI}_{m,b}^{mR} + \text{WGN}_{m,b}^{mR}$$

Estimation des coefficients de canal MIMO

$$\begin{aligned} \hat{H}_{(m,m+1),b}^{1m_R} &= \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b}^* [p] R_{m,b}^{mR} [p] - S_{m+1,b} [p] R_{m+1,b}^{mR} [p] \right) \\ &= \underbrace{\bar{H}_{(m,m+1),b}^{1m_R} + \frac{1}{2} S_{m,b}^* [p] S_{m+1,b} [p] \left(\bar{H}_{m,b}^{2m_R} - \bar{H}_{m+1,b}^{2m_R} \right)}_{\text{Interférence entre antennes (IAI)}} + \text{MCI}_{(m,m+1),b}^{1m_R} + \text{WGN}_{(m,m+1),b}^{1m_R} \end{aligned}$$

Nouvelle contrainte imposée par l'estimateur dans le cas STBC

Pour ne pas avoir d'IAI, il faut : $\bar{H}_{m,b}^{m_T m_R} = \bar{H}_{m+1,b}^{m_T m_R}$

⇒ invariance temporelle du canal durant chaque bloc de $(2 \times L_t)$ symboles OFDM

Estimation de canal dans le cas SCBC

Estimation des coefficients de canal MIMO

$$\begin{aligned}\hat{H}_{m,b}^{1m_R} &= \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b}^* [p_1] R_{m,b}^{m_R} [p_1] - S_{m,b} [p_2] R_{m,b}^{m_R} [p_2] \right) \\ &= \tilde{H}_{m,b}^{1m_R} + {}^{(1,2)}\text{MCI}_{m,b}^{1m_R} + {}^{(1,2)}\text{WGN}_{m,b}^{1m_R}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\hat{H}_{m,b}^{2m_R} &= \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b} [p_1] R_{m,b}^{m_R} [p_2] + S_{m,b}^* [p_2] R_{m,b}^{m_R} [p_1] \right) \\ &= \tilde{H}_{m,b}^{2m_R} + {}^{(1,2)}\text{MCI}_{m,b}^{2m_R} + {}^{(1,2)}\text{WGN}_{m,b}^{2m_R}\end{aligned}$$

Contraintes imposées par l'estimateur dans le cas SCBC

- Absence totale d'interférence entre antennes (IAI)
 - ⇒ même contrainte d'invariance du canal que dans le cas SISO
 - ⇒ moins sensible aux scénarios mobiles que le schéma STBC

Estimation de canal dans le cas SCBC

Estimation des coefficients de canal MIMO

$$\begin{aligned}\hat{H}_{m,b}^{1m_R} &= \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b}^* [p_1] R_{m,b}^{m_R} [p_1] - S_{m,b} [p_2] R_{m,b}^{m_R} [p_2] \right) \\ &= \tilde{H}_{m,b}^{1m_R} + {}^{(1,2)}\text{MCI}_{m,b}^{1m_R} + {}^{(1,2)}\text{WGN}_{m,b}^{1m_R}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\hat{H}_{m,b}^{2m_R} &= \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b} [p_1] R_{m,b}^{m_R} [p_2] + S_{m,b}^* [p_2] R_{m,b}^{m_R} [p_1] \right) \\ &= \tilde{H}_{m,b}^{2m_R} + {}^{(1,2)}\text{MCI}_{m,b}^{2m_R} + {}^{(1,2)}\text{WGN}_{m,b}^{2m_R}\end{aligned}$$

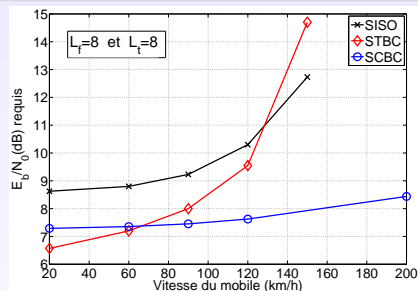
Contraintes imposées par l'estimateur dans le cas SCBC

- Absence totale d'interférence entre antennes (IAI)
 - ⇒ même contrainte d'invariance du canal que dans le cas SISO
 - ⇒ moins sensible aux scénarios mobiles que le schéma STBC
- mais au détriment de l'exploitation de 2 fois plus de pilotes

Simulations sous le canal TU6

- ▶ **BER = 10^{-4}**
- ▶ Symboles de données QPSK
- ▶ Rendement de code : $R_c = 1/2$
- ▶ Modèle de canal TU6

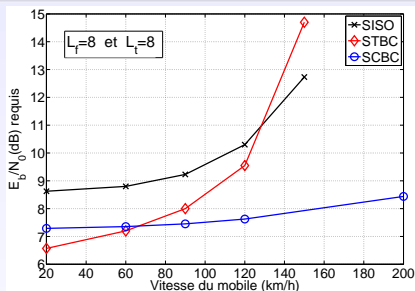
Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
90	0,012
120	0,016
200	0,026



Simulations sous le canal TU6

- ▶ BER = 10^{-4}
- ▶ Symboles de données QPSK
- ▶ Rendement de code : $R_c = 1/2$
- ▶ Modèle de canal TU6

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
90	0,012
120	0,016
200	0,026



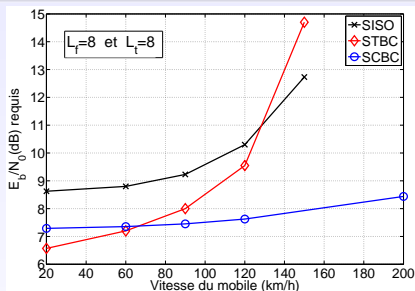
● A faibles mobilités :

- ▶ meilleures performances des schémas MIMO
- ▶ **STBC** / **SCBC** : performances semblables

Simulations sous le canal TU6

- ▶ BER = 10^{-4}
- ▶ Symboles de données QPSK
- ▶ Rendement de code : $R_c = 1/2$
- ▶ Modèle de canal TU6

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
90	0,012
120	0,016
200	0,026



● A faibles mobilités :

- ▶ meilleures performances des schémas MIMO
- ▶ **STBC** / **SCBC** : performances semblables

● Augmentation de la mobilité :

- ▶ **STBC** : dégradations de performances rapides
 ⇒ performances du **SISO** deviennent meilleures au-delà d'un certain β
- ▶ **SCBC** : dégradations de performances très modérées par rapport au **SISO**

Bilan dans le cas SISO

Avantages

- **Simplicité** : pas de filtre interpolateur en réception
- **Flexibilité** offerte par les paramètres d'étalement temporel et fréquentiel

Bilan dans le cas SISO

Avantages

- **Simplicité** : pas de filtre interpolateur en réception
- **Flexibilité** offerte par les paramètres d'étalement temporel et fréquentiel

Contraintes

invariance du canal sur chaque ensemble de sous-porteuses équivalant à étaler chaque pilote sur des sous-porteuses fortement corrélées

- ▶ pas de gain de diversité
- ▶ sensibilité aux scénarios à fortes mobilités

Bilan de l'extension au cas MIMO

Schéma STBC

contrainte d'invariance temporelle du canal doublée par rapport au cas SISO

⇒ forte sensibilité aux scénarios mobiles

Bilan de l'extension au cas MIMO

Schéma STBC

contrainte d'invariance temporelle du canal doublée par rapport au cas SISO

⇒ forte sensibilité aux scénarios mobiles

Schéma SCBC

- mêmes contraintes d'invariance du canal que dans le cas SISO
- robuste aux scénarios mobiles
- augmentation du nombre de pilotes ⇒ réduction du débit utile

Bilan de l'extension au cas MIMO

Schéma STBC

contrainte d'invariance temporelle du canal doublée par rapport au cas SISO
⇒ forte sensibilité aux scénarios mobiles

Schéma SCBC

- mêmes contraintes d'invariance du canal que dans le cas SISO
- robuste aux scénarios mobiles
- augmentation du nombre de pilotes ⇒ réduction du débit utile

Perspectives pour le schéma SCBC

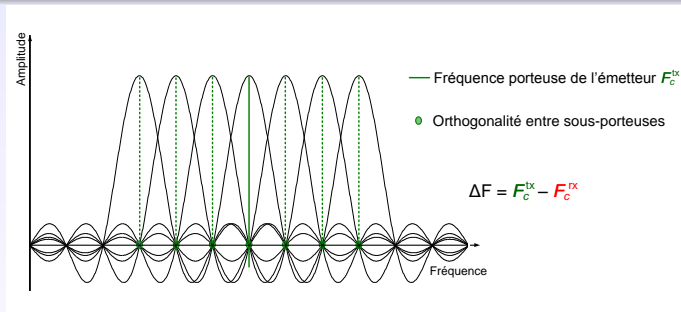
Exploitation de **codes non-orthogonaux** pour augmenter le débit utile

- ▶ utilisation d'un code parfait pour les données
- ▶ utilisation du code d'Alamouti pour les pilotes

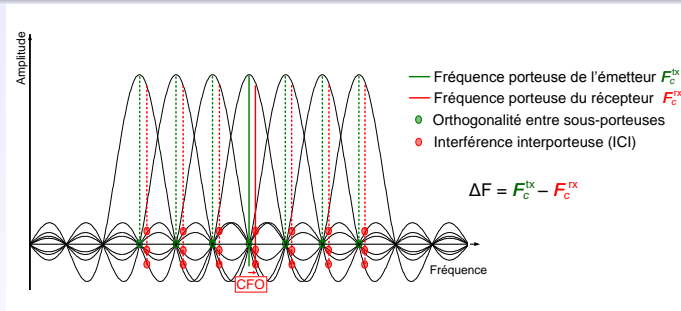
Partie III : Synchronisation fréquentielle à base de symboles pilotes étalés

- Algorithmes de synchronisation du système DVB-T
- Estimation du CFO et du SFO à base de chips pilotes
- Estimation du CFO et du SFO après désétalement des pilotes
- Conclusions et perspectives

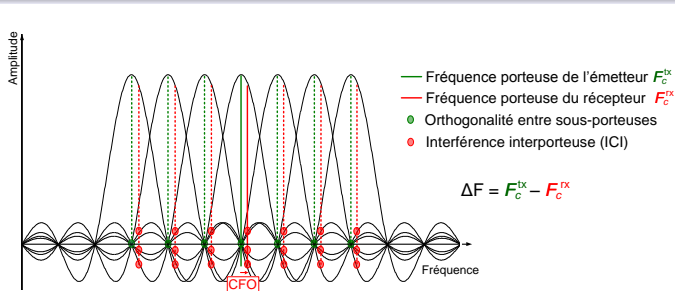
Signal reçu en présence de CFO



Signal reçu en présence de CFO



Signal reçu en présence de CFO

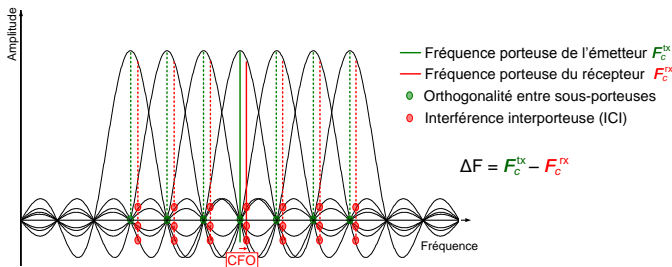


Expression des symboles reçus en présence de CFO

$$R_q [n'] = \underbrace{S_q [n'] H_q [n'] \Psi_{\text{cfo}} (\zeta) \Phi_{\text{cfo}} (\zeta, q)}_{\text{signal utile}} + \Xi_{\text{ICI}} + w_q [n']$$

- ▶ $\zeta = \Delta F / (N\Delta f)$ le CFO normalisé, avec Δf l'espacement interporteuse
- ▶ $\Psi_{\text{cfo}} (\zeta)$ l'atténuation d'amplitude engendrée par le CFO
- ▶ $\Phi_{\text{cfo}} (\zeta, q)$ la rotation de phase engendrée par le CFO

Signal reçu en présence de CFO

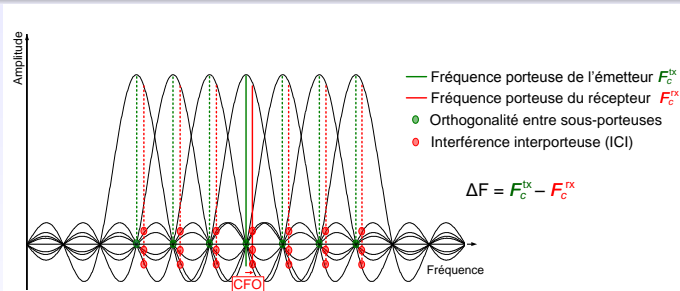


Expression des symboles reçus en présence de CFO

$$R_q [n'] = \underbrace{S_q [n'] H_q [n'] \Psi_{\text{cfo}} (\zeta) \Phi_{\text{cfo}} (\zeta, q)}_{\text{signal utile}} + \Xi_{\text{ICI}} + w_q [n']$$

- ▶ $\zeta = \Delta F / (N\Delta f)$ le CFO normalisé, avec Δf l'espacement interporteuse
- ▶ $\Psi_{\text{cfo}} (\zeta)$ l'atténuation d'amplitude engendrée par le CFO
- ▶ $\Phi_{\text{cfo}} (\zeta, q)$ la rotation de phase engendrée par le CFO

Signal reçu en présence de CFO

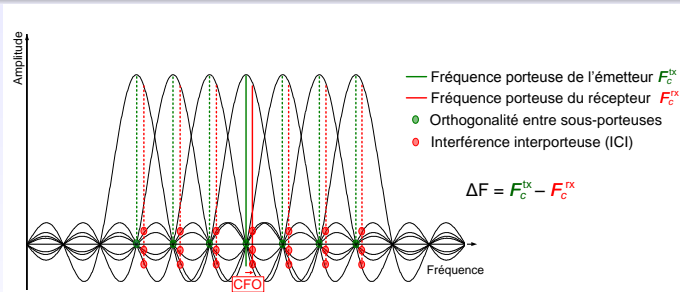


Expression des symboles reçus en présence de CFO

$$R_q [n'] = \underbrace{S_q [n'] H_q [n'] \Psi_{\text{cfo}} (\zeta) \Phi_{\text{cfo}} (\zeta, q)}_{\text{signal utile}} + \Xi_{\text{ICI}} + w_q [n']$$

