

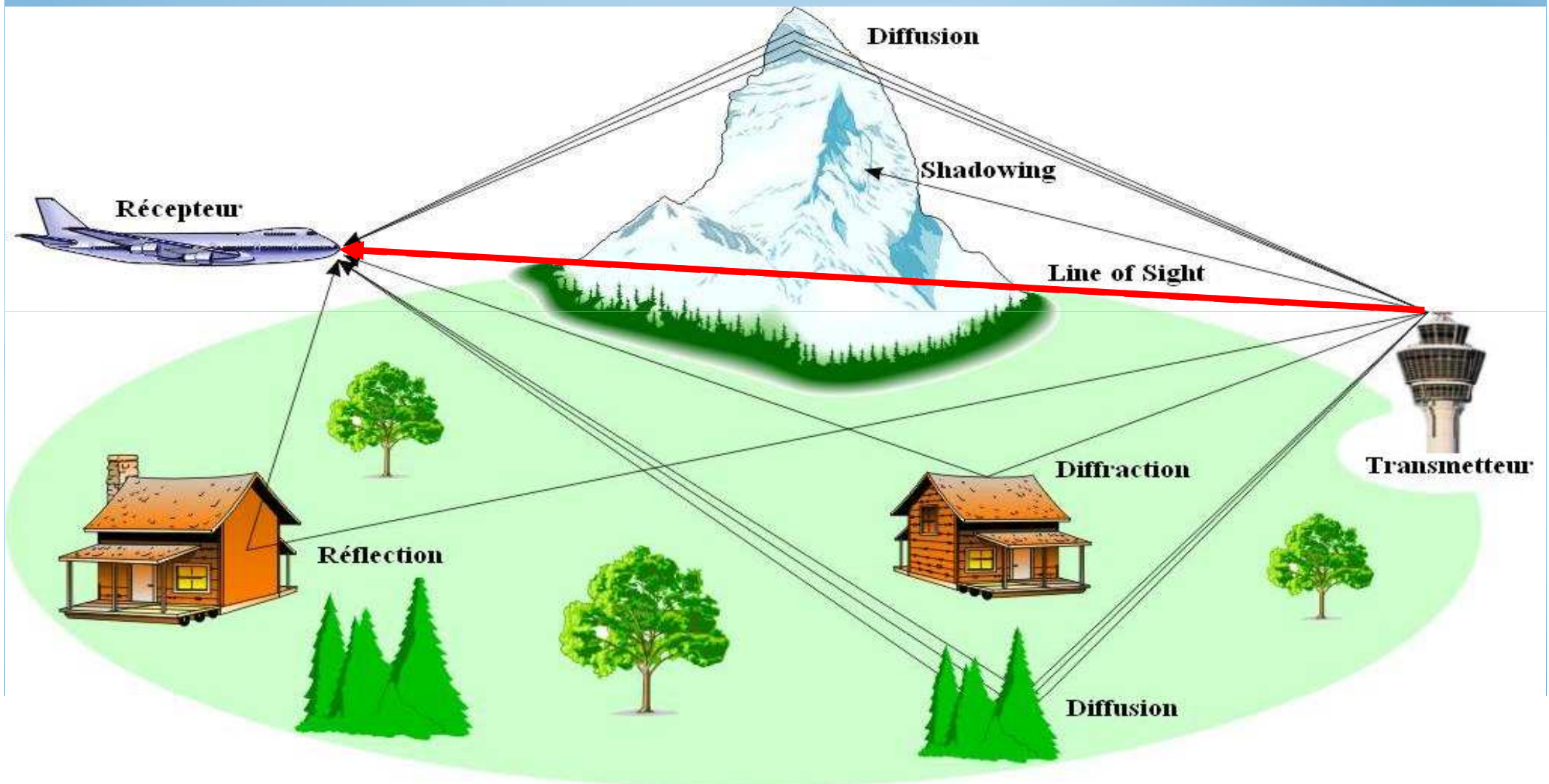
ESTIMATION DE CANAL RADIO-MOBILE À ÉVOLUTION RAPIDE DANS LES SYSTÈMES À MODULATION OFDM

Hussein HIJAZI

Directeurs de la thèse: Geneviève JOURDAIN et Laurent ROS

25 Novembre 2008





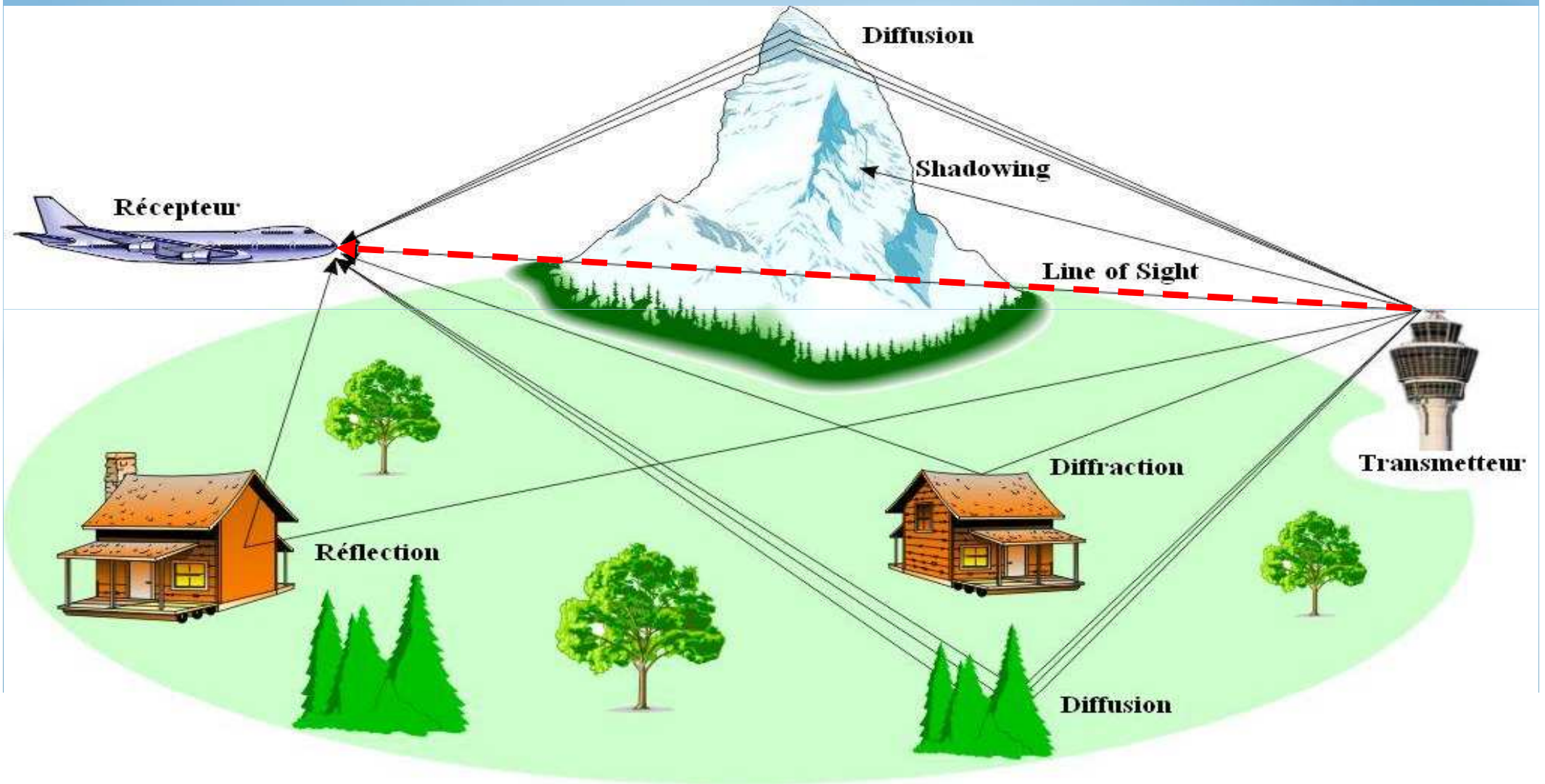
$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) \delta(\tau - \tau_l(t))$$



$$T_{coh} \approx \frac{1}{f_d}$$

$$B_{coh} \approx \frac{1}{\tau_{max}}$$

➤ Canal très sélectif en temps et en fréquence

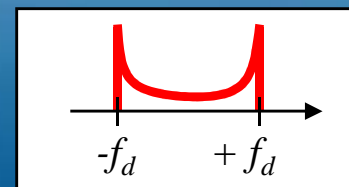


$\alpha_i(t)$

Gaussien Complexe ==> module Rayleigh et phase Uniforme

$\alpha_i(t)$

spectre de Jakes



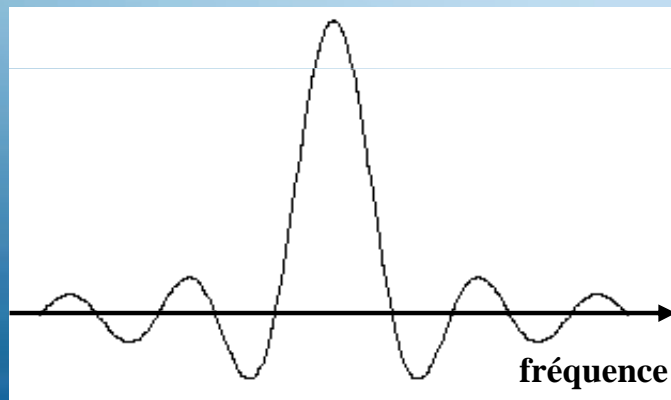
Canal très sélectif en temps et en fréquence \implies IES (interférence entre symboles)

Solution (transmission sans IES) : $\tau_{max} \ll T \ll T_{coh}$ à condition que $f_d \times \tau_{max} \ll 1$

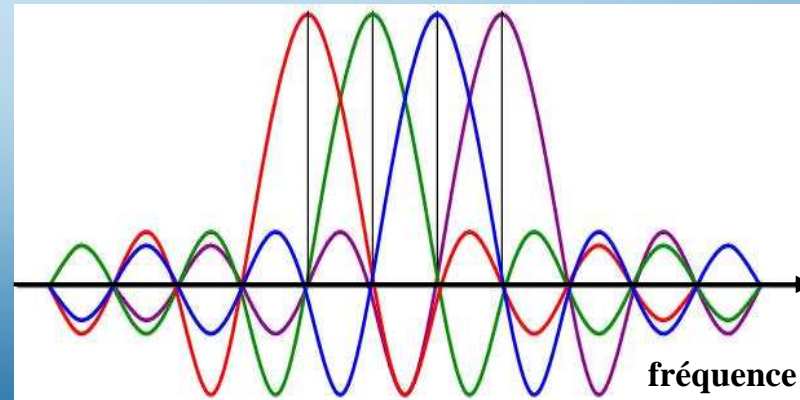
c.à.d. signal bande étroite à faible débit.

Transmission à haut débit \implies transmissions multi-porteuses, OFDM

Entière satisfaction si $f_d T \ll 1$, i.e., v_m ou f_0 ($f_d = \frac{v_m}{c} f_0$) ne sont pas trop élevées



Réponse fréquentielle d'une sous-porteuse



Superposition des réponses fréquentielles des sous-porteuses

Sommaire

1. Système OFDM

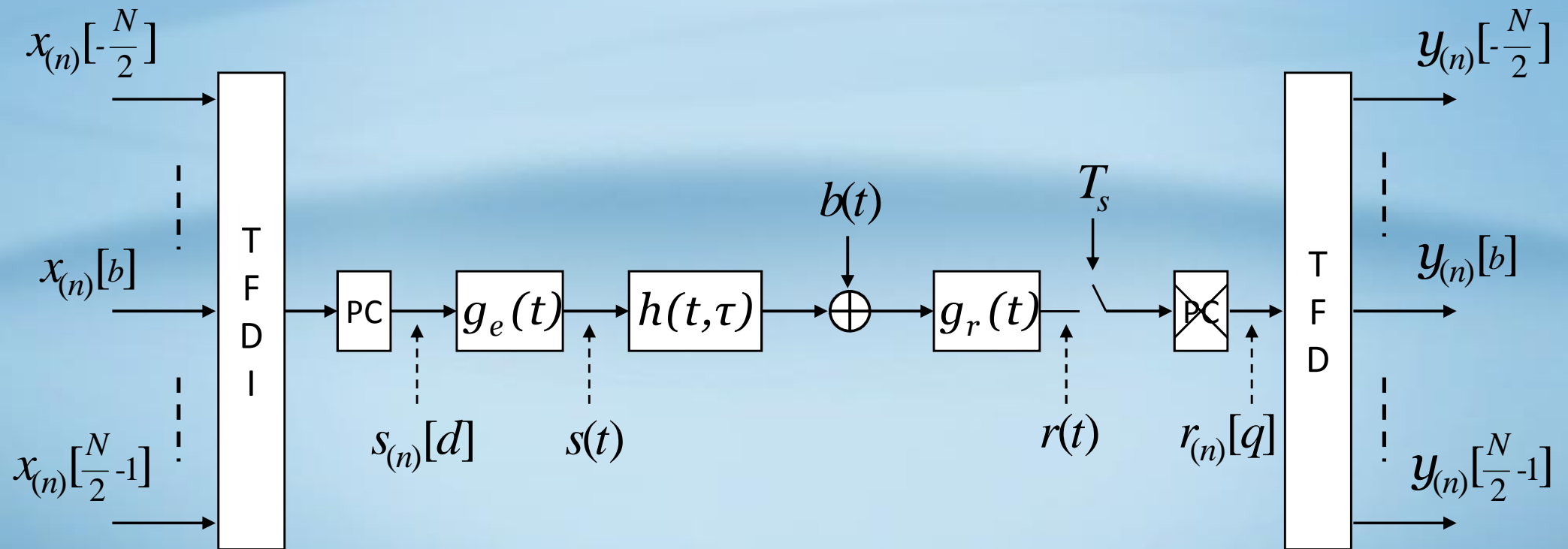
- Système OFDM
- Estimation du canal
- Ordre de grandeur
- Acquisition des retards
- Objectif de la thèse

2. Modélisation polynomiale et BCRB

3. Algorithmes basés sur les valeurs moyennes

4. Algorithme basé sur le filtre de Kalman et la décomposition QR

5. Conclusions et Perspectives



Équation globale:

$$\mathbf{Y}_{(n)} = \mathbf{H}_{(n)} \mathbf{X}_{(n)} + \mathbf{W}_{(n)}$$

➤ Récepteur à faible mobilité, i.e., $f_d T \ll 1$:

- orthogonalité conservée

- matrice du canal diagonale: $\mathbf{H}_{(n)} = \text{diag}\{\mathbf{F}\boldsymbol{\alpha}_{(n)}\}$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi \frac{-N}{2} \tau_1} & \dots & e^{-j2\pi \frac{-N}{2} \tau_L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j2\pi \frac{(N-1)}{2} \tau_1} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(N-1)}{2} \tau_L} \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{\alpha}_{(n)} = \left[\alpha_1^{(n)}, \dots, \alpha_L^{(n)} \right]^T$$

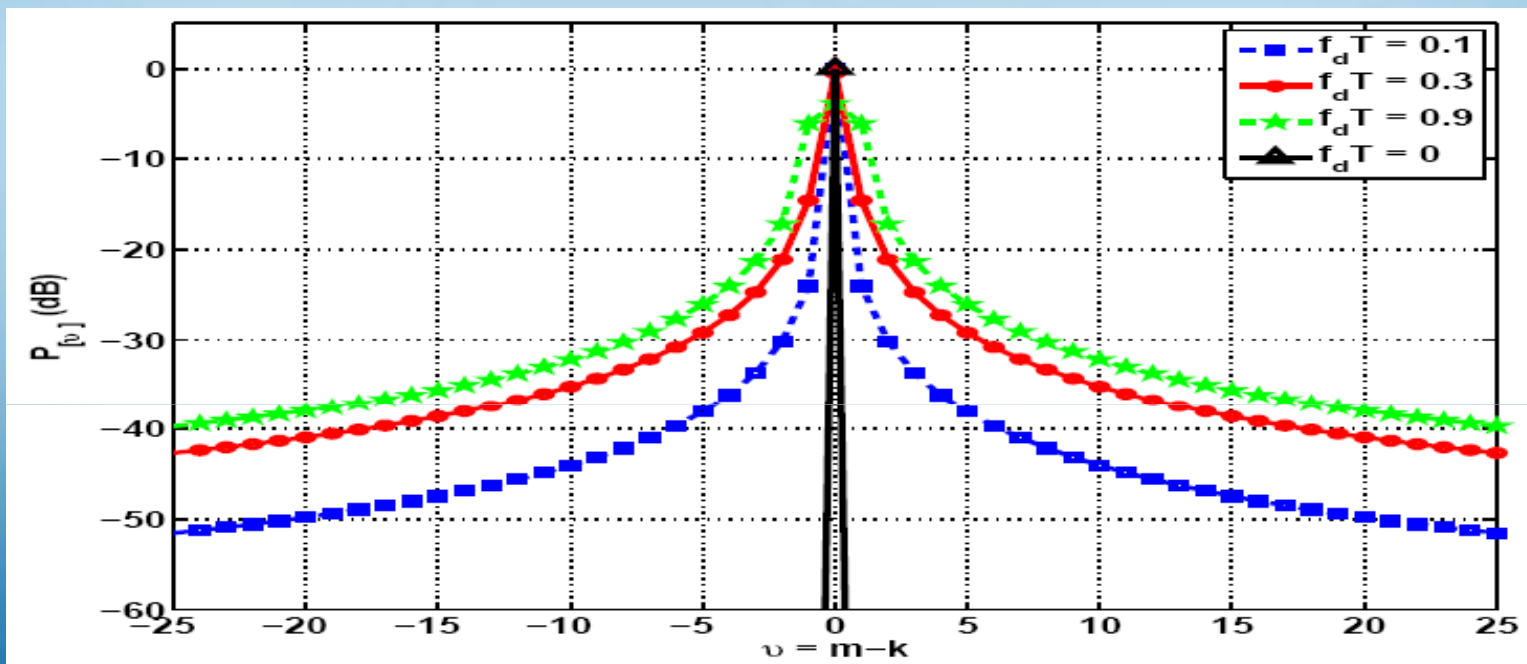
- simple égaliseur

- OFDM retenue et se trouve dans des réseaux sans fils WLAN:
Wifi, DVB-T, IEEE 802.11 et ETSI HIPERLAN/2

➤ Récepteur à forte mobilité, i.e., non respect de $f_d T \ll 1$:

- perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses \implies IEP (interférence entre porteuses)
- matrice du canal non diagonale :

$$[\mathbf{H}^{(n)}]_{k,m} = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^L \left[e^{-j2\pi(\frac{m-1}{N} - \frac{1}{2})\tau_l} \sum_{q=0}^{N-1} \alpha_l^{(n)}(qT_s) e^{j2\pi\frac{m-k}{N}q} \right]$$



- égaliseur avec suppression d'IEP
- OFDM adoptée dans la future norme d'accès sans fil:
IEEE 802.16 ou WIMAX, DVB-H et 4G

➤ Deux approches:

- aveugle ==> pas de symboles pilotes
- semi-aveugle ==> utilisant de symboles pilotes

Estimateur de canal (semi-aveugle)

canal invariant

réponse fréquentielle ou
retards et gains complexes

canal variant

coefficients du canal discret équivalent
modélisation (Karhunen-Loève,
exponentielles complexes, polynomiales, ..)

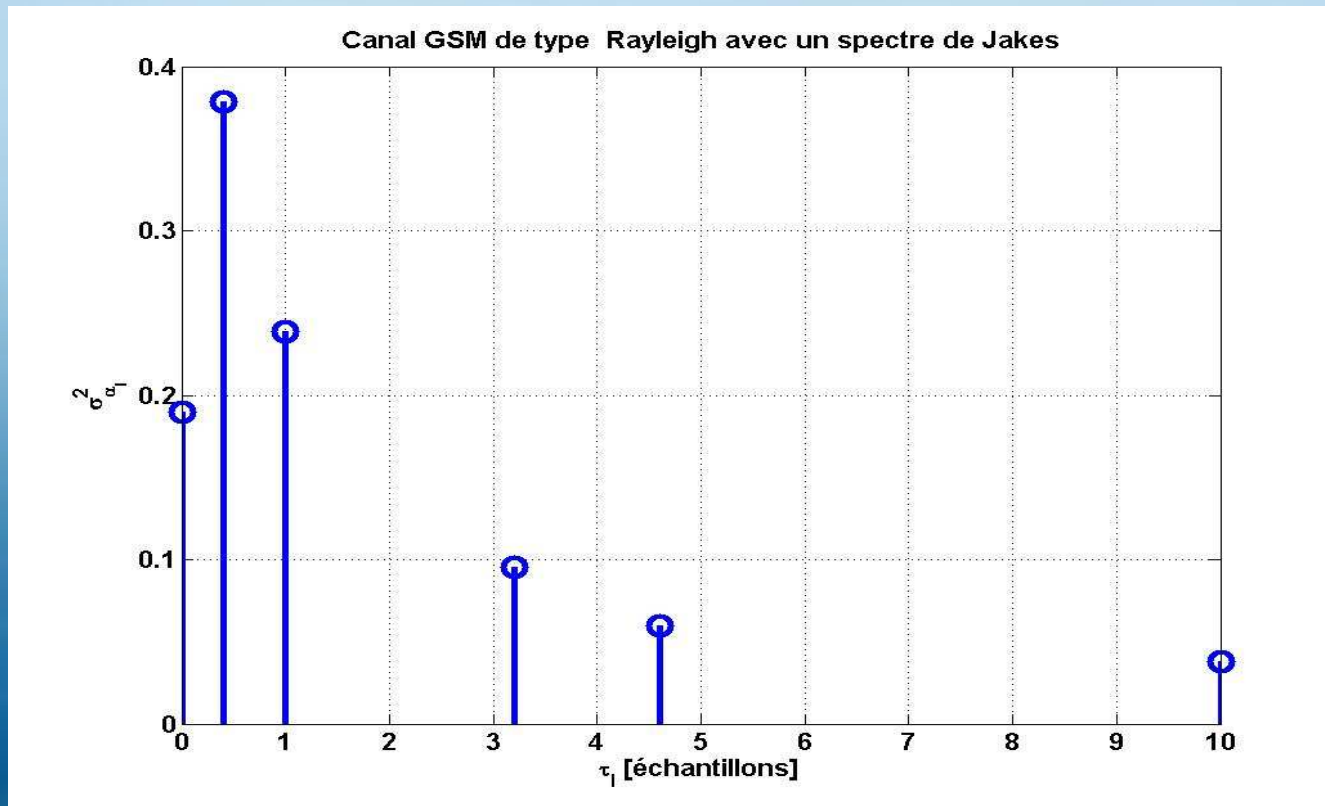
Problème: étalement des retards augmente ==> nombres de coefficients augmente ==> modélisation avec un grand nombre de coefficients ==> plus de symboles pilotes