- ▶ $\zeta = \Delta F / (N \Delta f)$ le CFO normalisé, avec Δf l'espacement interporteuse
- ▶ $\Psi_{\text{cfo}} (\zeta)$ l'atténuation d'amplitude engendrée par le CFO
- ▶ $\Phi_{\text{cfo}} (\zeta, q)$ la rotation de phase engendrée par le CFO

Signal reçu en présence de CFO

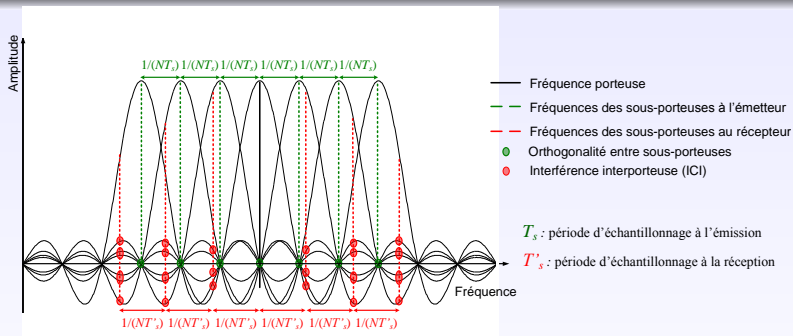


Expression des symboles reçus en présence de CFO

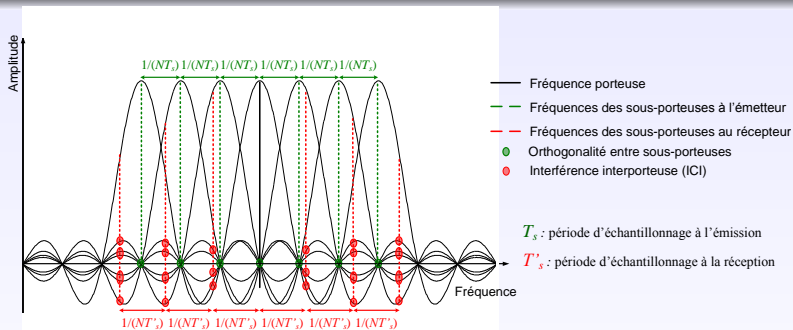
$$R_q[n'] = \underbrace{S_q[n'] H_q[n'] \Psi_{\text{cfo}}(\zeta) \Phi_{\text{cfo}}(\zeta, q)}_{\text{signal utile}} + \Xi_{\text{ICI}} + w_q[n']$$

- ▶ $\zeta = \Delta F / (N\Delta f)$ le CFO normalisé, avec Δf l'espacement interporteuse
- ▶ $\Psi_{\text{cfo}}(\zeta)$ l'atténuation d'amplitude engendrée par le CFO
- ▶ $\Phi_{\text{cfo}}(\zeta, q)$ la rotation de phase engendrée par le CFO \Rightarrow à mesurer

Décalage de fréquence d'échantillonnage (SFO)



Décalage de fréquence d'échantillonnage (SFO)

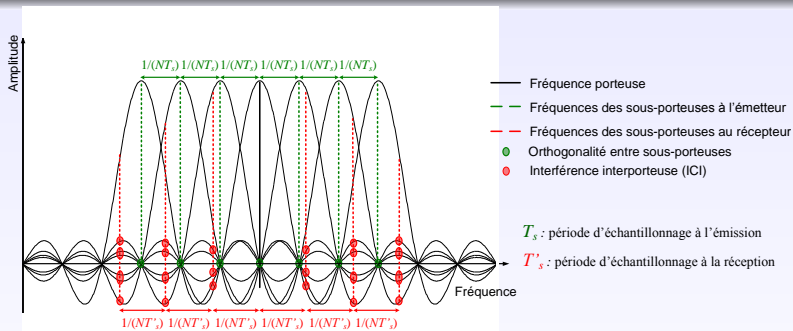


Expression des symboles reçus en présence de SFO

$$R_q[n'] = S_q[n'] H_q[n'] \Psi_{\text{sfo}}(\xi, n') \Phi_{\text{sfo}}(\xi, q, n') + \Xi_{\text{ICI}} + \Xi_{\text{AWGN}}$$

- ▶ $\xi = \Delta T / T_s$ le SFO normalisé, avec $\Delta T = (T_s - T'_s)$
- ▶ $\Psi_{\text{sfo}}(\xi, n')$ atténuation d'amplitude
- ▶ $\Phi_{\text{sfo}}(\xi, q, n')$ rotation de phase linéairement dépendant de n'

Décalage de fréquence d'échantillonnage (SFO)

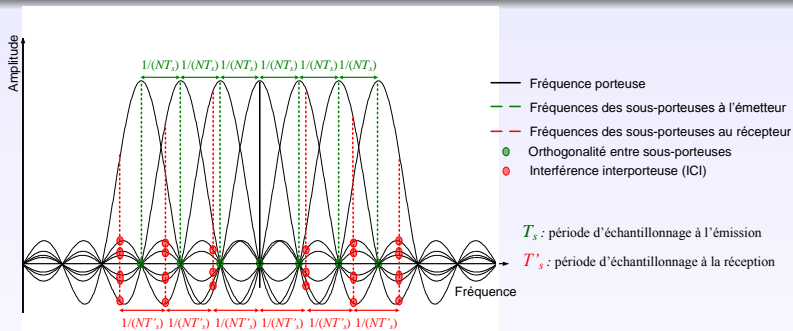


Expression des symboles reçus en présence de SFO

$$R_q[n'] = S_q[n']H_q[n']\Psi_{\text{sfo}}(\xi, n')\Phi_{\text{sfo}}(\xi, q, n') + \Xi_{\text{ICI}} + \Xi_{\text{AWGN}}$$

- ▶ $\xi = \Delta T/T_s$ le **SFO normalisé**, avec $\Delta T = (T_s - T'_s)$
- ▶ $\Psi_{\text{sfo}}(\xi, n')$ atténuation d'amplitude
- ▶ $\Phi_{\text{sfo}}(\xi, q, n')$ rotation de phase linéairement dépendant de n'

Décalage de fréquence d'échantillonnage (SFO)



Expression des symboles reçus en présence de SFO

$$R_q [n'] = S_q [n'] H_q [n'] \Psi_{\text{sfo}} (\xi, n') \Phi_{\text{sfo}} (\xi, q, n') + \Xi_{\text{ICI}} + \Xi_{\text{AWGN}}$$

- ▶ $\xi = \Delta T / T_s$ le SFO normalisé, avec $\Delta T = (T_s - T'_s)$
- ▶ $\Psi_{\text{sfo}} (\xi, n')$ atténuation d'amplitude
- ▶ $\Phi_{\text{sfo}} (\xi, q, n')$ rotation de phase linéairement dépendant de n'

Synchronisation à base de sous-porteuses pilotes

Métrique d'estimation du CFO et du SFO

Mesure du déphasage entre 2 symboles OFDM consécutifs q et $(q + 1)$ sur chaque sous-porteuse pilote continue $n_p^{(cp)}$:

Synchronisation à base de sous-porteuses pilotes

Métrie d'estimation du CFO et du SFO

Mesure du déphasage entre 2 symboles OFDM consécutifs q et $(q + 1)$ sur chaque sous-porteuse pilote continue $n_p^{(cp)}$:

$$\Gamma(q, n_p^{(cp)}) = \text{Arg} \left\{ \frac{R_q^* [n_p^{(cp)}] R_{q+1} [n_p^{(cp)}]}{S_q^* [n_p^{(cp)}] S_{q+1} [n_p^{(cp)}]} \right\}$$

$$\approx \text{Arg} \left\{ \Phi(q + 1, n_p^{(cp)}) \Phi^*(q, n_p^{(cp)}) H_{q+1} [n_p^{(cp)}] H_q^* [n_p^{(cp)}] \right\}$$

Synchronisation à base de sous-porteuses pilotes

Métrique d'estimation du CFO et du SFO

Mesure du déphasage entre 2 symboles OFDM consécutifs q et $(q + 1)$ sur chaque sous-porteuse pilote continue $n_p^{(cp)}$:

$$\Gamma(q, n_p^{(cp)}) = \text{Arg} \left\{ \frac{R_q^* [n_p^{(cp)}] R_{q+1} [n_p^{(cp)}]}{S_q^* [n_p^{(cp)}] S_{q+1} [n_p^{(cp)}]} \right\}$$

$$\approx \text{Arg} \left\{ \Phi(q+1, n_p^{(cp)}) \Phi^*(q, n_p^{(cp)}) H_{q+1} [n_p^{(cp)}] H_q^* [n_p^{(cp)}] \right\}$$

Contrainte imposée par les estimateurs

Invariance temporelle du canal durant 2 symboles OFDM : $H_q [n_p^{(cp)}] = H_{q+1} [n_p^{(cp)}]$

Synchronisation à base de sous-porteuses pilotes

Métrique d'estimation du CFO et du SFO

Mesure du déphasage entre 2 symboles OFDM consécutifs q et $(q + 1)$ sur chaque sous-porteuse pilote continue $n_p^{(cp)}$:

$$\Gamma(q, n_p^{(cp)}) = \text{Arg} \left\{ \frac{R_q^* [n_p^{(cp)}] R_{q+1} [n_p^{(cp)}]}{S_q^* [n_p^{(cp)}] S_{q+1} [n_p^{(cp)}]} \right\}$$

$$\approx \text{Arg} \left\{ \Phi(q + 1, n_p^{(cp)}) \Phi^*(q, n_p^{(cp)}) H_{q+1} [n_p^{(cp)}] H_q^* [n_p^{(cp)}] \right\}$$

Contrainte imposée par les estimateurs

Invariance temporelle du canal durant 2 symboles OFDM : $H_q [n_p^{(cp)}] = H_{q+1} [n_p^{(cp)}]$

- si présence de CFO uniquement : $\Gamma(q, n_p^{(cp)}) \approx 2\pi(N + \Delta)\zeta$
 \Rightarrow estimation du CFO par **moyennage** des métriques
- si présence de SFO uniquement : $\Gamma(q, n_p^{(cp)}) \approx 2\pi \frac{(N+\Delta)}{N} \xi \times n_p^{(cp)}$
 \Rightarrow estimation du SFO par régression linéaire

Synchronisation à base de sous-porteuses pilotes

Métrique d'estimation du CFO et du SFO

Mesure du déphasage entre 2 symboles OFDM consécutifs q et $(q + 1)$ sur chaque sous-porteuse pilote continue $n_p^{(cp)}$:

$$\Gamma(q, n_p^{(cp)}) = \text{Arg} \left\{ \frac{R_q^* [n_p^{(cp)}] R_{q+1} [n_p^{(cp)}]}{S_q^* [n_p^{(cp)}] S_{q+1} [n_p^{(cp)}]} \right\}$$

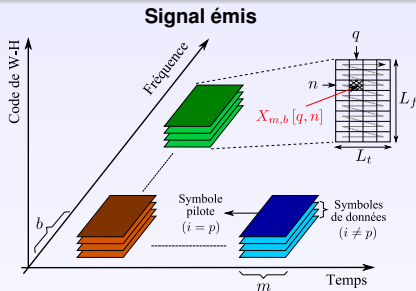
$$\approx \text{Arg} \left\{ \Phi(q+1, n_p^{(cp)}) \Phi^*(q, n_p^{(cp)}) H_{q+1} [n_p^{(cp)}] H_q^* [n_p^{(cp)}] \right\}$$

Contrainte imposée par les estimateurs

Invariance temporelle du canal durant 2 symboles OFDM : $H_q [n_p^{(cp)}] = H_{q+1} [n_p^{(cp)}]$

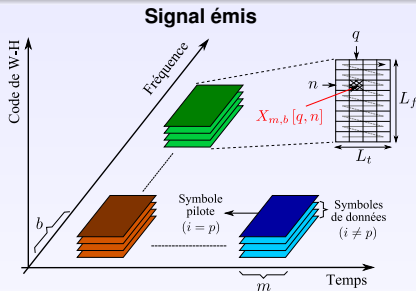
- si présence de CFO uniquement : $\Gamma(q, n_p^{(cp)}) \approx 2\pi(N + \Delta)\zeta$
 \Rightarrow estimation du CFO par moyennage des métriques
- si présence de SFO uniquement : $\Gamma(q, n_p^{(cp)}) \approx 2\pi \frac{(N+\Delta)}{N} \xi \times n_p^{(cp)}$
 \Rightarrow estimation du SFO par **régression linéaire**

Signal LP-OFDM reçu en présence de CFO et de SFO



- indice équivalent de symbole OFDM :
 $q_{\text{eq}} = (m \times L_t) + q$
- indice équivalent de sous-porteuse :
 $n'_{\text{eq}} = (b' \times L_f) + n'$

Signal LP-OFDM reçu en présence de CFO et de SFO



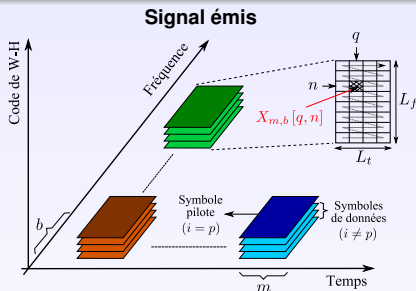
- indice équivalent de symbole OFDM :
 $q_{eq} = (m \times L_t) + q$
- indice équivalent de sous-porteuse :
 $n'_{eq} = (b' \times L_f) + n'$

Symbole reçu sur chaque sous-porteuse

$$Y_{m,b'}[q,n'] \approx \Phi(q_{eq}, n'_{eq}) \Psi(n'_{eq}) X_{m,b'}[q,n'] H_{m,b'}[q,n']$$

$$\text{avec } X_{m,b'}[q,n'] = \underbrace{c_p[q,n'] \sqrt{P_p} S_{m,b'}[p]}_{\text{chip pilote}} + \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq p}}^{L-1} \underbrace{c_i[q,n'] P_i S_{m,b'}[i]}_{\text{chips de données}}$$

Signal LP-OFDM reçu en présence de CFO et de SFO



- indice équivalent de symbole OFDM :
 $q_{eq} = (m \times L_t) + q$
- indice équivalent de sous-porteuse :
 $n'_{eq} = (b' \times L_f) + n'$