Démarche: Estimation des paramètres du canal physique ==> retards et variations temporelles des gains complexes dans un symbole OFDM

➤ **Système OFDM (standard WIMAX IEEE 802.16e):**

- symboles normalisés 4-QAM
- $1/T_s = 2$ MHz et $f_0 = 5$ GHz ou 10 GHz
- $N = 128$ sous-porteuses
- $N_g = 16$ échantillons de garde

➤ **Canal normalisé de type Rayleigh avec un spectre de Jakes (GSM):**



➤ Variations du retard et de la phase (argument du gain complexe):

$$v_m = 280 \text{ km/h} \quad \implies \quad f_d = 1300 \text{ Hz} \quad \implies$$

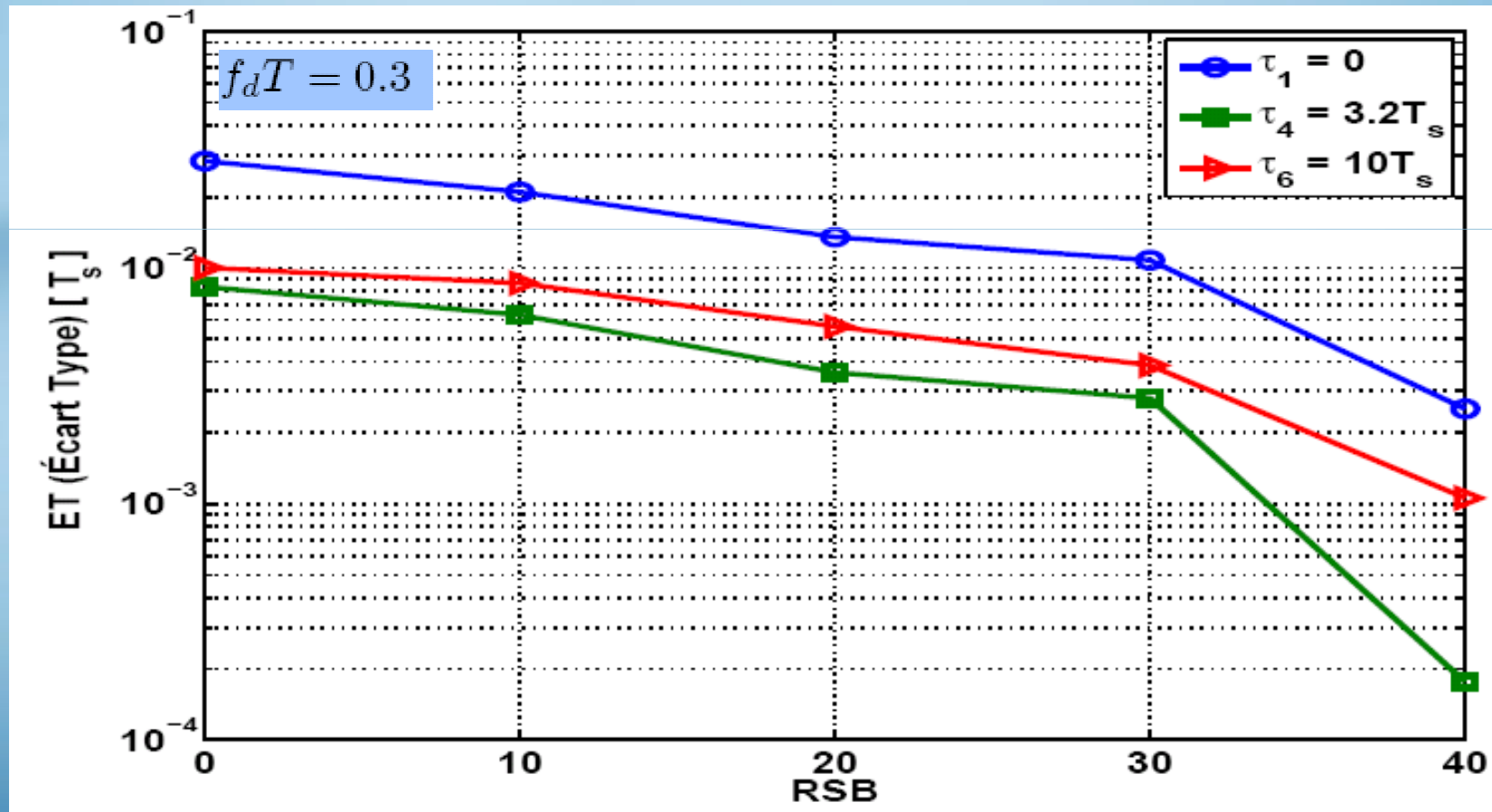
variation maximale du retard durant 1000 symboles OFDM: $\frac{v_m}{c} \cdot 1000T = 19 \text{ ns}$

variation maximale de la phase durant un symbole OFDM: $2\pi f_d T = 34^\circ$

➤ **Résumé: estimation du canal par « slot » de communication** \implies

- retards considérés comme fixes ($T_s = 500 \text{ ns}$), mais pas les gains complexes
- première estimation de retards est nécessaire, sans mise à jour
- un suivi des gains complexes est nécessaire

➤ Acquisition des retards par méthode haute résolution (MDL-ESPRIT):



L'écart type des erreurs d'estimation de retards:

$$ET < 0.05T_s$$

- **Calculer les bornes de Cramer-Rao pour les estimateurs des variations temporelles des gains complexes dans un système OFDM.**

- **Proposer et analyser des algorithmes d'estimation des variations temporelles des gains complexes dans un symbole OFDM, et de suppression d'IEP pour les récepteurs OFDM à grande mobilité en liaison descendante.**

- **Vérifier la sensibilité des algorithmes aux erreurs d'estimation des retards en utilisant la technique ESPRIT.**

Sommaire

1. Système OFDM

2. Modélisation polynomiale et BCRB

- Modélisation polynomiale de la variation temporelle des gains complexes
- BCRB « hors-ligne » et « en-ligne »
- Gains complexes « variants » durant un symbole OFDM
- Gains complexes « invariants » durant un symbole OFDM
- Conclusion

3. Algorithmes basés sur les valeurs moyennes

4. Algorithme basé sur le filtre de Kalman et la décomposition QR

5. Conclusions et Perspectives

$$\mathbf{y}_{(n)} = \mathbf{H}_{(n)} \mathbf{x}_{(n)} + \mathbf{w}_{(n)}$$

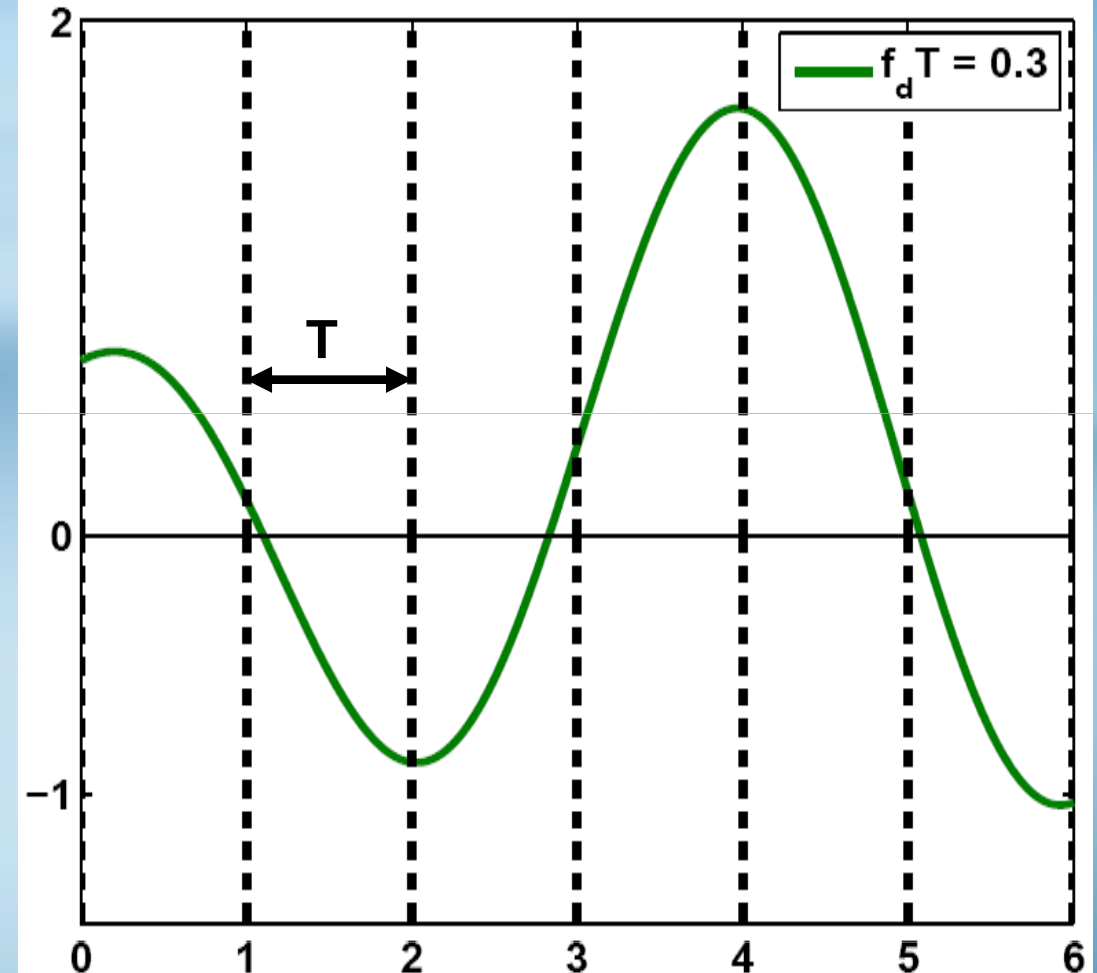
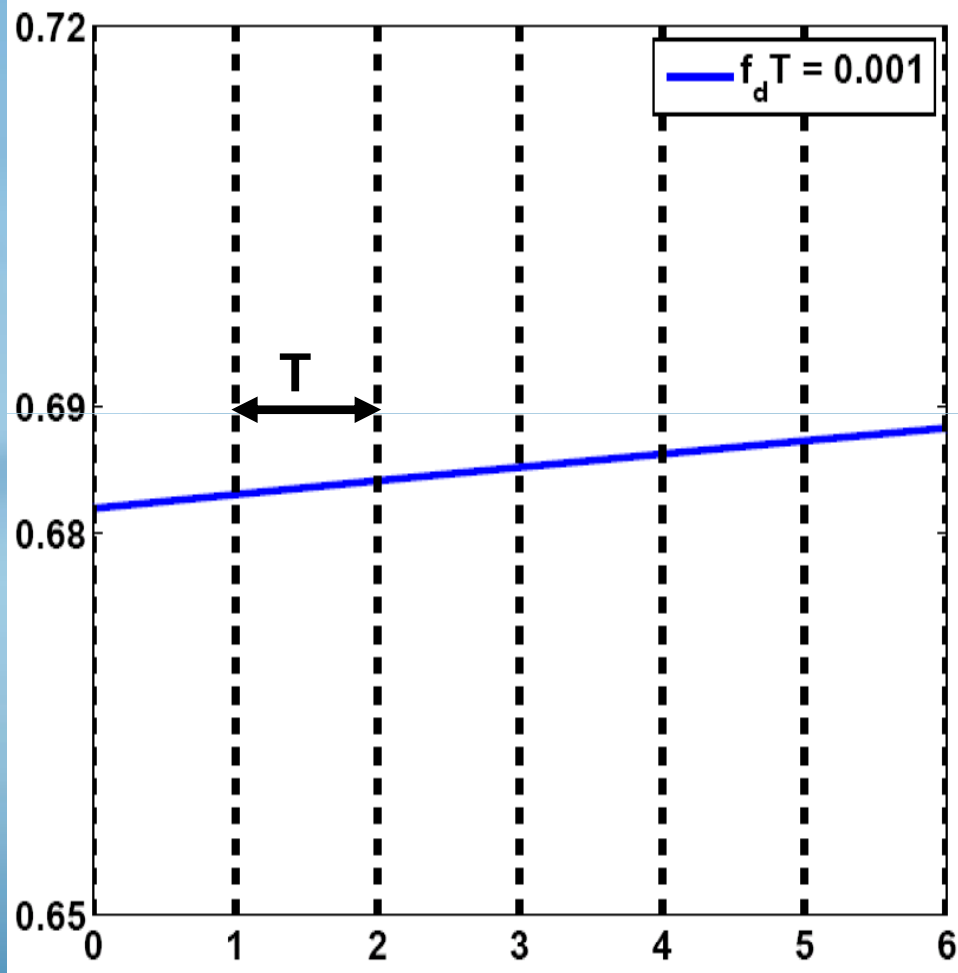
$$[\mathbf{H}_{(n)}]_{k,m} = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^L \left[e^{-j2\pi(\frac{m-1}{N} - \frac{1}{2})\tau_l} \sum_{q=0}^{N-1} \alpha_l^{(n)}(qT_s) e^{j2\pi\frac{m-k}{N}q} \right]$$

nombre d'équations d'observation = N

nombre d'échantillons des gains complexes à estimer = Lv où $v = N + N_g$

Motivation: représenter
les variations temporelles
par un modèle plus compact

modélisation ?



$$\alpha_l^{(n)}(qT_s) = \sum_{d=0}^{N_c-1} c_{d+1,l}^{(n)} q^d + \xi_l^{(n)}[q]$$

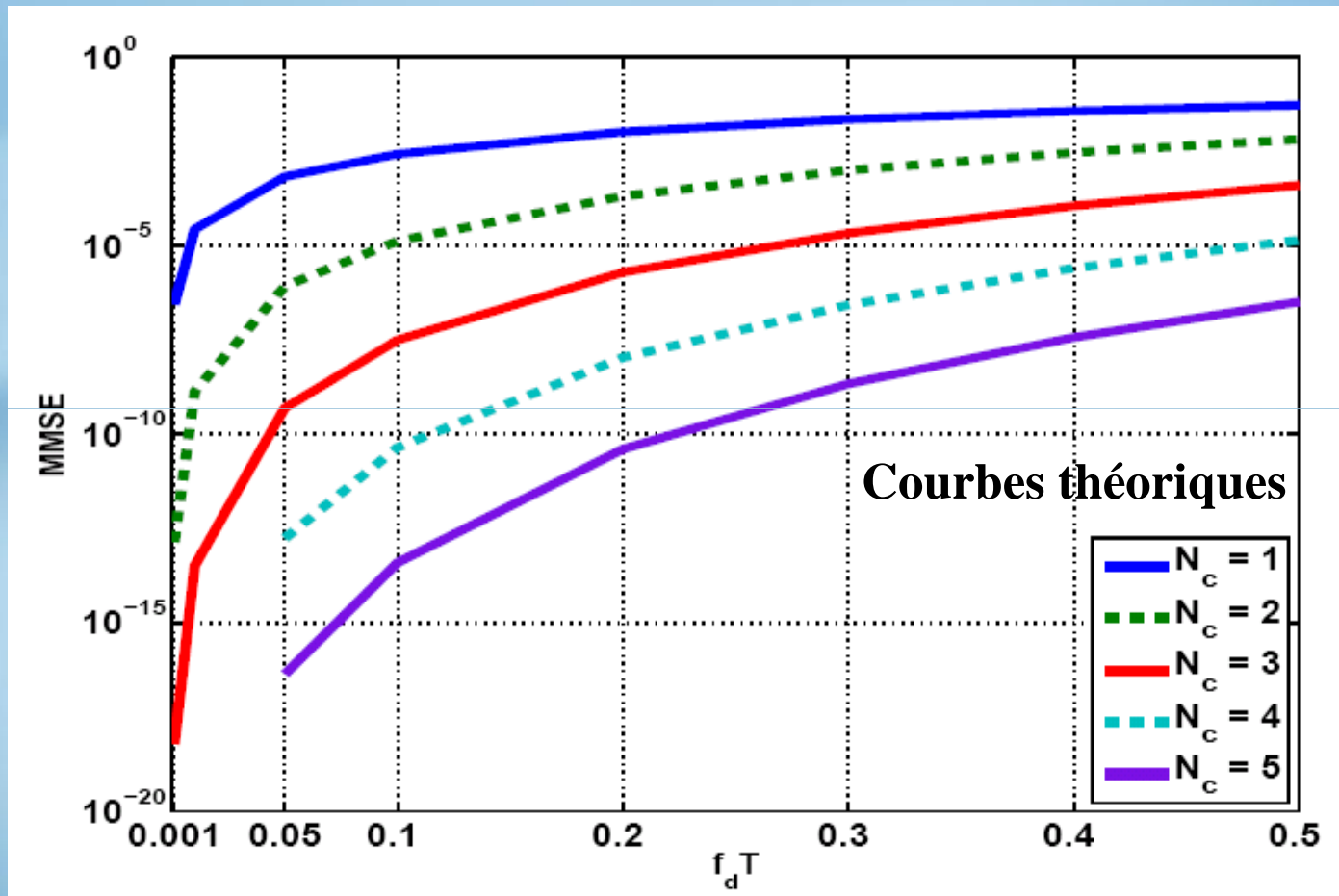
Moindres carrés



$$\alpha_{\text{pol}_l}^{(n)} = \mathbf{Q}^T \mathbf{c}_l^{(n)}$$

$$\mathbf{c}_l^{(n)} = (\mathbf{Q}\mathbf{Q}^T)^{-1} \mathbf{Q} \alpha_l^{(n)}$$

$$\mathbf{y}_{(n)} = \mathcal{K}_{(n)} \mathbf{c}_{(n)} + \boldsymbol{\epsilon}_{(n)} + \mathbf{w}_{(n)}$$



➤ $f_d T \leq 0.5$ et $N_c = 5$ \implies $\text{MMSE} < 4 \cdot 10^{-7}$ \implies $\alpha_l^{(n)}$ modélisé par un polynôme

➤ $f_d T \leq 0.001$ et $N_c = 1$ \implies $\text{MMSE} < 4 \cdot 10^{-7}$ \implies $\alpha_l^{(n)}$ sont quasi-invariants

Hypothèse: **retards connus à la réception**

Problème: estimation des variations temporelles des gains complexes

OFDM

[Yang 01] [Hija 07 et 08]

CDMA

[Simo 05 et 07]

Question: la précision ultime qu'on peut avoir avec les estimateurs ?

Réponse: les BCRs donnent les limites inférieures pour l'EQM de n'importe quel estimateur sans biais.

BCR

paramètres déterministes
==> BCR Standard

paramètres aléatoires
avec disponibilité de la probabilité à priori
==> BCR Bayesienne

paramètres hybrides
==> BCR Hybride

BCR difficile à calculer !

bornes approchées

BCR Modifiée ou BCR Asymptotique

$\hat{\mathbf{c}}(\mathbf{y})$: estimateur sans biais de \mathbf{c} à partir de l'ensemble des mesures \mathbf{y}

Deux stratégies d'estimation sont envisagées

Traitement «hors-ligne»

Acquisition: $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_{(1)}^T, \dots, \mathbf{y}_{(K)}^T]^T$

Estimation: $\mathbf{c} = [\mathbf{c}_{(1)}^T, \dots, \mathbf{c}_{(K)}^T]^T$

Traitement «en-ligne»

Acquisition: $[\mathbf{y}_{(1)}^T, \dots, \mathbf{y}_{(n-1)}^T]^T$ et $\mathbf{y}_{(n)}$

Estimation: $\mathbf{c}_{(n)}$

La $\text{BCRB}(\mathbf{c})$ est l'inverse de la MBI (\mathbf{B}): $\mathbf{B} = \mathbb{E}_{\mathbf{c}}[\mathbf{F}_i(\mathbf{c})] + \mathbb{E}_{\mathbf{c}}[-\Delta_{\mathbf{c}}^{\mathbf{c}} \ln(p(\mathbf{c}))]$

$$\alpha = \mathbf{Q}\mathbf{c} + \xi$$

$$\hat{\alpha} = \mathbf{Q}\hat{\mathbf{c}}$$

Transformation de paramètres
[Kay 93]

$$\text{BCRB}(\alpha) = \mathbf{Q} \text{BCRB}(\mathbf{c}) \mathbf{Q}^T + \text{MMSE}$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{E}_{\mathbf{c}} [\mathbf{F}\mathbf{i}(\mathbf{c})] + \mathbf{E}_{\mathbf{c}} [- \Delta_{\mathbf{c}}^{\mathbf{c}} \ln (p(\mathbf{c}))]$$