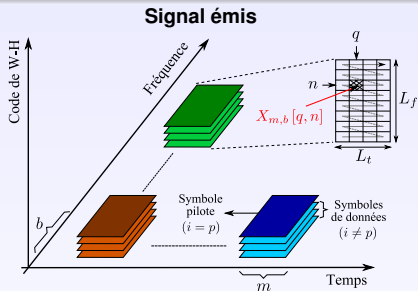
Symbole reçu sur chaque sous-porteuse

$$Y_{m,b'}[q,n'] \approx \Phi(q_{eq}, n'_{eq}) \Psi(n'_{eq}) X_{m,b'}[q,n'] H_{m,b'}[q,n']$$

$$\text{avec } X_{m,b'}[q,n'] = \underbrace{c_p[q,n'] \sqrt{P_p} S_{m,b'}[p]}_{\text{chip pilote}} + \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq p}}^{L-1} \underbrace{c_i[q,n'] P_i S_{m,b'}[i]}_{\text{chips de données}}$$

Toutes les sous-porteuses actives peuvent être exploitées pour l'estimation du CFO et du SFO

Signal LP-OFDM reçu en présence de CFO et de SFO



- indice équivalent de symbole OFDM :
 $q_{\text{eq}} = (m \times L_t) + q$
- indice équivalent de sous-porteuse :
 $n'_{\text{eq}} = (b' \times L_f) + n'$

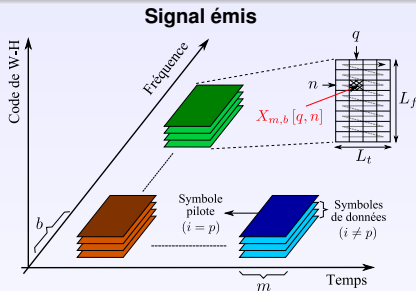
Symbole reçu sur chaque sous-porteuse

$$Y_{m,b'}[q,n'] \approx \Phi(q_{\text{eq}}, n'_{\text{eq}}) \Psi(n'_{\text{eq}}) X_{m,b'}[q,n'] H_{m,b'}[q,n']$$

$$\text{avec } X_{m,b'}[q,n'] = \underbrace{c_p[q,n'] \sqrt{P_p} S_{m,b'}[p]}_{\text{chip pilote}} + \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq p}}^{L-1} \underbrace{c_i[q,n'] P_i S_{m,b'}[i]}_{\text{chips de données}}$$

Toutes les sous-porteuses actives peuvent être exploitées pour l'estimation du CFO et du SFO \Rightarrow gain de diversité fréquentielle

Signal LP-OFDM reçu en présence de CFO et de SFO



- indice équivalent de symbole OFDM :
 $q_{eq} = (m \times L_t) + q$
- indice équivalent de sous-porteuse :
 $n'_{eq} = (b' \times L_f) + n'$

Symbole reçu sur chaque sous-porteuse

$$Y_{m,b'}[q,n'] \approx \Phi(q_{eq}, n'_{eq}) \Psi(n'_{eq}) X_{m,b'}[q,n'] H_{m,b'}[q,n']$$

$$\text{avec } X_{m,b'}[q,n'] = \underbrace{c_p[q,n'] \sqrt{P_p} S_{m,b'}[p]}_{\text{chip pilote}} + \underbrace{\sum_{\substack{i=0 \\ i \neq p}}^{L-1} c_i[q,n'] P_i S_{m,b'}[i]}_{\text{chips de données}}$$

Toutes les sous-porteuses actives peuvent être exploitées pour l'estimation du CFO et du SFO \Rightarrow gain de diversité fréquentielle

Estimation à base de chips pilotes

Métrique avant désétalement des pilotes

$$\Gamma(m, b', q, n')$$

$$= \text{Arg} \left\{ \left(c_p^* [l' + 1] Y_{m,b'} [q + 1, n'] \right) \times \left(c_p [l'] Y_{m,b'}^* [q, n'] \right) \right\}$$

Estimation à base de chips pilotes

Métrique avant désétalement des pilotes

$$\begin{aligned} & \Gamma (m, b', q, n') \\ &= \text{Arg} \left\{ \left(c_p^* [l' + 1] Y_{m,b'} [q + 1, n'] \right) \times \left(c_p [l'] Y_{m,b'}^* [q, n'] \right) \right\} \\ &\approx \text{Arg} \left\{ \Phi (q_{\text{eq}} + 1, n'_{\text{eq}}) \Phi^* (q_{\text{eq}}, n'_{\text{eq}}) H_{m,b'} [q + 1, n'] H_{m,b'}^* [q, n'] \right\} + \Xi_{\text{arg}} \{\text{data}\} \end{aligned}$$

avec $\Xi_{\text{arg}} \{\text{data}\}$ l'interférence en provenance des chips de données

⇒ contrainte d'invariance temporelle durant 2 symboles OFDM

Estimation à base de chips pilotes

Métrique avant désétalement des pilotes

$$\begin{aligned} & \Gamma (m, b', q, n') \\ &= \text{Arg} \left\{ \left(c_p^* [l' + 1] Y_{m,b'} [q + 1, n'] \right) \times \left(c_p [l'] Y_{m,b'}^* [q, n'] \right) \right\} \\ &\approx \text{Arg} \left\{ \Phi (q_{\text{eq}} + 1, n'_{\text{eq}}) \Phi^* (q_{\text{eq}}, n'_{\text{eq}}) H_{m,b'} [q + 1, n'] H_{m,b'}^* [q, n'] \right\} + \Xi_{\text{arg}} \{\text{data}\} \end{aligned}$$

avec $\Xi_{\text{arg}} \{\text{data}\}$ l'interférence en provenance des chips de données

⇒ contrainte d'invariance temporelle durant 2 symboles OFDM

Estimation à base de chips pilotes

Métrique avant désétalement des pilotes

$$\begin{aligned} & \Gamma (m, b', q, n') \\ &= \text{Arg} \left\{ \left(c_p^* [l' + 1] Y_{m,b'} [q + 1, n'] \right) \times \left(c_p [l'] Y_{m,b'}^* [q, n'] \right) \right\} \\ &\approx \text{Arg} \left\{ \Phi (q_{\text{eq}} + 1, n'_{\text{eq}}) \Phi^* (q_{\text{eq}}, n'_{\text{eq}}) H_{m,b'} [q + 1, n'] H_{m,b'}^* [q, n'] \right\} + \Xi_{\text{arg}} \{\text{data}\} \end{aligned}$$

avec $\Xi_{\text{arg}} \{\text{data}\}$ l'interférence en provenance des chips de données

⇒ **contrainte d'invariance temporelle durant 2 symboles OFDM**

Estimation à base de chips pilotes

Métrique avant désétalement des pilotes

$$\begin{aligned} & \Gamma (m, b', q, n') \\ &= \text{Arg} \left\{ (c_p^* [l' + 1] Y_{m,b'} [q + 1, n']) \times (c_p [l'] Y_{m,b'}^* [q, n']) \right\} \\ &\approx \text{Arg} \left\{ \Phi (q_{\text{eq}} + 1, n'_{\text{eq}}) \Phi^* (q_{\text{eq}}, n'_{\text{eq}}) H_{m,b'} [q + 1, n'] H_{m,b'}^* [q, n'] \right\} + \Xi_{\text{arg}} \{\text{data}\} \end{aligned}$$

avec $\Xi_{\text{arg}} \{\text{data}\}$ l'interférence en provenance des chips de données

⇒ contrainte d'invariance temporelle durant 2 symboles OFDM

Estimation du CFO et du SFO

$$\Gamma (m, b', q, n') \approx \text{Arg} \left\{ \Phi (q_{\text{eq}} + 1, n'_{\text{eq}}) \right\} - \text{Arg} \left\{ \Phi (q_{\text{eq}}, n'_{\text{eq}}) \right\}$$

- Si présence de CFO uniquement : $\Gamma (m, b', q, n') \approx 2\pi (N + \Delta) \zeta$
⇒ estimation par moyennage
- Si présence de SFO uniquement : $\Gamma (m, b', q, n') \approx 2\pi \frac{(N + \Delta)}{N} \xi \times n'_{\text{eq}}$
⇒ régression linéaire

Estimation à base de chips pilotes

Métrique avant désétalement des pilotes

$$\begin{aligned} & \Gamma (m, b', q, n') \\ &= \text{Arg} \left\{ \left(c_p^* [l' + 1] Y_{m,b'} [q + 1, n'] \right) \times \left(c_p [l'] Y_{m,b'}^* [q, n'] \right) \right\} \\ &\approx \text{Arg} \left\{ \Phi (q_{\text{eq}} + 1, n'_{\text{eq}}) \Phi^* (q_{\text{eq}}, n'_{\text{eq}}) H_{m,b'} [q + 1, n'] H_{m,b'}^* [q, n'] \right\} + \Xi_{\text{arg}} \{\text{data}\} \end{aligned}$$

avec $\Xi_{\text{arg}} \{\text{data}\}$ l'interférence en provenance des chips de données

⇒ contrainte d'invariance temporelle durant 2 symboles OFDM

Estimation du CFO et du SFO

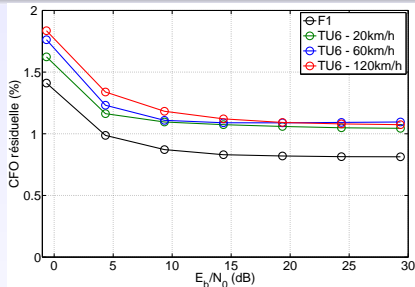
$$\Gamma (m, b', q, n') \approx \text{Arg} \left\{ \Phi (q_{\text{eq}} + 1, n'_{\text{eq}}) \right\} - \text{Arg} \left\{ \Phi (q_{\text{eq}}, n'_{\text{eq}}) \right\}$$

- Si présence de CFO uniquement : $\Gamma (m, b', q, n') \approx 2\pi (N + \Delta) \zeta$
⇒ estimation par moyennage
- Si présence de SFO uniquement : $\Gamma (m, b', q, n') \approx 2\pi \frac{(N+\Delta)}{N} \xi \times n'_{\text{eq}}$
⇒ régression linéaire

Performances de l'estimateur de CFO

- ▶ Longueurs d'étalement :
 $L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$
- ▶ Valeur du CFO :
10% de l'espacement interporteuse Δf
- ▶ Correction du CFO en boucle ouverte

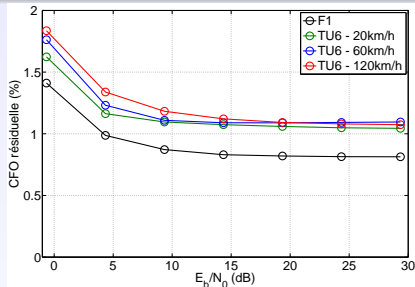
Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016



Performances de l'estimateur de CFO

- ▶ Longueurs d'étalement :
 $L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$
- ▶ Valeur du CFO :
 10% de l'espacement interporteuse Δf
- ▶ Correction du CFO en boucle ouverte

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016

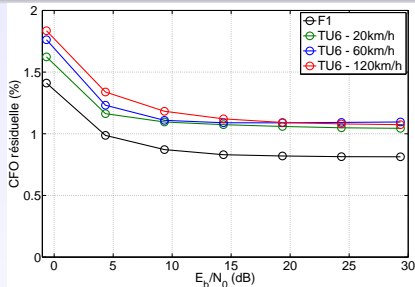


- Au-delà d'une valeur de (E_b/N_0) : présence d'un **plancher** résiduel
 ⇒ causé par l'interférence en provenance des chips de données

Performances de l'estimateur de CFO

- ▶ Longueurs d'étalement :
 $L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$
- ▶ Valeur du CFO :
 10% de l'espacement interporteuse Δf
- ▶ Correction du CFO en boucle ouverte

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016

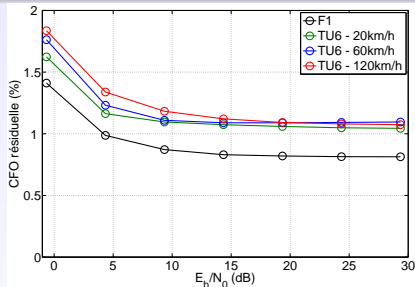


- Au-delà d'une valeur de (E_b/N_0) : présence d'un **plancher** résiduel
 ⇒ causé par l'interférence en provenance des chips de données
- CFO résiduel moins important sous le canal F1 que sous un canal TU6
 ⇒ canal F1 moins sélectif en fréquence

Performances de l'estimateur de CFO

- ▶ Longueurs d'étalement :
 $L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$
- ▶ Valeur du CFO :
 10% de l'espacement interporteuse Δf
- ▶ Correction du CFO en boucle ouverte

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016

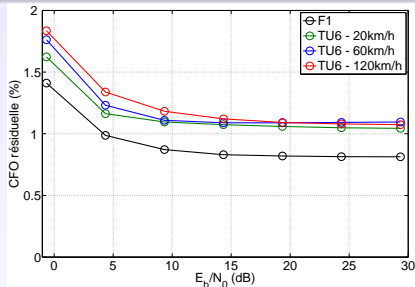


- Au-delà d'une valeur de (E_b/N_0) : présence d'un **plancher** résiduel
 ⇒ causé par l'interférence en provenance des chips de données
- CFO résiduel moins important sous le canal F1 que sous un canal TU6
 ⇒ canal F1 moins sélectif en fréquence
- Performances semblables quelle que soit la mobilité
 ⇒ **estimateur robuste à la mobilité**

Performances de l'estimateur de CFO

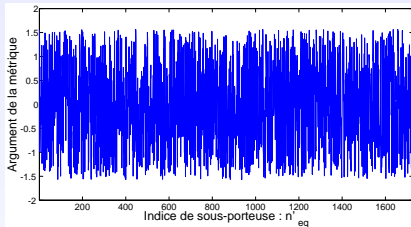
- ▶ Longueurs d'étalement :
 $L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$
- ▶ Valeur du CFO :
10% de l'espacement interporteuse Δf
- ▶ Correction du CFO en boucle ouverte

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016



- Au-delà d'une valeur de (E_b/N_0) : présence d'un **plancher** résiduel
⇒ causé par l'interférence en provenance des chips de données
- CFO résiduel moins important sous le canal F1 que sous un canal TU6
⇒ canal F1 moins sélectif en fréquence
- Performances semblables quelle que soit la mobilité
⇒ **estimateur robuste à la mobilité**
- Sous le canal TU6, CFO résiduel après synchronisation :
 $1\% \text{ de } \Delta f < \Delta F^{(\text{res})} < 2\% \text{ de } \Delta f$