Data-aided
(DA)

Non-Data-aided
(NDA)

\mathbf{c} Gaussien centré

$\mathbf{R}_{\mathbf{c}}$

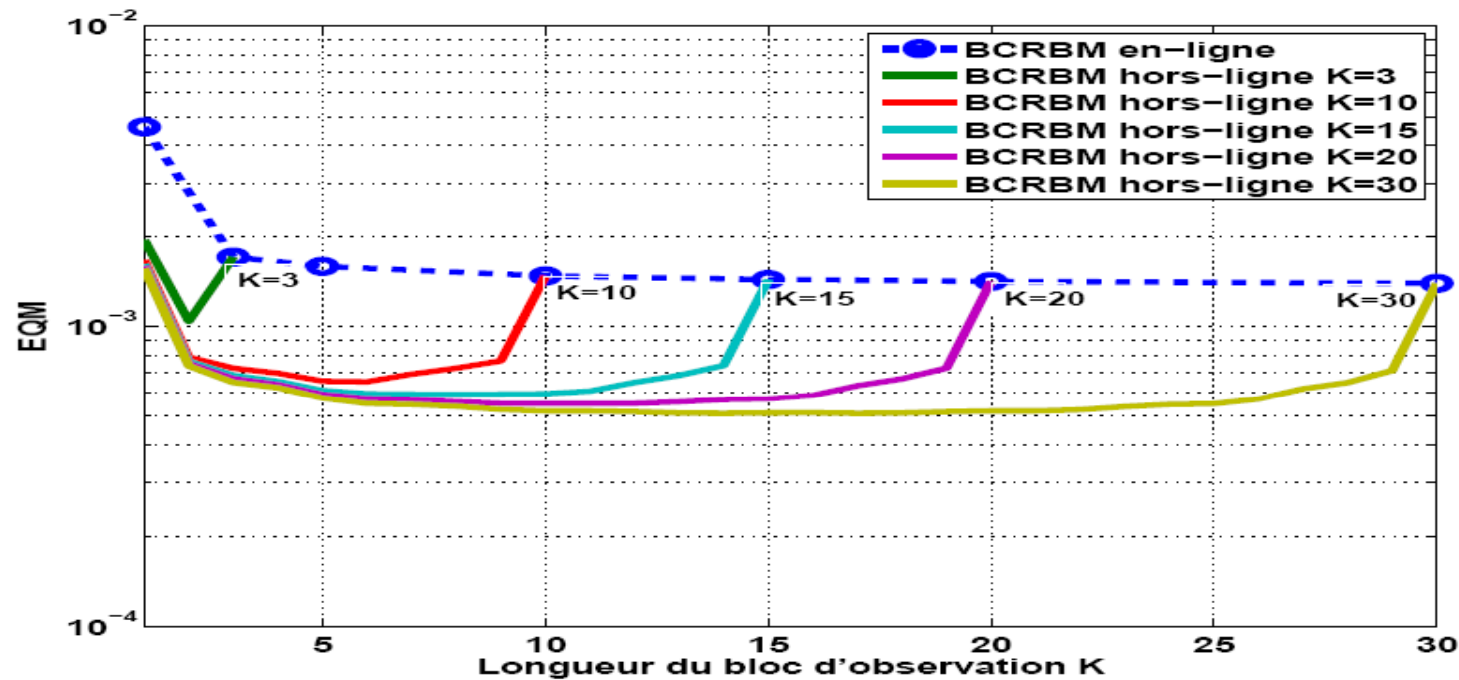
$\mathbf{R}_{\mathbf{c}}^{-1}$

$\sigma_{\alpha_l}^2 J_0(2\pi f_d \Delta t)$

Calcul de MIF est complexe
==> MIF modifiée

$$\text{BCRBM}(\mathbf{c}) = \left(\text{blkdiag} \{ \mathbf{J}_m, \mathbf{J}_m, \dots, \mathbf{J}_m \} + \mathbf{R}_{\mathbf{c}}^{-1} \right)^{-1}$$

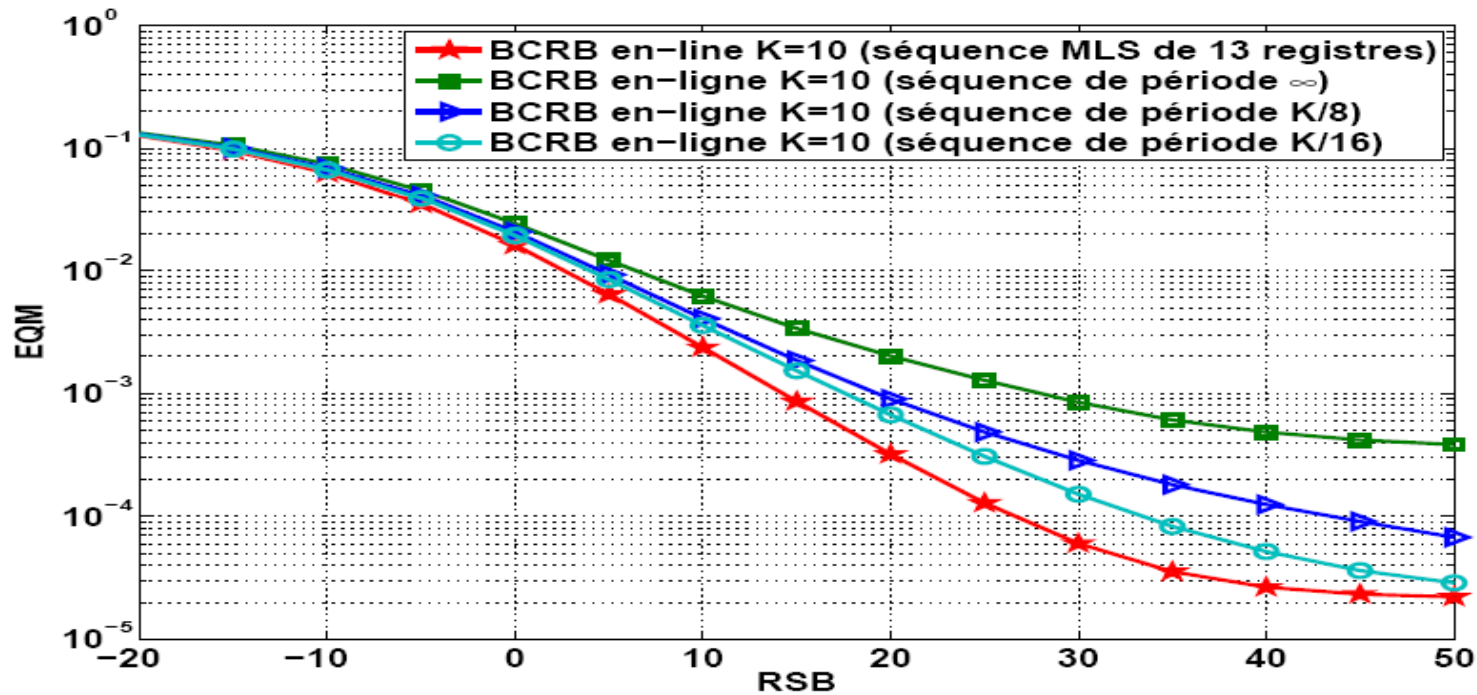
$$\text{BCRB}(\mathbf{c}) = \left(\text{blkdiag} \{ \mathbf{J}_{(1)}, \mathbf{J}_{(2)}, \dots, \mathbf{J}_{(K)} \} + \mathbf{R}_{\mathbf{c}}^{-1} \right)^{-1}$$



$RSB = 10dB$

$f_d T = 0.1$

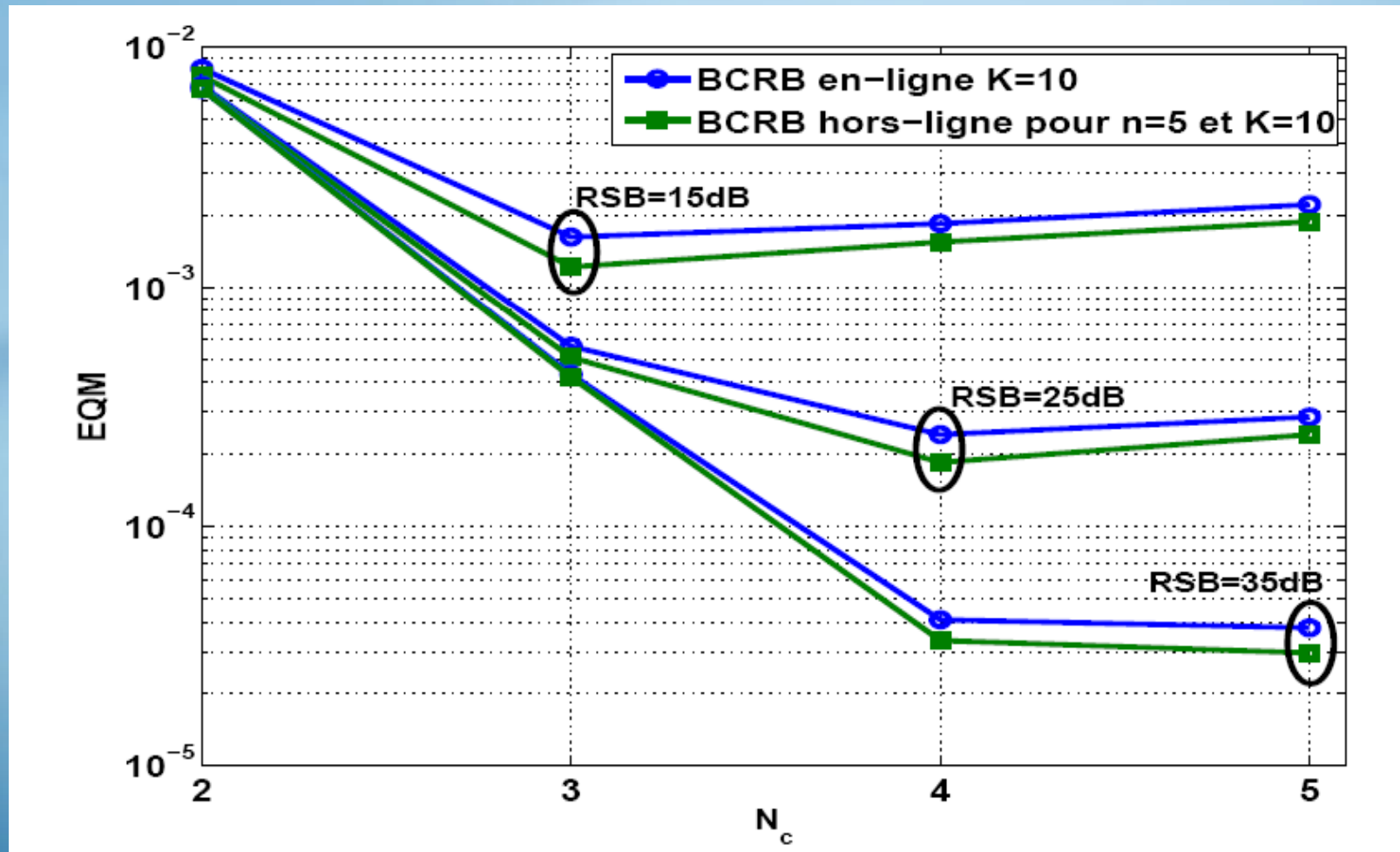
$N_c = 2$



$f_d T = 0.3$

$N_c = 3$

$K = 10$



$$f_d T = 0.5$$

$$K = 10$$

Une nouvelle BCRB, indépendante de N_c :

$$\text{NBCRB}(\alpha) = \min_{N_c} (\text{BCRB}(\alpha))$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{E}_{\mathbf{c}} [\mathbf{F}\mathbf{i}(\mathbf{c})] + \mathbf{E}_{\mathbf{c}} [- \Delta_{\mathbf{c}}^{\mathbf{c}} \ln (p(\mathbf{c}))]$$



Data-aided (DA)

Non-Data-aided (NDA)

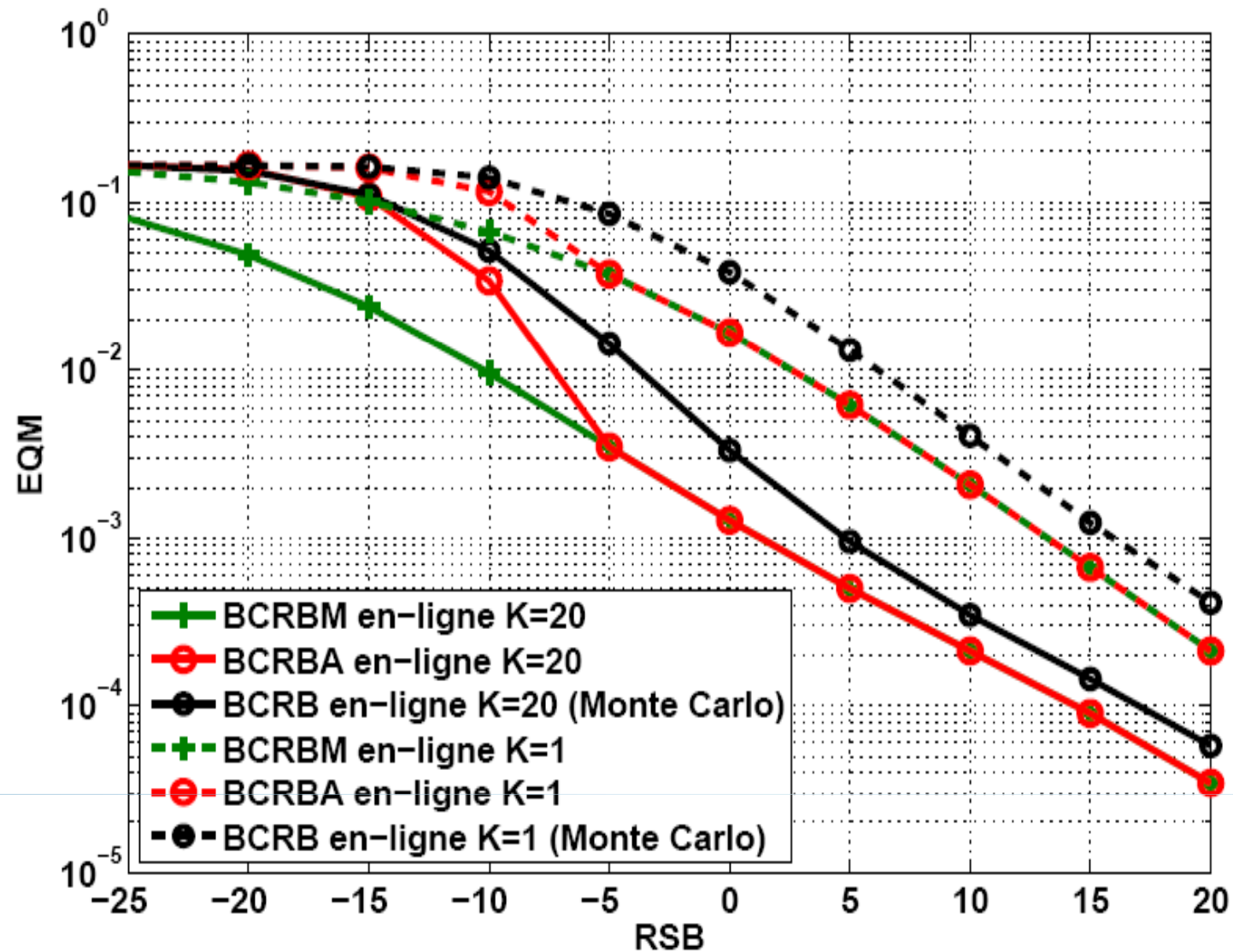
Calcul de MIF est complexe
==> MIF modifiée ou asymptotique

$$\mathbf{BCRBM}(\mathbf{c}) = \left(\text{blkdiag} \{ \mathbf{J}_m, \mathbf{J}_m, \dots, \mathbf{J}_m \} + \mathbf{R}_{\mathbf{c}}^{-1} \right)^{-1}$$

$$\mathbf{BCRBA}(\mathbf{c}) = \left(\text{blkdiag} \{ \mathbf{J}_{min}, \dots, \mathbf{J}_{min} \} + \mathbf{R}_{\mathbf{c}}^{-1} \right)^{-1}$$

$$\mathbf{BCRBM}(\mathbf{c}) \leq \mathbf{BCRBA}(\mathbf{c}) \leq \mathbf{BCRB}(\mathbf{c})$$

$$\mathbf{BCRB}(\mathbf{c}) = \mathbf{BCRBM}(\mathbf{c}) \quad (\text{NDA})$$



$$f_d T = 10^{-3}$$

$$K = 1 \text{ et } K = 20$$

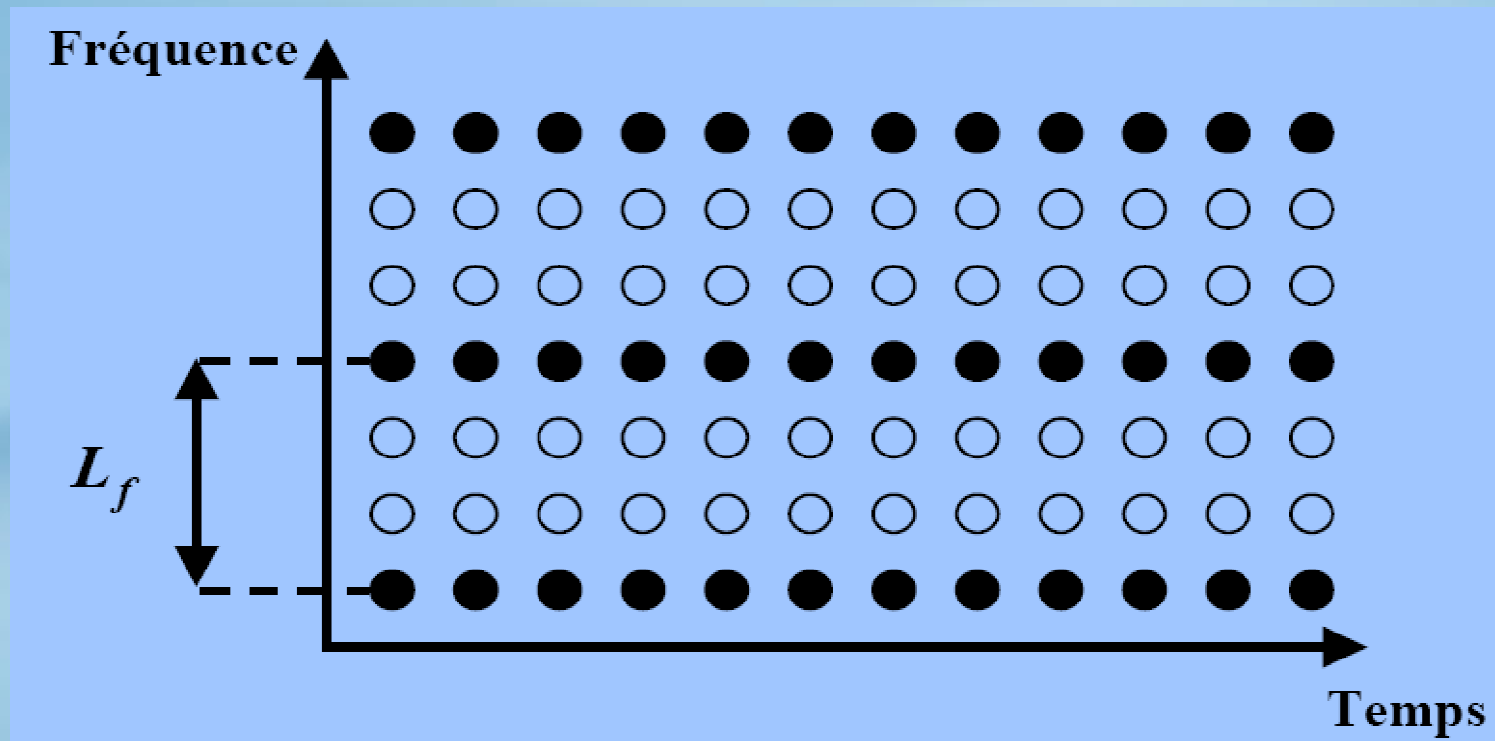
tirages Monte-Carlo

10^4 symboles OFDM

- **Développement d'une approximation à base de polynôme pour l'évolution des gains complexes d'un canal de type Rayleigh avec un spectre de Jakes.**
- **Mesure du nombre de coefficients pour une bonne modélisation polynomiale, en fonction de la vitesse du canal.**
- **Etude théorique des BCRBs pour l'estimation des gains complexes dans un système OFDM, en supposant les délais connus.**
- **Optimisation du nombre de coefficients selon le niveau de bruit et l'étalement Doppler.**
- **Proposition d'une nouvelle BCRB (NBCRB) indépendante du nombre de coefficients.**

Sommaire

1. **Système OFDM**
2. **Modélisation polynomiale et BCRB**
3. **Algorithmes basés sur les valeurs moyennes**
 - **Modèle des pilotes et sous-porteuses pilotes reçues**
 - **Algorithme 1**
 - **Algorithme 2**
 - **Conclusion**
4. **Algorithme basé sur le filtre de Kalman et la décomposition QR**
5. **Conclusions et Perspectives**



● : Symbole pilote

Pilotes de type peigne, régulièrement espacés.