Faisabilité de l'estimation du SFO à base de chips pilotes

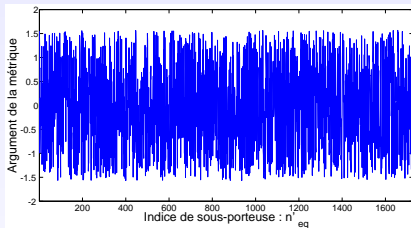


sans annuleur d'interférences

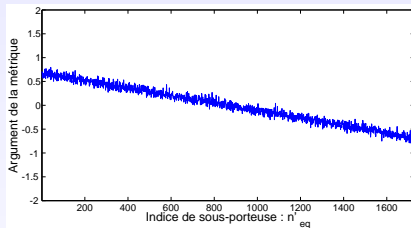
Paramètres de simulation

- ▶ Canal F1 - sans bruit AWGN
- ▶ Longueurs d'étalement :
 $L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$
- ▶ Valeur du SFO :
 $\xi = \Delta T / T_s = 100 \text{ppm}$

Faisabilité de l'estimation du SFO à base de chips pilotes



sans annuleur d'interférences

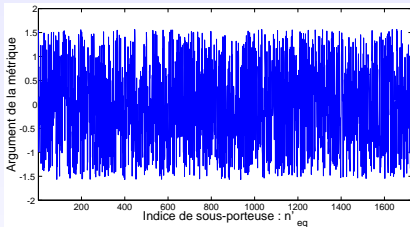


avec annuleur d'interférences idéal

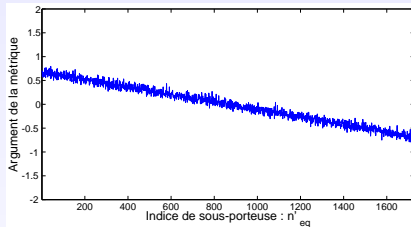
Paramètres de simulation

- ▶ Canal F1 - sans bruit AWGN
- ▶ Longueurs d'étalement :
 $L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$
- ▶ Valeur du SFO :
 $\xi = \Delta T / T_s = 100 \text{ ppm}$

Faisabilité de l'estimation du SFO à base de chips pilotes



sans annuleur d'interférences



avec annuleur d'interférences idéal

Paramètres de simulation

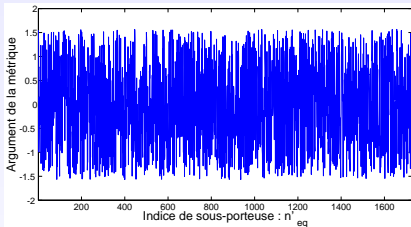
- ▶ Canal F1 - sans bruit AWGN
- ▶ Longueurs d'étalement :
 $L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$
- ▶ Valeur du SFO :
 $\xi = \Delta T / T_s = 100 \text{ppm}$

Estimation du SFO avant déprécodage :

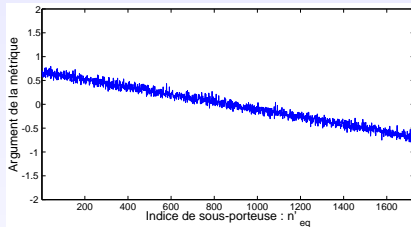
impossible sans annuleur d'interférences !

⇒ mise en œuvre d'un annuleur d'interférences complexe

Faisabilité de l'estimation du SFO à base de chips pilotes



sans annuleur d'interférences



avec annuleur d'interférences idéal

Paramètres de simulation

- ▶ Canal F1 - sans bruit AWGN
- ▶ Longueurs d'étalement :
 $L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$
- ▶ Valeur du SFO :
 $\xi = \Delta T / T_s = 100 \text{ ppm}$

Estimation du SFO avant déprécodage :

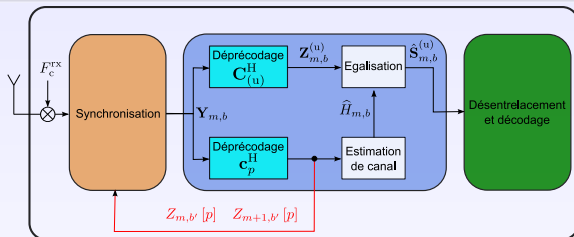
impossible sans annuleur d'interférences !

⇒ mise en œuvre d'un annuleur d'interférences complexe

Nouvelle estimation après désétalement

interférence en provenance des données
fortement **réduite** après déprécodage

Symbole pilote désétalé en présence de CFO et de SFO

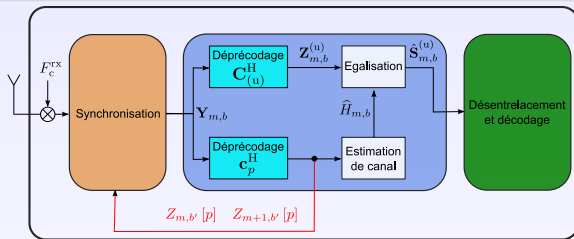


$$Z_{m,b'}[p] = \mathbf{c}_p^H \mathbf{Y}_{m,b'} = \underbrace{\tilde{H}_{m,b'}^{(eq)} \sqrt{P_p} S_{m,b'}[p]}_{\text{Signal utile}} + \underbrace{\mathbf{c}_p^H \mathbf{H}_{m,b'}^{(eq)} \mathbf{C}_{(u)} \mathbf{P}_{(u)} \mathbf{S}_{m,b'}^{(u)}}_{\text{Interférence entre codes (MCI)}} + \Xi_{\text{WGN}}(m, b')$$

$$\text{où } \tilde{H}_{m,b'}^{(eq)} = \tilde{\Phi}(m, b') \tilde{\Psi}(b') \tilde{H}_{m,b'}$$

- ▶ $\tilde{\Phi}(m, b')$: rotation de phase moyenne engendrée par la désynchronisation sur l'ensemble de sous-porteuses (m, b')
- ▶ $\tilde{\Psi}_N(b')$: atténuation d'amplitude moyenne du bloc (m, b')
- ▶ $\tilde{H}_{m,b'}$: coefficient de canal moyen de l'ensemble de sous-porteuses (m, b')

Symbole pilote désétalé en présence de CFO et de SFO

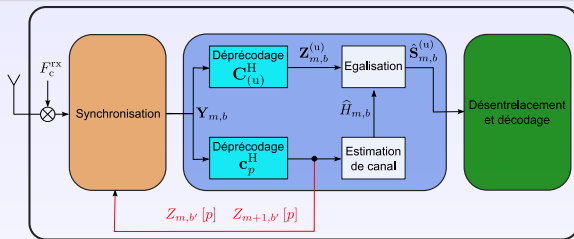


$$Z_{m,b'}[p] = \mathbf{c}_p^H \mathbf{Y}_{m,b'} = \underbrace{\tilde{H}_{m,b'}^{(eq)} \sqrt{P_p} S_{m,b'}[p]}_{\text{Signal utile}} + \underbrace{\mathbf{c}_p^H \mathbf{H}_{m,b'}^{(eq)} \mathbf{C}_{(u)} \mathbf{P}_{(u)} \mathbf{S}_{m,b'}^{(u)}}_{\text{Interférence entre codes (MCI)} + \Xi_{\text{WGN}}(m, b')$$

$$\text{où } \tilde{H}_{m,b'}^{(eq)} = \tilde{\Phi}(m, b') \tilde{\Psi}(b') \tilde{H}_{m,b'}$$

- ▶ $\tilde{\Phi}(m, b')$: rotation de phase moyenne engendrée par la désynchronisation sur l'ensemble de sous-porteuses (m, b')
- ▶ $\tilde{\Psi}_N(b')$: atténuation d'amplitude moyenne du bloc (m, b')
- ▶ $\tilde{H}_{m,b'}$: coefficient de canal moyen de l'ensemble de sous-porteuses (m, b')

Symbole pilote désétalement en présence de CFO et de SFO

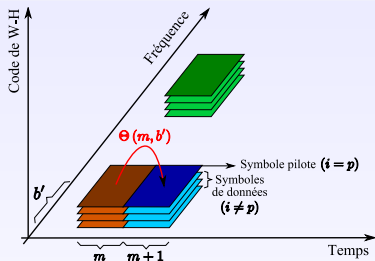


$$Z_{m,b'}[p] = \mathbf{c}_p^H \mathbf{Y}_{m,b'} = \underbrace{\tilde{H}_{m,b'}^{(eq)} \sqrt{P_p} S_{m,b'}[p]}_{\text{Signal utile}} + \underbrace{\mathbf{c}_p^H \mathbf{H}_{m,b'}^{(eq)} \mathbf{C}_{(u)} \mathbf{P}_{(u)} \mathbf{S}_{m,b'}^{(u)}}_{\text{Interférence entre codes (MCI)}} + \Xi_{\text{WGN}}(m, b')$$

$$\text{où } \tilde{H}_{m,b'}^{(eq)} = \bar{\Phi}(m, b') \bar{\Psi}(b') \bar{H}_{m,b'}$$

- ▶ $\bar{\Phi}(m, b')$: rotation de phase moyenne engendrée par la désynchronisation sur l'ensemble de sous-porteuses (m, b') \Rightarrow à estimer
- ▶ $\bar{\Psi}_N(b')$: atténuation d'amplitude moyenne du bloc (m, b')
- ▶ $\bar{H}_{m,b'}$: coefficient de canal moyen de l'ensemble de sous-porteuses (m, b')

Définition d'une métrique après déprécodage

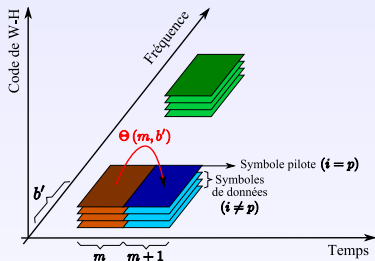


Métrique de CFO et de SFO après fonction de déprécodage

$$\Theta(m, b') = \text{Arg} \left\{ \left(\frac{Z_{m,b'}^* [p]}{\sqrt{P_p} S_{m,b'}^* [p]} \right) \times \left(\frac{Z_{m+1,b'} [p]}{\sqrt{P_p} S_{m+1,b'} [p]} \right) \right\}$$

$$\approx \text{Arg} \left\{ \bar{\Phi}_{m+1,b'} \bar{\Phi}_{m,b'}^* \bar{H}_{m+1,b'} \bar{H}_{m,b'}^* \right\} + \Xi_{\text{arg}} \{ \text{MCI} \}$$

Définition d'une métrique après déprécodage



Métrique de CFO et de SFO après fonction de déprécodage

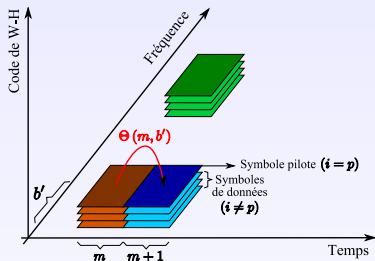
$$\Theta(m, b') = \text{Arg} \left\{ \left(\frac{Z_{m,b'}^* [p]}{\sqrt{P_p} S_{m,b'}^* [p]} \right) \times \left(\frac{Z_{m+1,b'} [p]}{\sqrt{P_p} S_{m+1,b'} [p]} \right) \right\}$$

$$\approx \text{Arg} \left\{ \bar{\Phi}_{m+1,b'} \bar{\Phi}_{m,b'}^* \bar{H}_{m+1,b'} \bar{H}_{m,b'}^* \right\} + \Xi_{\text{arg}} \{ \text{MCI} \}$$

Contrainte imposée par la 2e métrique

$$\text{Arg} \{ \bar{H}_{m,b'} \} = \text{Arg} \{ \bar{H}_{m+1,b'} \}$$

Définition d'une métrique après déprécodage



Métrique de CFO et de SFO après fonction de déprécodage

$$\Theta(m, b') = \text{Arg} \left\{ \left(\frac{Z_{m,b'}^* [p]}{\sqrt{P_p} S_{m,b'}^* [p]} \right) \times \left(\frac{Z_{m+1,b'} [p]}{\sqrt{P_p} S_{m+1,b'} [p]} \right) \right\}$$

$$\approx \text{Arg} \left\{ \bar{\Phi}_{m+1,b'} \bar{\Phi}_{m,b'}^* \bar{H}_{m+1,b'} \bar{H}_{m,b'}^* \right\} + \Xi_{\text{arg}} \{ \text{MCI} \}$$

Contrainte imposée par la 2e métrique

$$\text{Arg} \{ \bar{H}_{m,b'} \} = \text{Arg} \{ \bar{H}_{m+1,b'} \}$$

Estimation après déprécodage

- Si présence de CFO uniquement :

$$\Theta(m, b') \approx 2\pi L_t (N + \Delta) \zeta^{(\text{res})}$$

- Si présence de SFO uniquement :

$$\Theta(m, b') \approx \left(\frac{2L_f L_t (N + \Delta) \pi}{N} \xi \right) \times b' + L_t (N + \Delta) \pi \frac{L_f - 1}{N} \xi$$

Estimation après déprécodage

- Si présence de CFO uniquement :

$$\Theta(m, b') \approx 2\pi L_t (N + \Delta) \zeta^{(\text{res})}$$

- Si présence de SFO uniquement :

$$\Theta(m, b') \approx \left(\frac{2L_f L_t (N + \Delta) \pi}{N} \xi \right) \times b' + L_t (N + \Delta) \pi \frac{L_f - 1}{N} \xi$$

Valeurs maximales de CFO résiduel mesurables par le 2e estimateur

Pour éviter toute ambiguïté de phase, il faut :

$$\Theta(m, b') < \pi$$

$$\left| \zeta^{(\text{res})} \right| = \left| \Delta F^{(\text{res})} \right| T_s < \frac{1}{2 L_t (N + \Delta)}$$

Longueur d'étalement temporel L_t	2	4	8	16
Valeur maximale de $(\Delta F^{(\text{res})} / \Delta f)$ estimable	20%	10%	5%	2,5%

Estimation après déprécodage

- Si présence de CFO uniquement :

$$\Theta(m, b') \approx 2\pi L_t (N + \Delta) \zeta^{(\text{res})}$$

- Si présence de SFO uniquement :

$$\Theta(m, b') \approx \left(\frac{2L_f L_t (N + \Delta) \pi}{N} \xi \right) \times b' + L_t (N + \Delta) \pi \frac{L_f - 1}{N} \xi$$