L_f choisi sans respecter le théorème d'échantillonnage, contrairement aux méthodes [Yang 01] [Cole 02]

Sous-porteuses pilotes reçues:

$$\mathbf{y}_{\mathbf{P}(n)} = \text{diag}\{\mathbf{x}_{\mathbf{P}}\} \mathbf{F}_{\mathbf{P}} \mathbf{a}(n) + \mathbf{I} \mathbf{E}_{\mathbf{P}(n)} + \mathbf{w}_{\mathbf{P}(n)}$$

$$[\mathbf{a}(n)]_l = \bar{\alpha}_l^{(n)} = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1} \alpha_l^{(n)}(qT_s)$$

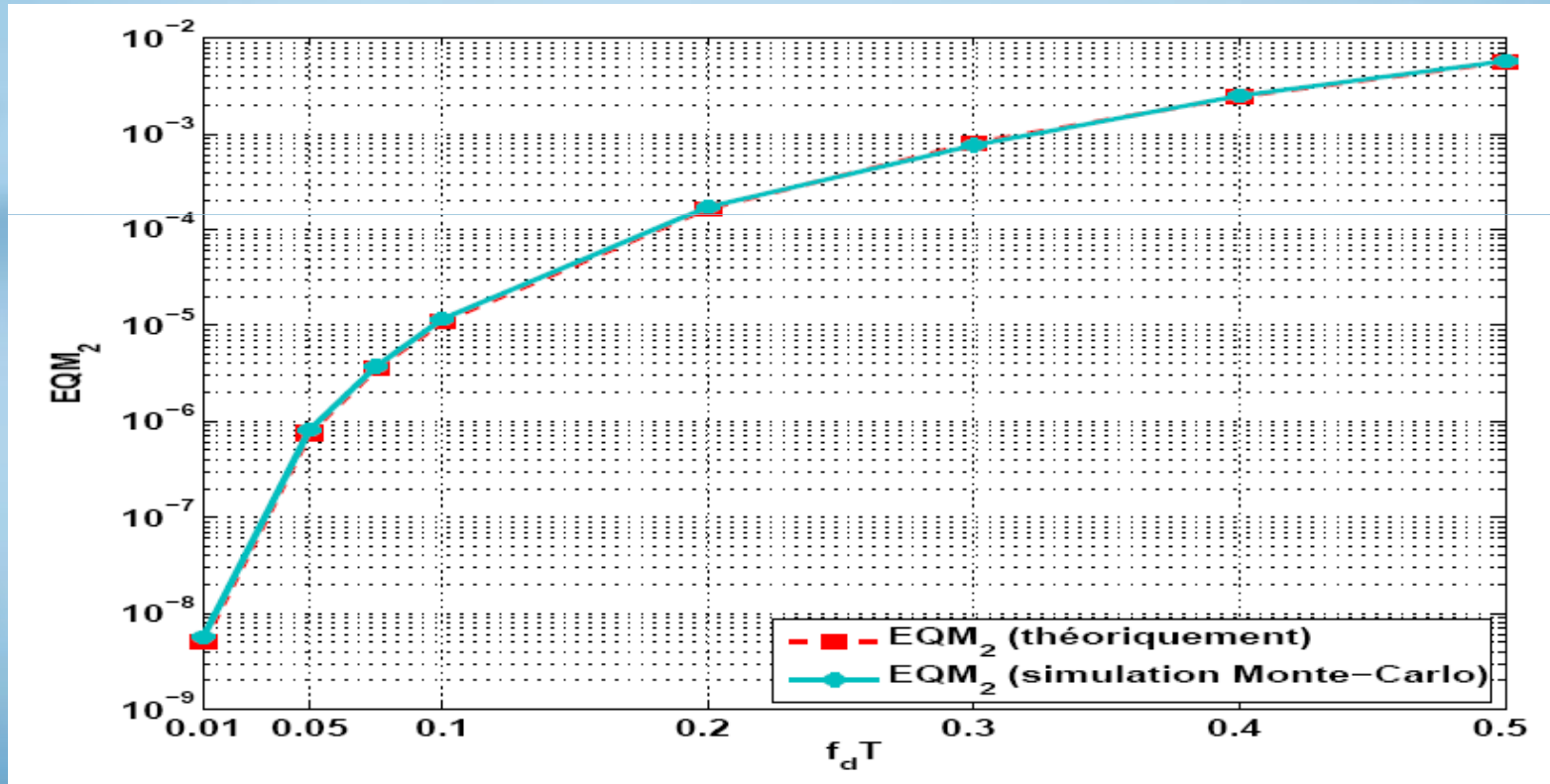
Négligeant l'IEP et connaissant y_p et x_p , l'estimateur LS :

$$a_{LS} = G y_p$$
$$G = (F_p^H \text{diag}\{x_p\}^H \text{diag}\{x_p\} F_p)^{-1} F_p^H \text{diag}\{x_p\}^H$$

En utilisant les valeurs moyennes estimées et un égaliseur (suppression successive des interférences : SSI), on a proposé deux algorithmes.

Motivation:

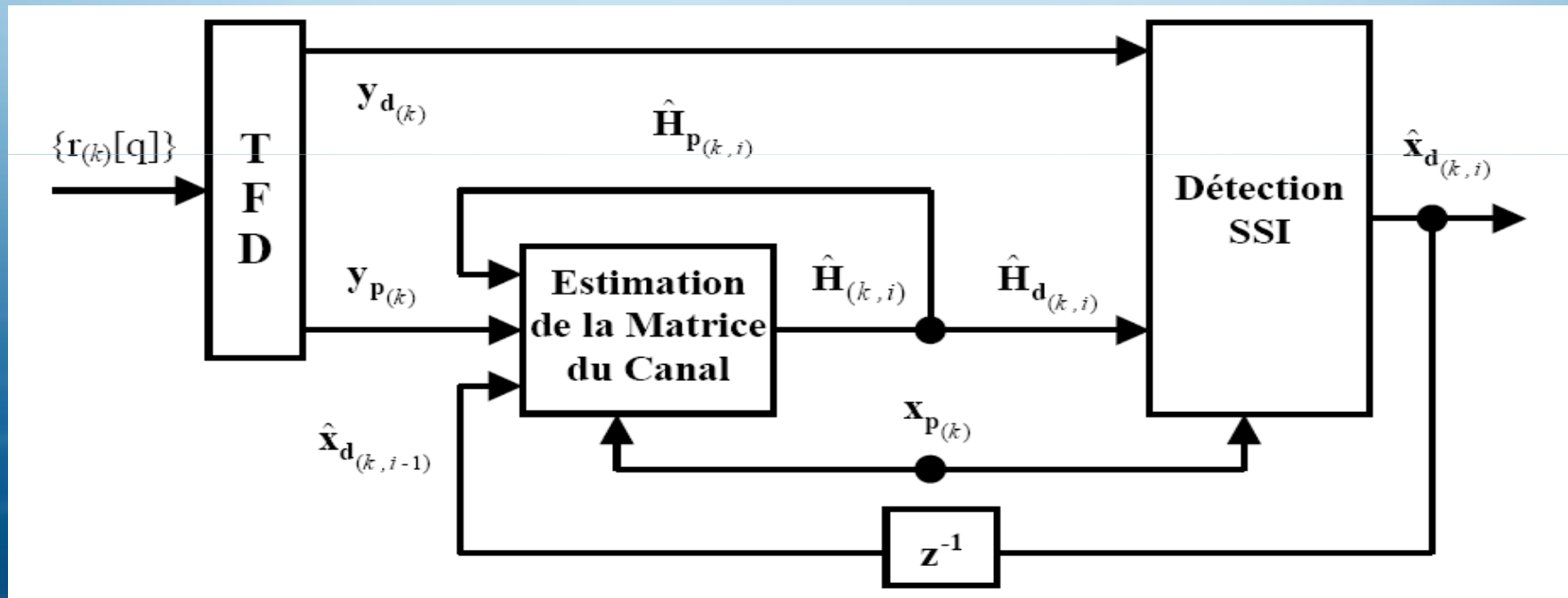
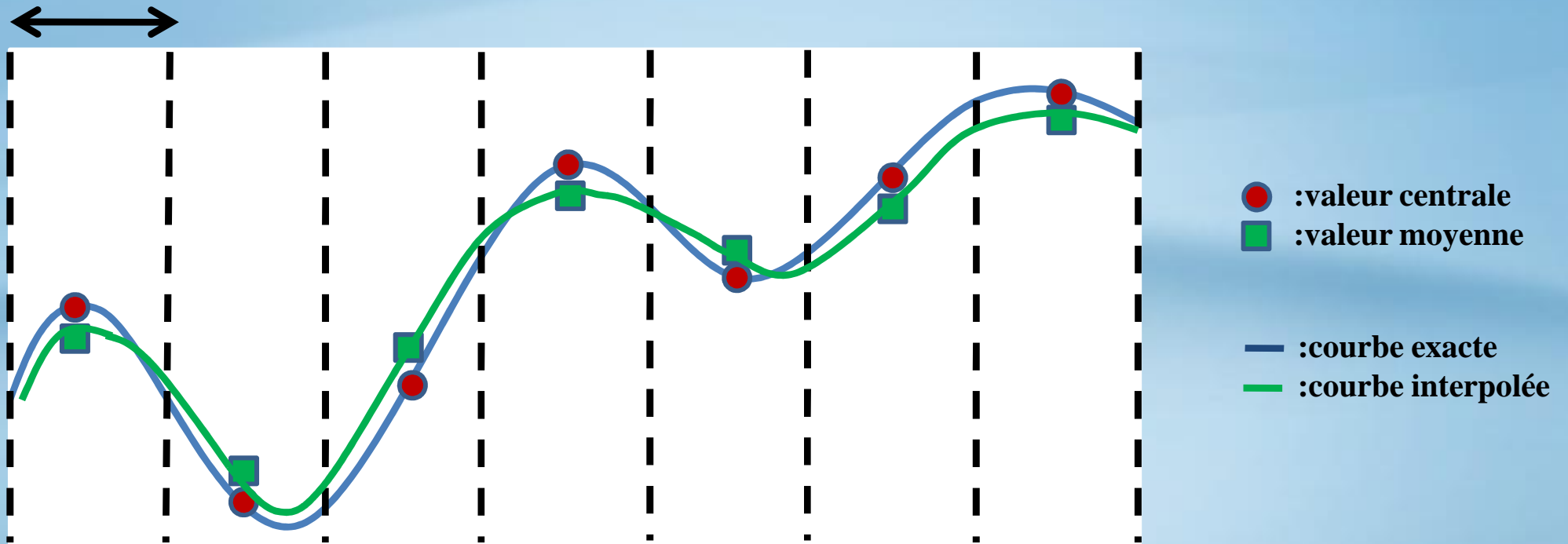
$\alpha_l^{(n)} \left(\frac{N}{2} T_s \right)$ la plus proche de $\overline{\alpha}_l^{(n)}$



Pour $f_d T \leq 0.1$, la distance entre $\alpha_{(n)}$ et $\alpha_{c(n)}$ est négligeable.