Valeurs maximales de CFO résiduel mesurables par le 2e estimateur

Pour éviter toute ambiguïté de phase, il faut :

$$\Theta(m, b') < \pi$$

$$\left| \zeta^{(\text{res})} \right| = \left| \Delta F^{(\text{res})} \right| T_s < \frac{1}{2 L_t (N + \Delta)}$$

Longueur d'étalement temporel L_t	2	4	8	16
Valeur maximale de $(\Delta F^{(\text{res})} / \Delta f)$ estimable	20%	10%	5%	2,5%

⇒ **compatibilité avec le 1er étage de synchronisation** puisque le CFO résiduel à sa sortie est toujours inférieur à 2% de Δf

Performances du 2e estimateur de CFO

1 Estimateur du système DVB-T à base de sous-porteuses pilotes continues

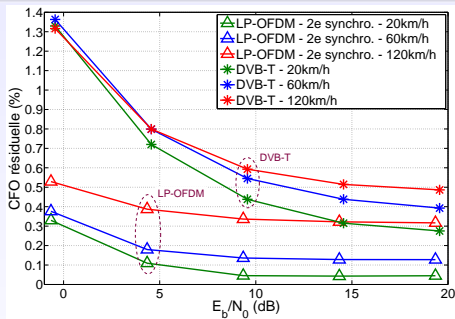
2 2e étage de synchronisation

▶ Longueurs d'étalement :

$$L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$$

▶ Correction du CFO en boucle ouverte

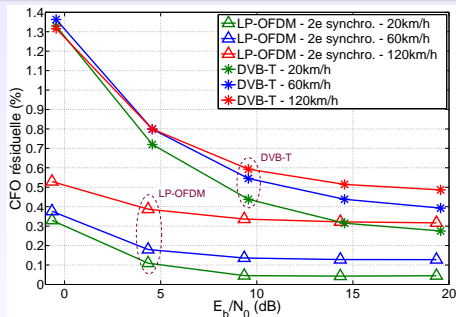
Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016



Performances du 2e estimateur de CFO

- 1 Estimateur du système DVB-T à base de sous-porteuses pilotes continues
- 2 2e étage de synchronisation
 - ▶ Longueurs d'étalement :
 $L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$
 - ▶ Correction du CFO en boucle ouverte

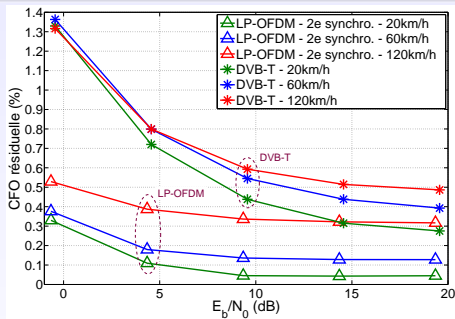
Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016



Performances du 2e estimateur de CFO

- 1 Estimateur du système DVB-T à base de sous-porteuses pilotes continues
- 2 2e étage de synchronisation
 - ▶ Longueurs d'étalement :
 $L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$
 - ▶ Correction du CFO en boucle ouverte

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016

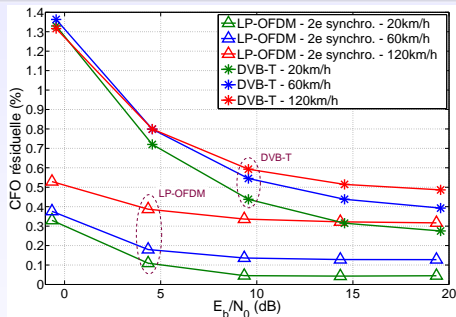


- Estimateur à base de pilotes désétaillés **plus performant** que l'estimateur du système DVB-T, même pour de fortes mobilités

Performances du 2e estimateur de CFO

- 1 Estimateur du système DVB-T à base de sous-porteuses pilotes continues
- 2 2e étage de synchronisation
 - ▶ Longueurs d'étalement :
 $L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$
 - ▶ Correction du CFO en boucle ouverte

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016

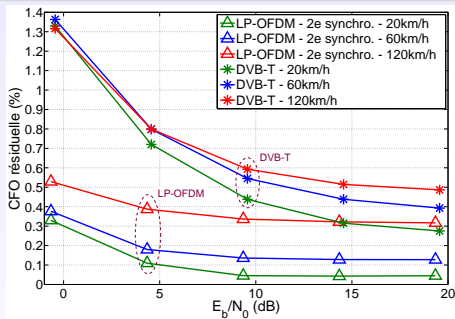


- Estimateur à base de pilotes désétaillés **plus performant** que l'estimateur du système DVB-T, même pour de fortes mobilités
- **Faibles dégradations de performance avec la diminution du rapport signal à bruit**

Performances du 2e estimateur de CFO

- 1 Estimateur du système DVB-T à base de sous-porteuses pilotes continues
- 2 2e étage de synchronisation
 - ▶ Longueurs d'étalement :
 $L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$
 - ▶ Correction du CFO en boucle ouverte

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016



- Estimateur à base de pilotes désétaillés **plus performant** que l'estimateur du système DVB-T, même pour de fortes mobilités
- Faibles dégradations de performance avec la diminution du rapport signal à bruit
⇒ plus facile à synchroniser en bordure de zone de couverture

Performances du 2e estimateur de SFO

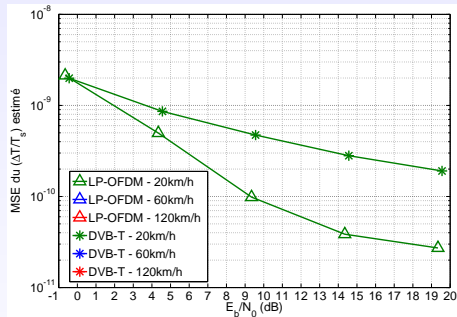
1 Estimateur du système DVB-T à base de sous-porteuses pilotes continues

2 2e estimateur de SFO

► Longueurs d'étalement :

$$L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$$

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016



Performances du 2e estimateur de SFO

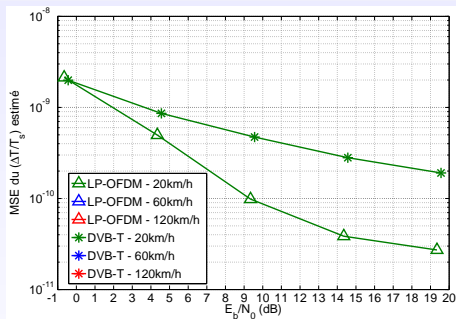
1 Estimateur du système DVB-T à base de sous-porteuses pilotes continues

2 2e estimateur de SFO

► Longueurs d'étalement :

$$L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$$

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016



Plus grande sensibilité du 2e estimateur vis-à-vis des scénarios mobiles

- au-dessous d'une certaine mobilité (ou valeur de β) : les performances de l'estimateur proposé sont meilleures
- au-delà d'une certaine mobilité (ou valeur de β) : les performances de l'estimateur du système DVB-T deviennent meilleures

Performances du 2e estimateur de SFO

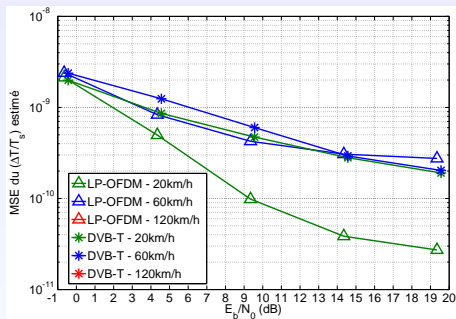
1 Estimateur du système DVB-T à base de sous-porteuses pilotes continues

2 2e estimateur de SFO

► Longueurs d'étalement :

$$L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$$

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016



Plus grande sensibilité du 2e estimateur vis-à-vis des scénarios mobiles

- au-dessous d'une certaine mobilité (ou valeur de β) : les performances de l'estimateur proposé sont meilleures
- au-delà d'une certaine mobilité (ou valeur de β) : les performances de l'estimateur du système DVB-T deviennent meilleures

Performances du 2e estimateur de SFO

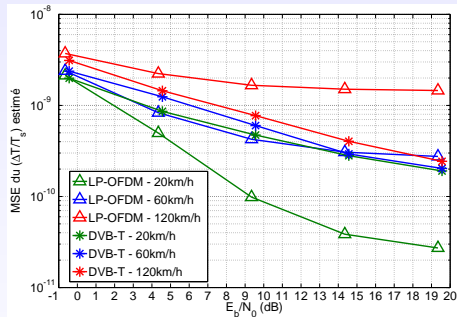
1 Estimateur du système DVB-T à base de sous-porteuses pilotes continues

2 2e estimateur de SFO

► Longueurs d'étalement :

$$L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$$

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016



Plus grande sensibilité du 2e estimateur vis-à-vis des scénarios mobiles

- au-dessous d'une certaine mobilité (ou valeur de β) : les performances de l'estimateur proposé sont meilleures
- au-delà d'une certaine mobilité (ou valeur de β) : les performances de l'estimateur du système DVB-T deviennent meilleures

Performances du 2e estimateur de SFO

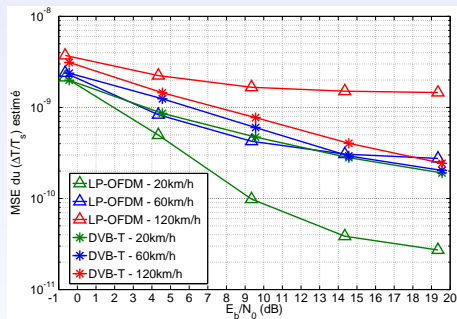
1 Estimateur du système DVB-T à base de sous-porteuses pilotes continues

2 2e estimateur de SFO

► Longueurs d'étalement :

$$L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$$

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016



Plus grande sensibilité du 2e estimateur vis-à-vis des scénarios mobiles

- au-dessous d'une certaine mobilité (ou valeur de β) : les performances de l'estimateur proposé sont meilleures
- au-delà d'une certaine mobilité (ou valeur de β) : les performances de l'estimateur du système DVB-T deviennent meilleures

Bilan

Comparaison par rapport aux estimateurs du système DVB-T

- Proposition d'un algorithme de synchronisation basé sur des pilotes étalés
 - ▶ mis en œuvre en 2 étapes compatibles et complémentaires
 - ▶ exploitant les mêmes pilotes que pour l'estimation de canal
 - ⇒ pas de diminution du débit utile et de l'efficacité spectrale

Bilan

Comparaison par rapport aux estimateurs du système DVB-T

- Proposition d'un algorithme de synchronisation basé sur des pilotes étalés
 - ▶ mis en œuvre en 2 étapes compatibles et complémentaires
 - ▶ exploitant les mêmes pilotes que pour l'estimation de canal
 - ⇒ pas de diminution du débit utile et de l'efficacité spectrale
- Estimateur de CFO proposé : meilleures performances quels que soient la mobilité et le rapport signal à bruit

Bilan

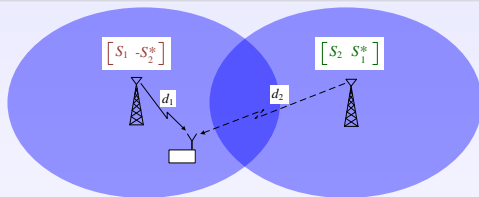
Comparaison par rapport aux estimateurs du système DVB-T

- Proposition d'un algorithme de synchronisation basé sur des pilotes étalés
 - ▶ mis en œuvre en 2 étapes compatibles et complémentaires
 - ▶ exploitant les mêmes pilotes que pour l'estimation de canal
 - ⇒ pas de diminution du débit utile et de l'efficacité spectrale
- Estimateur de CFO proposé : meilleures performances quels que soient la mobilité et le rapport signal à bruit
- Estimateur de SFO proposé : meilleures performances pour une mobilité modérée

Partie IV : Optimisation des schémas multi-antennes dans un réseau mono-fréquence

- Schéma MISO distribué du standard DVB-T2
- Comparaisons de différents codes STBC distribués
- Schéma MIMO 3D ou STSBC pour 2 sites d'émission
- Extension du schéma STSBC à 3 sites d'émission

Schéma Alamouti distribué du standard DVB-T2



Code d'Alamouti

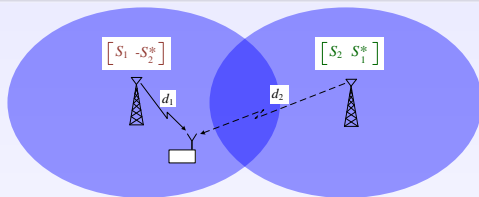
$$\begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}$$

latence du code $T = 2$

⇒ contrainte d'invariance temporelle

Distribution du code d'Alamouti non pas entre 2 antennes d'un émetteur, mais entre l'unique antenne de 2 différents émetteurs

Schéma Alamouti distribué du standard DVB-T2



Code d'Alamouti

$$\begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}$$

latence du code $T = 2$

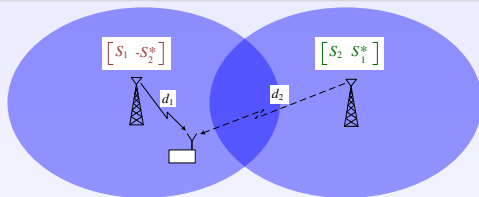
⇒ contrainte d'invariance temporelle

Distribution du code d'Alamouti non pas entre 2 antennes d'un émetteur, mais entre l'unique antenne de 2 différents émetteurs

Avantages

- réduction de la complexité de chaque émetteur
- distance séparant les antennes d'émission beaucoup plus grande que la longueur d'onde ⇒ canaux totalement décorrélés ⇒ diversité spatiale d'émission maximale

Schéma Alamouti distribué du standard DVB-T2



Code d'Alamouti

$$\begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}$$

latence du code $T = 2$

⇒ contrainte d'invariance temporelle

Distribution du code d'Alamouti non pas entre 2 antennes d'un émetteur, mais entre l'unique antenne de 2 différents émetteurs

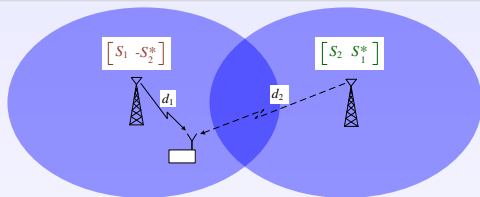
Avantages

- réduction de la complexité de chaque émetteur
- distance séparant les antennes d'émission beaucoup plus grande que la longueur d'onde ⇒ canaux totalement décorrélés ⇒ diversité spatiale d'émission maximale

Nouvelle problématique

Les puissances de réception P_1 et P_2 des signaux en provenance des émetteurs $m_T = 1$ et $m_T = 2$ diffèrent en fonction de la position du récepteur

Schéma Alamouti distribué du standard DVB-T2



Code d'Alamouti

$$\begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}$$

latence du code $T = 2$

⇒ contrainte d'invariance temporelle

Distribution du code d'Alamouti non pas entre 2 antennes d'un émetteur, mais entre l'unique antenne de 2 différents émetteurs

Avantages

- réduction de la complexité de chaque émetteur
- distance séparant les antennes d'émission beaucoup plus grande que la longueur d'onde ⇒ canaux totalement décorrélés ⇒ diversité spatiale d'émission maximale

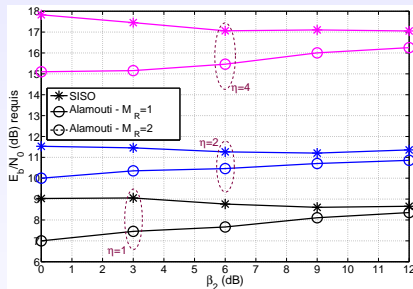
Nouvelle problématique

Les puissances de réception P_1 et P_2 des signaux en provenance des émetteurs $m_T = 1$ et $m_T = 2$ diffèrent en fonction de la position du récepteur ⇒ $\beta_{m_T} = P_1 - P_{m_T}$

Performances du schéma Alamouti distribué

- 1 DVB-T / SISO
- 2 DVB-T avec codage Alamouti distribué

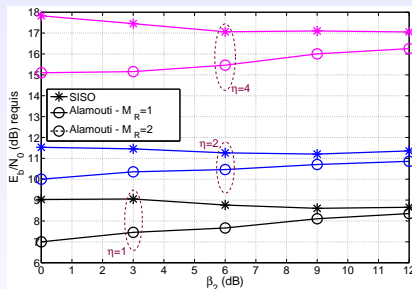
- ▶ BER = 10^{-4}
- ▶ Canal TU6 invariant durant $T = 2$ symboles OFDM
- ▶ Efficacité spectrale η



Performances du schéma Alamouti distribué

- 1 DVB-T / SISO
- 2 DVB-T avec codage Alamouti distribué

- ▶ BER = 10^{-4}
- ▶ Canal TU6 invariant durant $T = 2$ symboles OFDM
- ▶ Efficacité spectrale η



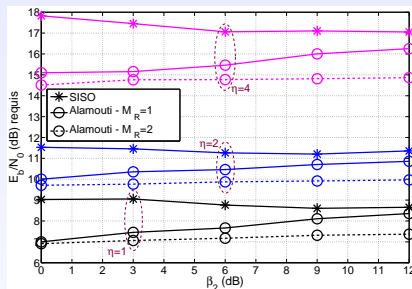
Augmentation de la différence de puissances de réception $\beta_2 = P_1 - P_2$:

- pour $M_R = 1$: dégradation des performances du schéma Alamouti
 - ▶ lorsque $\beta_2 \rightarrow \infty$: le canal MISO composé de 2 sous-canaux SISO devient équivalent à un canal SISO \Rightarrow **suppression de la diversité spatiale**

Performances du schéma Alamouti distribué

- 1 DVB-T / SISO
- 2 DVB-T avec codage Alamouti distribué

- ▶ BER = 10^{-4}
- ▶ Canal TU6 invariant durant $T = 2$ symboles OFDM
- ▶ Efficacité spectrale η



Augmentation de la différence de puissances de réception $\beta_2 = P_1 - P_2$:

- pour $M_R = 1$: dégradation des performances du schéma Alamouti
 - ▶ lorsque $\beta_2 \rightarrow \infty$: le canal MISO composé de 2 sous-canaux SISO devient équivalent à un canal SISO \Rightarrow **suppression de la diversité spatiale**
- pour $M_R = 2$: très faible dégradation des performances du schéma Alamouti
 - ▶ lorsque $\beta_2 \rightarrow \infty$: le canal MIMO composé de 4 sous-canaux SISO devient équivalent à un canal SIMO \Rightarrow **diminution de la diversité spatiale**

Golden code distribué

Motivations

- **Code non-orthogonal** : augmentation du débit utile et de l'efficacité spectrale du système - rendement $R_{GC} = 2$
- **Code parfait** : construit en maximisant le rendement tel que le gain de diversité soit préservé

Matrice d'encodage

$$\mathbf{x} = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} \beta (s_1 + \theta s_2) & \beta (s_3 + \theta s_4) \\ j\tilde{\beta} (s_3 + \tilde{\theta} s_4) & \tilde{\beta} (s_1 + \theta s_2) \end{bmatrix}$$

avec $\theta = \frac{1+\sqrt{5}}{2}$, $\tilde{\theta} = 1 - \theta$, $\beta = 1 + j(1 - \theta)$ et $\tilde{\beta} = 1 + j(1 - \tilde{\theta})$

Golden code distribué

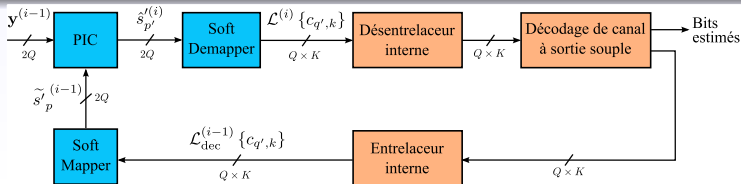
Motivations

- **Code non-orthogonal** : augmentation du débit utile et de l'efficacité spectrale du système - rendement $R_{GC} = 2$
 ⇒ annuleur d'interférences PIC (*Parallel Interference Cancellation*)
- **Code parfait** : construit en maximisant le rendement tel que le gain de diversité soit préservé

Matrice d'encodage

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} \beta (s_1 + \theta s_2) & \beta (s_3 + \theta s_4) \\ j\tilde{\beta} (s_3 + \tilde{\theta} s_4) & \tilde{\beta} (s_1 + \theta s_2) \end{bmatrix}$$

avec $\theta = \frac{1+\sqrt{5}}{2}$, $\tilde{\theta} = 1 - \theta$, $\beta = 1 + j(1 - \theta)$ et $\tilde{\beta} = 1 + j(1 - \tilde{\theta})$

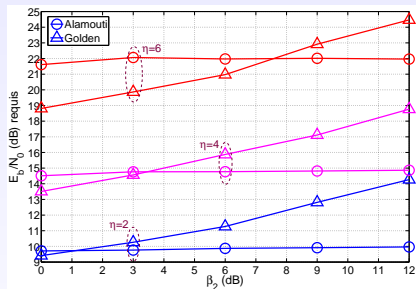


Performances de codes STBC distribués

1 DVB-T / code Alamouti distribué

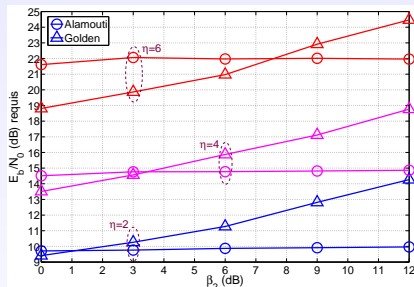
2 DVB-T / Golden code distribué

- ▶ BER = 10^{-4}
- ▶ Canal TU6 invariant durant $T = 2$ symboles OFDM
- ▶ $M_R = 2$ antennes de réception
- ▶ Efficacité spectrale η



Performances de codes STBC distribués

- 1 DVB-T / code Alamouti distribué
- 2 DVB-T / Golden code distribué
 - ▶ BER = 10^{-4}
 - ▶ Canal TU6 invariant durant $T = 2$ symboles OFDM
 - ▶ $M_R = 2$ antennes de réception
 - ▶ Efficacité spectrale η

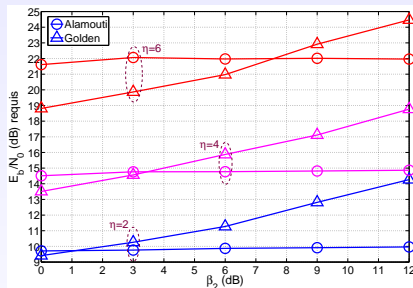


Augmentation de la différence de puissances de réception $\beta_2 = P_1 - P_2$:

- **Alamouti** : faible dégradation des performances
 ⇒ robuste aux fortes inégalités de puissance de réception
- **Golden code** : forte dégradation des performances
 ⇒ très sensible aux fortes inégalités de puissance de réception

Performances de codes STBC distribués

- 1 DVB-T / code Alamouti distribué
- 2 DVB-T / Golden code distribué
 - ▶ BER = 10^{-4}
 - ▶ Canal TU6 invariant durant $T = 2$ symboles OFDM
 - ▶ $M_R = 2$ antennes de réception
 - ▶ Efficacité spectrale η



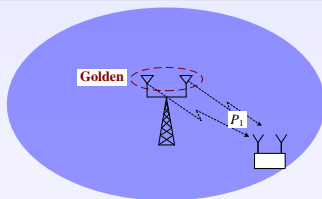
Augmentation de la différence de puissances de réception $\beta_2 = P_1 - P_2$:

- **Alamouti** : faible dégradation des performances
 ⇒ robuste aux fortes inégalités de puissance de réception
- **Golden code** : forte dégradation des performances
 ⇒ très sensible aux fortes inégalités de puissance de réception

Question émergente

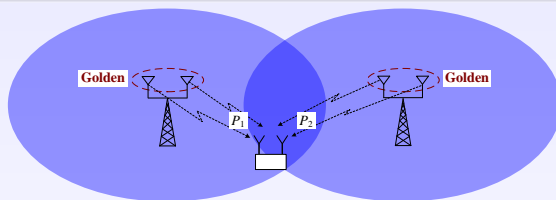
Quel code en bloc choisir pour concevoir un schéma MIMO distribué ?

Schéma MIMO 3D ou STSBC - 2 sites d'émission



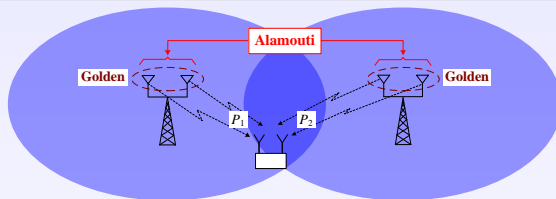
- 1 Exploitation du Golden code entre les $M_T^{(1)} = 2$ antennes de chaque émetteur

Schéma MIMO 3D ou STSBC - 2 sites d'émission



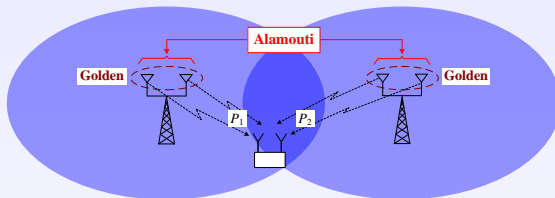
- 1 Exploitation du Golden code entre les $M_T^{(1)} = 2$ antennes de chaque émetteur

Schéma MIMO 3D ou STSBC - 2 sites d'émission



- 1 Exploitation du Golden code entre les $M_T^{(1)} = 2$ antennes de chaque émetteur
- 2 Exploitation du code d'Alamouti entre les $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs

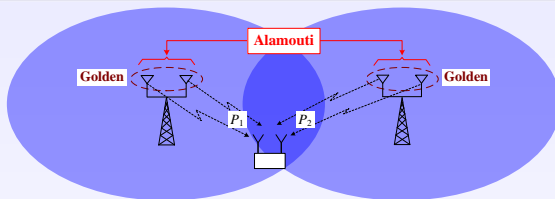
Schéma MIMO 3D ou STSBC - 2 sites d'émission



- 1 Exploitation du Golden code entre les $M_T^{(1)} = 2$ antennes de chaque émetteur
- 2 Exploitation du code d'Alamouti entre les $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs

Schéma MIMO appliqué sur 2 dimensions spatiales et 1 dimension temporelle

Schéma MIMO 3D ou STSBC - 2 sites d'émission

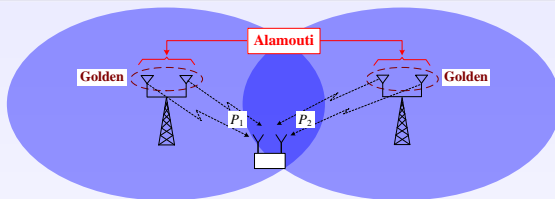


- 1 Exploitation du Golden code entre les $M_T^{(1)} = 2$ antennes de chaque émetteur
- 2 Exploitation du code d'Alamouti entre les $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs

Schéma MIMO appliqué sur **2 dimensions spatiales** et **1 dimension temporelle**

⇒ **Schéma STSBC ou MIMO 3D**

Schéma MIMO 3D ou STSBC - 2 sites d'émission

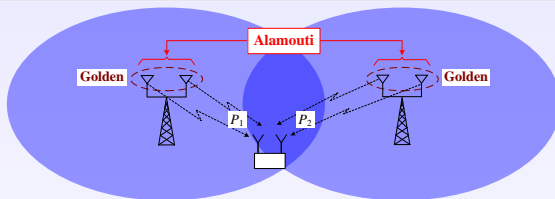


- 1 Exploitation du **Golden code** entre les $M_T^{(1)} = 2$ antennes de chaque émetteur
- 2 Exploitation du **code d'Alamouti** entre les $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs

Schéma MIMO appliqué sur 2 dimensions spatiales et 1 dimension temporelle

⇒ **Schéma STSBC ou MIMO 3D** - 2 niveaux d'encodage temps/espace

Schéma MIMO 3D ou STSBC - 2 sites d'émission



- 1 Exploitation du Golden code entre les $M_T^{(1)} = 2$ antennes de chaque émetteur
- 2 Exploitation du code d'Alamouti entre les $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs

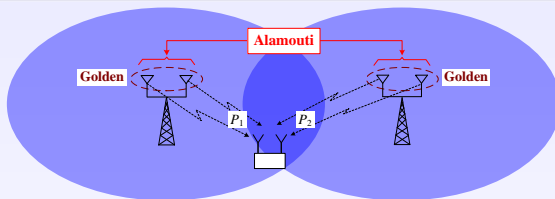
Schéma MIMO appliqué sur 2 dimensions spatiales et 1 dimension temporelle

⇒ **Schéma STSBC ou MIMO 3D** - 2 niveaux d'encodage temps/espace

Inconvénients

- Latence T du code STSBC = produit entre les latences du Golden code $T^{(1)} = 2$ et du code d'Alamouti $T^{(2)} = 2 \Rightarrow T = T^{(1)} \times T^{(2)} = 4$
 ⇒ **augmentation de la sensibilité du système aux scénarios mobiles**

Schéma MIMO 3D ou STSBC - 2 sites d'émission



- 1 Exploitation du Golden code entre les $M_T^{(1)} = 2$ antennes de chaque émetteur
- 2 Exploitation du code d'Alamouti entre les $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs

Schéma MIMO appliqué sur 2 dimensions spatiales et 1 dimension temporelle

⇒ **Schéma STSBC ou MIMO 3D** - 2 niveaux d'encodage temps/espace

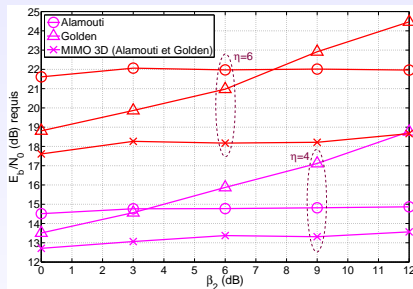
Inconvénients

- Latence T du code STSBC = produit entre les latences du Golden code $T^{(1)} = 2$ et du code d'Alamouti $T^{(2)} = 2 \Rightarrow T = T^{(1)} \times T^{(2)} = 4$
⇒ augmentation de la sensibilité du système aux scénarios mobiles
- augmentation du nombre de sous-canaux SISO à estimer et de la complexité

Performances du schéma STSBC pour 2 sites d'émission

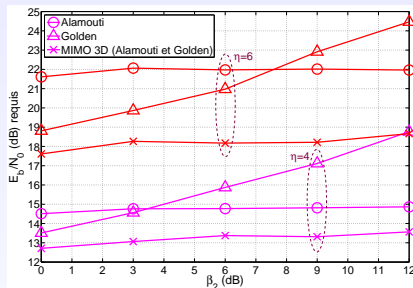
- 1 DVB-T / Alamouti distribué
- 2 DVB-T / Golden code distribué
- 3 DVB-T / STSBC

- ▶ BER = 10^{-4}
- ▶ Canal TU6 invariant durant $T = 4$ symboles OFDM
- ▶ Efficacité spectrale η



Performances du schéma STSBC pour 2 sites d'émission

- 1 DVB-T / Alamouti distribué
- 2 DVB-T / Golden code distribué
- 3 DVB-T / STSBC
 - ▶ BER = 10^{-4}
 - ▶ Canal TU6 invariant durant $T = 4$ symboles OFDM
 - ▶ Efficacité spectrale η



Le schéma MIMO 3D hérite :

- de la robustesse du code d'Alamouti vis-à-vis des inégalités de puissances de réception
- du gain de performances apporté par le Golden code

Schémas STSBC possibles

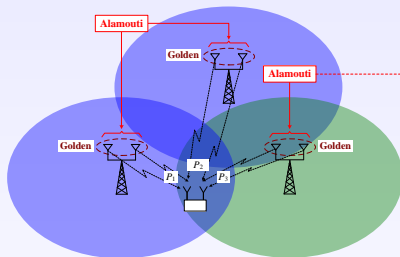


Schéma STSBC distribué entre 2 sites

Schémas STSBC possibles

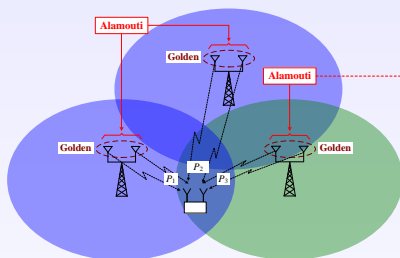


Schéma STSBC distribué entre 2 sites

- $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs coopératifs
et 1 émetteur non-coopératif

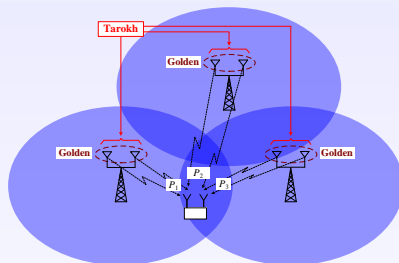


Schéma STSBC distribué entre 3 sites

- $M_T^{(2)} = 3$ émetteurs coopératifs
⇒ gain de diversité spatiale

Schémas STSBC possibles

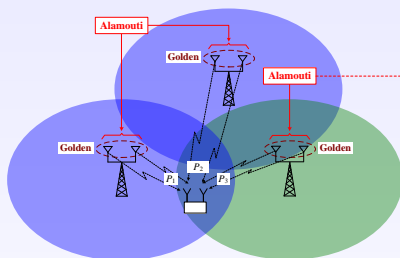


Schéma STSBC distribué entre 2 sites

- $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs coopératifs et 1 émetteur non-coopératif
- rendement de code : $R_{Al} = 1$

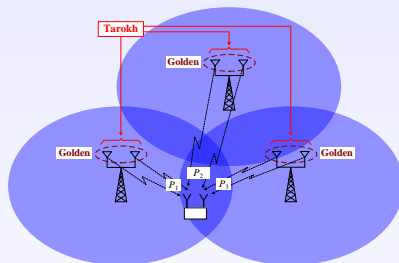


Schéma STSBC distribué entre 3 sites

- $M_T^{(2)} = 3$ émetteurs coopératifs
⇒ gain de diversité spatiale
- rendement de code : $R_{Tar} = (3/4)$

Schémas STSBC possibles

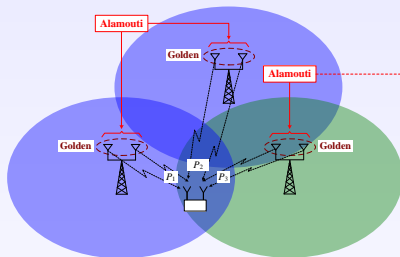


Schéma STSBC distribué entre 2 sites

- $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs coopératifs et 1 émetteur non-coopératif
- rendement de code : $R_{Al} = 1$

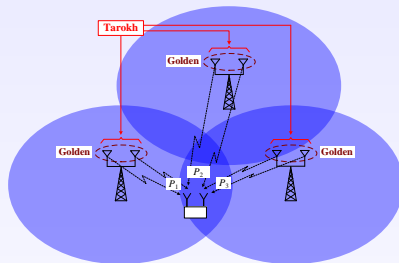


Schéma STSBC distribué entre 3 sites

- $M_T^{(2)} = 3$ émetteurs coopératifs
⇒ gain de diversité spatiale
- rendement de code : $R_{Tar} = (3/4)$
⇒ augmentation du rendement du codage de canal R_c

Schémas STSBC possibles

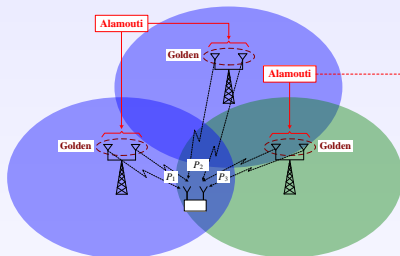


Schéma STSBC distribué entre 2 sites

- $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs coopératifs et 1 émetteur non-coopératif
- rendement de code : $R_{Al} = 1$
- Latence du code : $T_{Al} = 2$

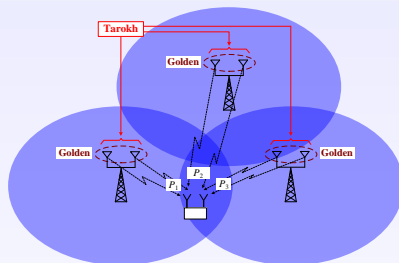


Schéma STSBC distribué entre 3 sites

- $M_T^{(2)} = 3$ émetteurs coopératifs
⇒ gain de diversité spatiale
- rendement de code : $R_{Tar} = (3/4)$
⇒ augmentation du rendement du codage de canal R_c
- Latence du code : $T_{Tar} = 4$

Schémas STSBC possibles

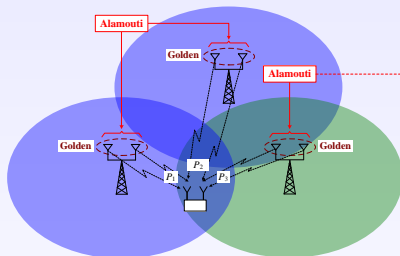


Schéma STSBC distribué entre 2 sites

- $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs coopératifs et 1 émetteur non-coopératif
- rendement de code : $R_{Al} = 1$
- Latence du code : $T_{Al} = 2$

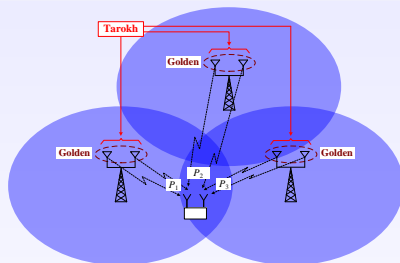
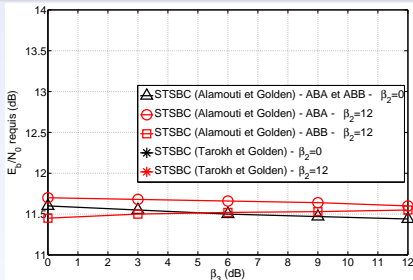
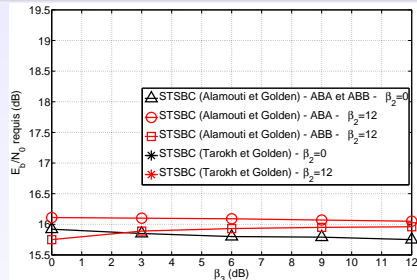


Schéma STSBC distribué entre 3 sites

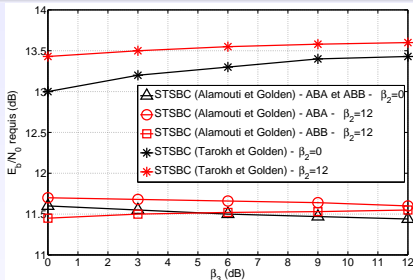
- $M_T^{(2)} = 3$ émetteurs coopératifs
⇒ gain de diversité spatiale
- rendement de code : $R_{Tar} = (3/4)$
⇒ augmentation du rendement du codage de canal R_c
- Latence du code : $T_{Tar} = 4$
⇒ plus sensible à la mobilité

Performances des schémas STSBC sous le canal TU6

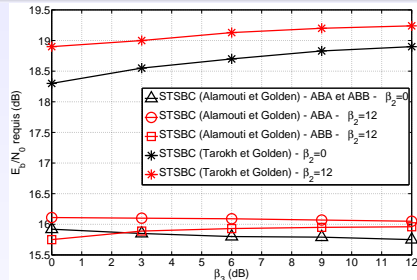
Efficacité spectrale $\eta = 4$ Efficacité spectrale $\eta = 6$

- $M_R = 3$ antennes de réception
- Canal TU6 invariant durant :
 - ▶ $T = 4$ symboles OFDM pour le schéma basé sur le code d'Alamouti
 - ▶ $T = 8$ symboles OFDM pour le schéma basé sur le code de Tarokh

Performances des schémas STSBC sous le canal TU6



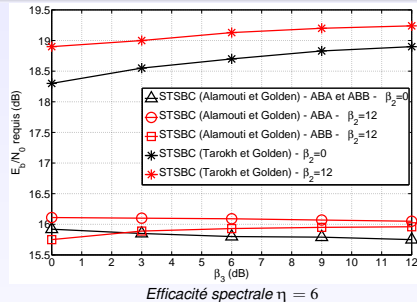
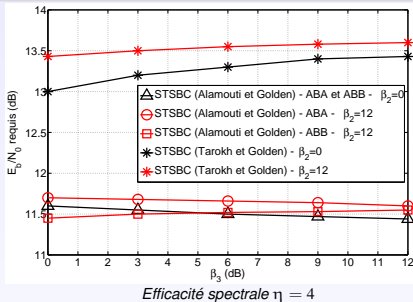
Efficacité spectrale $\eta = 4$



Efficacité spectrale $\eta = 6$

- $M_R = 3$ antennes de réception
- Canal TU6 invariant durant :
 - ▶ $T = 4$ symboles OFDM pour le schéma basé sur le code d'Alamouti
 - ▶ $T = 8$ symboles OFDM pour le schéma basé sur le code de Tarokh

Performances des schémas STSBC sous le canal TU6



- $M_R = 3$ antennes de réception

- Canal TU6 invariant durant :

- $T = 4$ symboles OFDM pour le schéma basé sur le code d'Alamouti
- $T = 8$ symboles OFDM pour le schéma basé sur le code de Tarokh

⇒ le gain de diversité spatiale apporté par le code de Tarokh n'est pas suffisant pour compenser l'augmentation du rendement de codage de canal R_c

Conclusion générale et perspectives

Principales contributions

Adaptation de l'algorithme d'**estimation de canal** à base de symboles pilotes étalés au contexte de la diffusion terrestre

Principales contributions

Adaptation de l'algorithme d'**estimation de canal** à base de symboles pilotes étalés au contexte de la diffusion terrestre

Schéma mono-antenne (SISO)

● **Développements analytiques**

- ▶ expression de l'erreur quadratique moyenne (MSE) de l'estimateur
⇒ validation par simulation

● **Analyse des performances**

- ▶ performances similaires à celles du système DVB-T bénéficiant d'une estimation de canal parfaite dans le cas de scénarios à mobilité modérée

Principales contributions

Adaptation de l'algorithme d'**estimation de canal** à base de symboles pilotes étalés au contexte de la diffusion terrestre

Schéma mono-antenne (SISO)

● Développements analytiques

- ▶ expression de l'erreur quadratique moyenne (MSE) de l'estimateur
⇒ validation par simulation

● Analyse des performances

- ▶ performances similaires à celles du système DVB-T bénéficiant d'une estimation de canal parfaite dans le cas de scénarios à mobilité modérée

Schémas multi-antennes : STBC et SCBC

● Développements analytiques

- ▶ expressions des estimateurs et de leurs interférences

● Analyse des performances

- ▶ analyse de l'influence de la mobilité sur les performances des schémas SISO, STBC et SCBC

Principales contributions

Développement d'algorithmes d'**estimation des décalages de fréquence porteuse (CFO)**
et de **fréquence d'échantillonnage (SFO)** à base de symboles pilotes étalés

Principales contributions

Développement d'algorithmes d'**estimation des décalages de fréquence porteuse (CFO)** et de **fréquence d'échantillonnage (SFO)** à base de symboles pilotes étalés

Synchronisation de la fréquence porteuse

- estimation du CFO en 2 étapes : avant et après déprécodage
- meilleures performances que l'estimateur du système DVB-T quelle que soit la mobilité
- bonne robustesse en bordure de zone de couverture

Principales contributions

Développement d'algorithmes d'**estimation des décalages de fréquence porteuse (CFO) et de fréquence d'échantillonnage (SFO)** à base de symboles pilotes étalés

Synchronisation de la fréquence porteuse

- estimation du CFO en 2 étapes : avant et après déprécodage
- meilleures performances que l'estimateur du système DVB-T quelle que soit la mobilité
- bonne robustesse en bordure de zone de couverture

Synchronisation de la fréquence d'échantillonnage (horloge)

- estimation du SFO après déprécodage
- meilleures performances que l'estimateur du système DVB-T pour des mobilités modérées

Principales contributions

Analyse de **schémas MIMO distribués** dans un contexte de diffusion terrestre pour des réseaux mono-fréquence (SFN) à plusieurs sites d'émission

Principales contributions

Analyse de **schémas MIMO distribués** dans un contexte de diffusion terrestre pour des réseaux mono-fréquence (SFN) à plusieurs sites d'émission

- **Analyse des performances du schéma Alamouti distribué du système DVB-T2**
 - ▶ nombre d'antennes de réception contribue à la robustesse du système vis-à-vis des fortes inégalités de puissances de réception
- **Extension du schéma STSBC ou MIMO 3D à 3 sites d'émission**
 - ▶ inventaire des différents scénarios possibles
 - ▶ meilleur schéma : code d'Alamouti pour distribuer le schéma STSBC entre 2 émetteurs

Perspectives

Perspectives liées au schéma SCBC

Exploitation de codes MIMO non-orthogonaux afin d'augmenter le débit utile et l'efficacité spectrale du système

- code parfait, multiplexage spatial... pour les données
- code d'Alamouti pour les pilotes

Perspectives

Perspectives liées au schéma SCBC

Exploitation de codes MIMO non-orthogonaux afin d'augmenter le débit utile et l'efficacité spectrale du système

- code parfait, multiplexage spatial... pour les données
⇒ **augmentation de la complexité du récepteur**
- code d'Alamouti pour les pilotes

Perspectives

Perspectives liées au schéma SCBC

Exploitation de codes MIMO non-orthogonaux afin d'augmenter le débit utile et l'efficacité spectrale du système

- code parfait, multiplexage spatial... pour les données
⇒ **augmentation de la complexité du récepteur**
- code d'Alamouti pour les pilotes

Extension des algorithmes de synchronisation au schéma SCBC

Comment adapter les algorithmes d'estimation de CFO et de SFO sachant que deux pilotes sont superposés sur chaque sous-porteuse ?

⇒ inconvénient ou avantage ?

Implication dans les projets de recherche “Mobile TV World” et “B21C”

Communications internationales :

- **O.P. PASQUERO**, E. CHOLLET, M. CRUSSIÈRE et J.-F. HÉLARD, “Efficient Spread Pilot based Synchronization Method for Linear Precoded OFDM Systems,” In *Proc. IEEE VTC-Fall*, septembre 2009.
- **O.P. PASQUERO**, Y. NASSER, M. CRUSSIÈRE et J.-F. HÉLARD, “A Joint Channel and Carrier Frequency Offset Estimation based on Spread Pilot for Future Broadcasting Systems,” In *Proc. IEEE MCSS*, mai 2009.
- **O.P. PASQUERO**, M. CRUSSIÈRE Y. NASSER et J.-F. HÉLARD, “Efficient Space Code Block Code MIMO Channel Estimation for Future Mobile Video Broadcasting,” In *Proc. IEEE WCNC*, avril 2009.
- **O.P. PASQUERO**, M. CRUSSIÈRE Y. NASSER et J.-F. HÉLARD, “2D Linear Precoded OFDM for Future Mobile Digital Video Broadcasting,” In *Proc. IEEE SPAWC*, juillet 2008.
- **O.P. PASQUERO**, M. CRUSSIÈRE Y. NASSER et J.-F. HÉLARD, “A novel channel estimation based on spread pilots for terrestrial digital video broadcasting,” In *Proc. IEEE BMSB*, avril 2008.

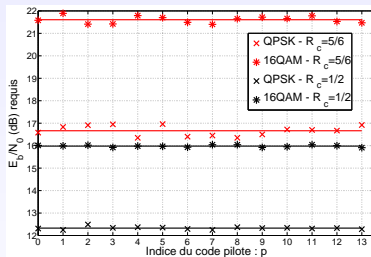
Chapitre d'ouvrage :

- **O.P. PASQUERO**, M. CRUSSIÈRE Y. NASSER, E. CHOLLET et J.-F. HÉLARD, “A New Waveform based on Linear Precoded Multicarrier Modulation for Future Digital Video Broadcasting Systems,” *Digital Video (In-Tech)*, septembre 2009.

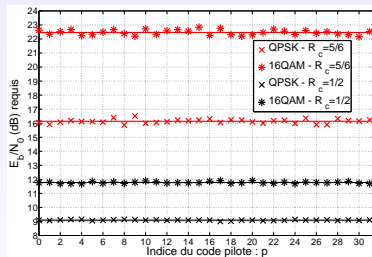
Annexes

Estimation de canal - Choix du code pilote

Canal TU6 - 20km/h - BER= 10^{-4}



$$L = 16 - L_t = 4 - L_f = 4$$



$$L = 32 - L_t = 8 - L_f = 4$$

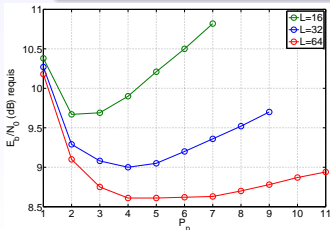
- Le choix du code pilote (ou de la valeur de $0 \leq p \leq (L - 1)$) n'a pas d'influence sur les performances globales du système.

Optimisation de la puissance des pilotes

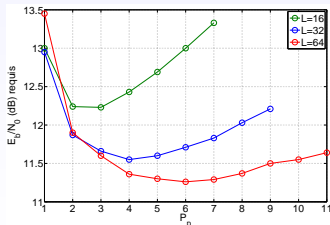
Problématique

Pour un rapport signal à bruit (SNR) donné :

- **augmentation de P_p :**
 - ▶ réduction de la MSE de l'estimateur de canal
 - ▶ réduction de la puissance des symboles de données
- **diminution de P_p :**
 - ▶ augmentation de la MSE de l'estimateur de canal
 - ▶ augmentation de la puissance des symboles de données



Canal F1 - BER=10⁻⁴



Canal TU6 - BER=10⁻⁴

$P_p = 3$ pour $L = 16$

$P_p = 5$ pour $L = 32$

$P_p = 7$ pour $L = 64$

Expression des estimateurs de canal dans le cas SCBC

$$\begin{aligned}
 \hat{H}_{m,b}^{1m_R} &= \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b}^* [p_1] R_{m,b}^{m_R} [p_1] - S_{m,b} [p_2] R_{m,b}^{m_R} [p_2] \right) \\
 &= \tilde{H}_{m,b}^{1m_R} + \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b}^* [p_1] {}^{(1)}\text{MCI}_{m,b}^{m_R} - S_{m,b} [p_2] {}^{(2)}\text{MCI}_{m,b}^{m_R} \right) \\
 &\quad + \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b}^* [p_1] {}^{(1)}\text{WGN}_{m,b}^{m_R} - S_{m,b} [p_2] {}^{(2)}\text{WGN}_{m,b}^{m_R} \right) \\
 &= \tilde{H}_{m,b}^{1m_R} + {}^{(1,2)}\text{MCI}_{m,b}^{1m_R} + {}^{(1,2)}\text{WGN}_{m,b}^{1m_R}
 \end{aligned}$$

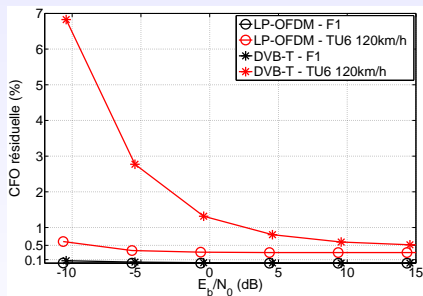
$$\begin{aligned}
 \hat{H}_{m,b}^{2m_R} &= \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b} [p_1] R_{m,b}^{m_R} [p_2] + S_{m,b} [p_2] R_{m,b}^{m_R} [p_1] \right) \\
 &= \tilde{H}_{m,b}^{2m_R} + \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b} [p_1] {}^{(2)}\text{MCI}_{m,b}^{m_R} - S_{m,b} [p_2] {}^{(1)}\text{MCI}_{m,b}^{m_R} \right) \\
 &\quad + \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b} [p_1] {}^{(2)}\text{WGN}_{m,b}^{m_R} - S_{m,b} [p_2] {}^{(1)}\text{WGN}_{m,b}^{m_R} \right) \\
 &= \tilde{H}_{m,b}^{2m_R} + {}^{(1,2)}\text{MCI}_{m,b}^{2m_R} + {}^{(1,2)}\text{WGN}_{m,b}^{2m_R}
 \end{aligned}$$

Estimateur de CFO à base de chips pilotes avec annuleur d'interférences idéal

- 1 Estimateur DVB-T
- 2 Estimateur à base de chips pilotes avec **annuleur d'interférences idéal**

- ▶ Longueurs d'étalement :
 $L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$
- ▶ Valeur du CFO :
10% de l'espacement interporteuse Δf
- ▶ Correction du CFO en boucle ouverte

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
120	0,016



- CFO résiduel toujours inférieur à 0,5% de Δf
- meilleures performances que l'estimateur du système DVB-T
⇒ **diversité fréquentielle** de la bande passante pleinement exploitée
- **très faible sensibilité au bruit AWGN** ⇒ moyennage de N_u échantillons de bruit

Comparaison des 2 estimateurs de CFO

1 1er estimateur de CFO avec **annuleur d'interférences idéal**

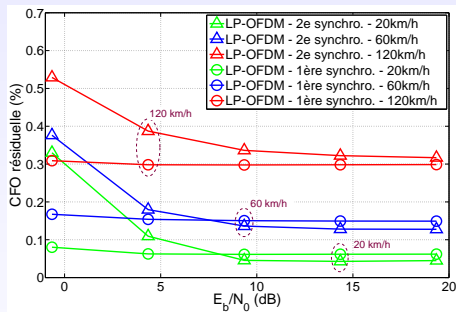
2 2e estimateur de CFO

► Longueurs d'étalement :

$$L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$$

► Correction du CFO en boucle ouverte

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016



• performances équivalentes pour un fort (E_b/N_0)

• 2e estimateur plus sensible au bruit AWGN \Rightarrow moyennage sur un moins grand nombre de mesures de métrique pour le 2e estimateur

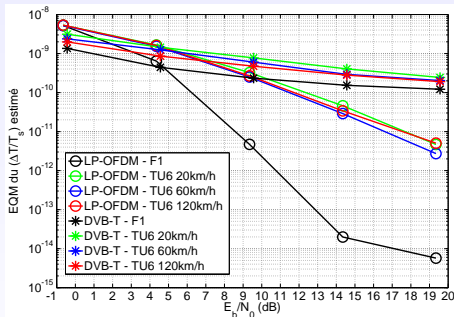
Estimateur de SFO à base de chips pilotes avec annuleur d'interférences idéal

- 1er estimateur de SFO avec **annuleur d'interférences idéal**
- Estimateur de SFO du système DVB-T à base de sous-porteuses pilotes

► Longueurs d'étalement :

$$L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$$

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016



- Au-delà d'une certaine valeur de (E_b/N₀) : meilleures performances de l'estimateur proposé
- Canal F1 : diminution importante de la MSE

Comparaison des 2 estimateurs de SFO

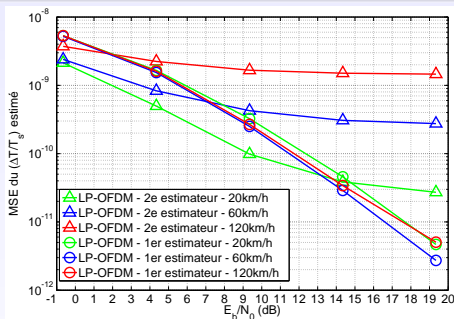
1 1er estimateur de SFO avec **annuleur d'interférences idéal**

2 2e estimateur de SFO

► Longueurs d'étalement :

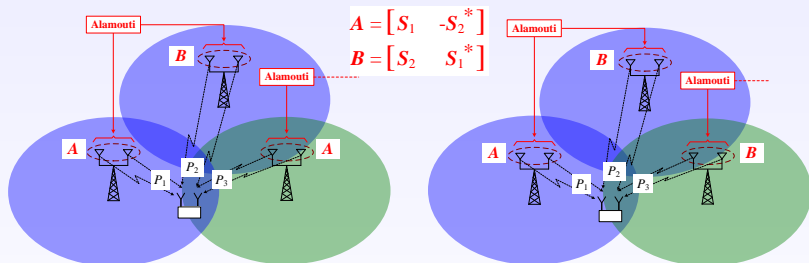
$$L = 32 - L_f = 4 - L_t = 8$$

Vitesse du mobile (km/h)	$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$
20	0,003
60	0,008
120	0,016



- Au-dessous d'une certaine valeur de (E_b/N_0) : performances équivalentes des 2 estimateurs
- Au-delà d'une valeur de (E_b/N_0) : le 2e estimateur présente un **plancher d'erreur dû à la MCI**
- **2e estimateur sensible aux scénarios mobiles**

Scénarios possibles



Configurations ABB et ABA pour le schéma STSBC distribué entre $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs dans un réseau SFN à 3 sites d'émission