Une estimation de $\alpha_{(n)}$ est une estimation $\alpha_{c(n)}$

1 symbole OFDM



Motivation:

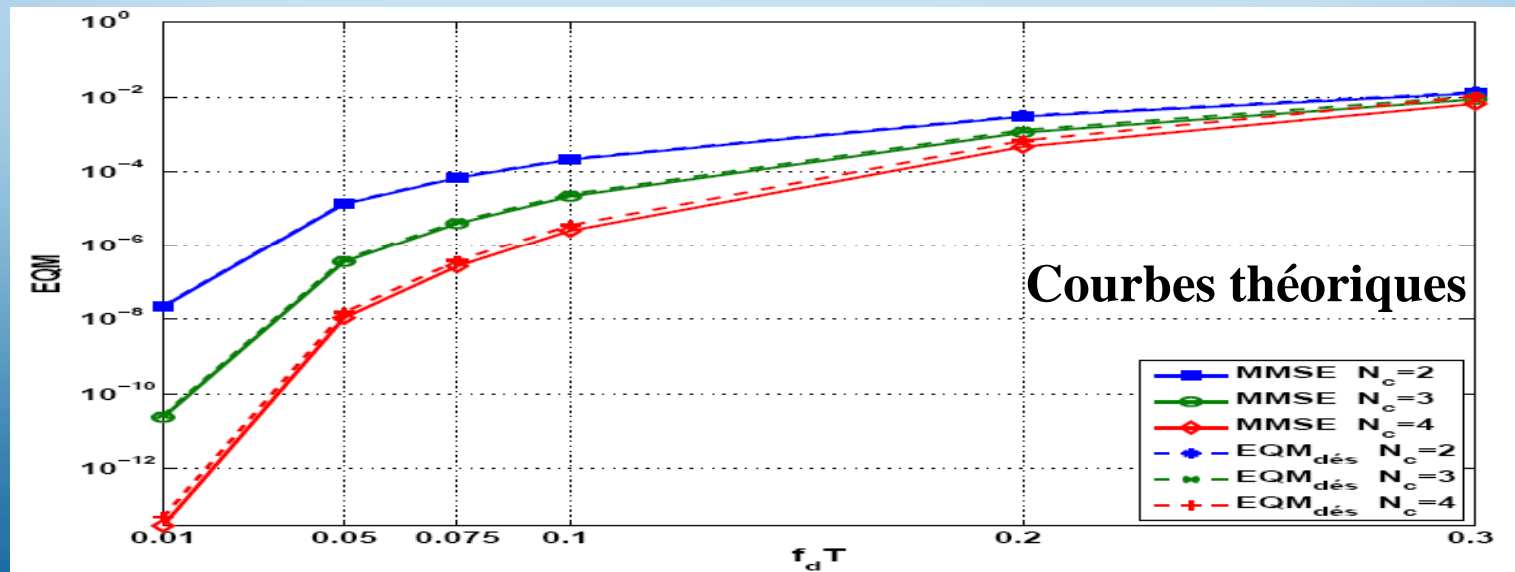
$\alpha_l = [\alpha_l(-N_g T_s), \dots, \alpha_l((vN_c - N_g - 1)T_s)]^T$ est approximé par un modèle polynomial

de N_c coefficients $\mathbf{c}_l = [c_{1,l}, \dots, c_{N_c,l}]^T$ qui sont calculés à partir $\bar{\alpha}_l$

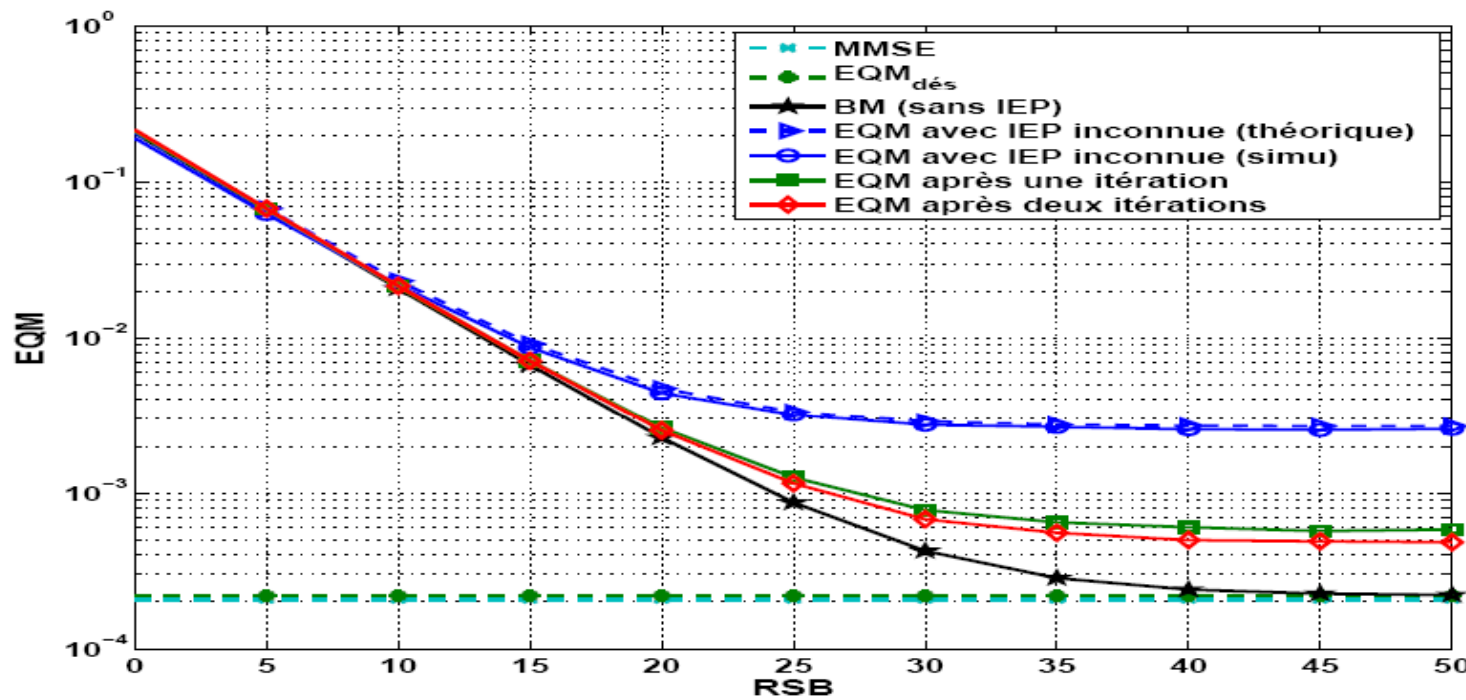
$$\alpha_{\text{dés}l} = \mathbf{Q}'^T \mathbf{c}_{\text{dés}l}$$

$$\mathbf{c}_{\text{dés}l} = \mathbf{T}^{-1} \bar{\alpha}_l$$

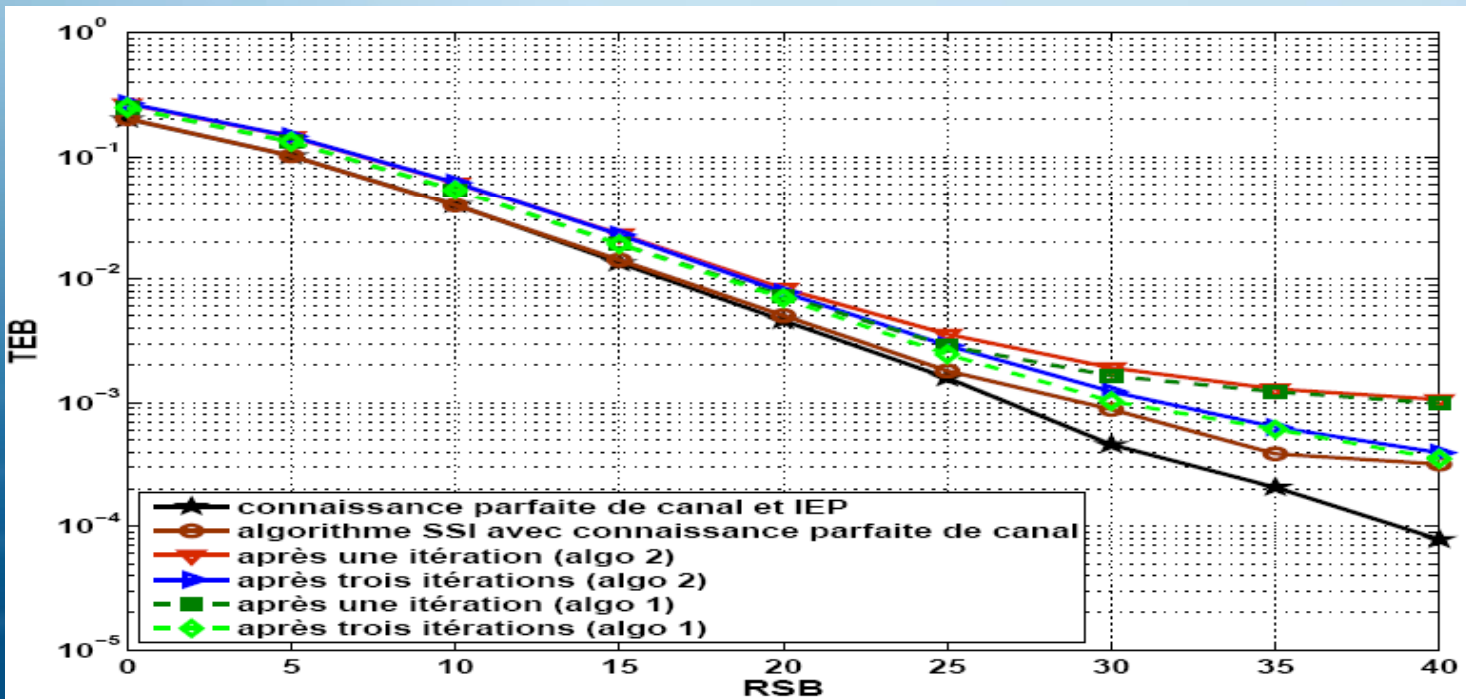
$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{N-1}{2} & \frac{(N-1)(2N-1)}{6} \\ 1 & \frac{N-1}{2} + v & \frac{(N-1)(2N-1)}{6} + (N-1)v + v^2 \\ 1 & \frac{N-1}{2} + 2v & \frac{(N-1)(2N-1)}{6} + 2(N-1)v + 4v^2 \end{bmatrix}$$



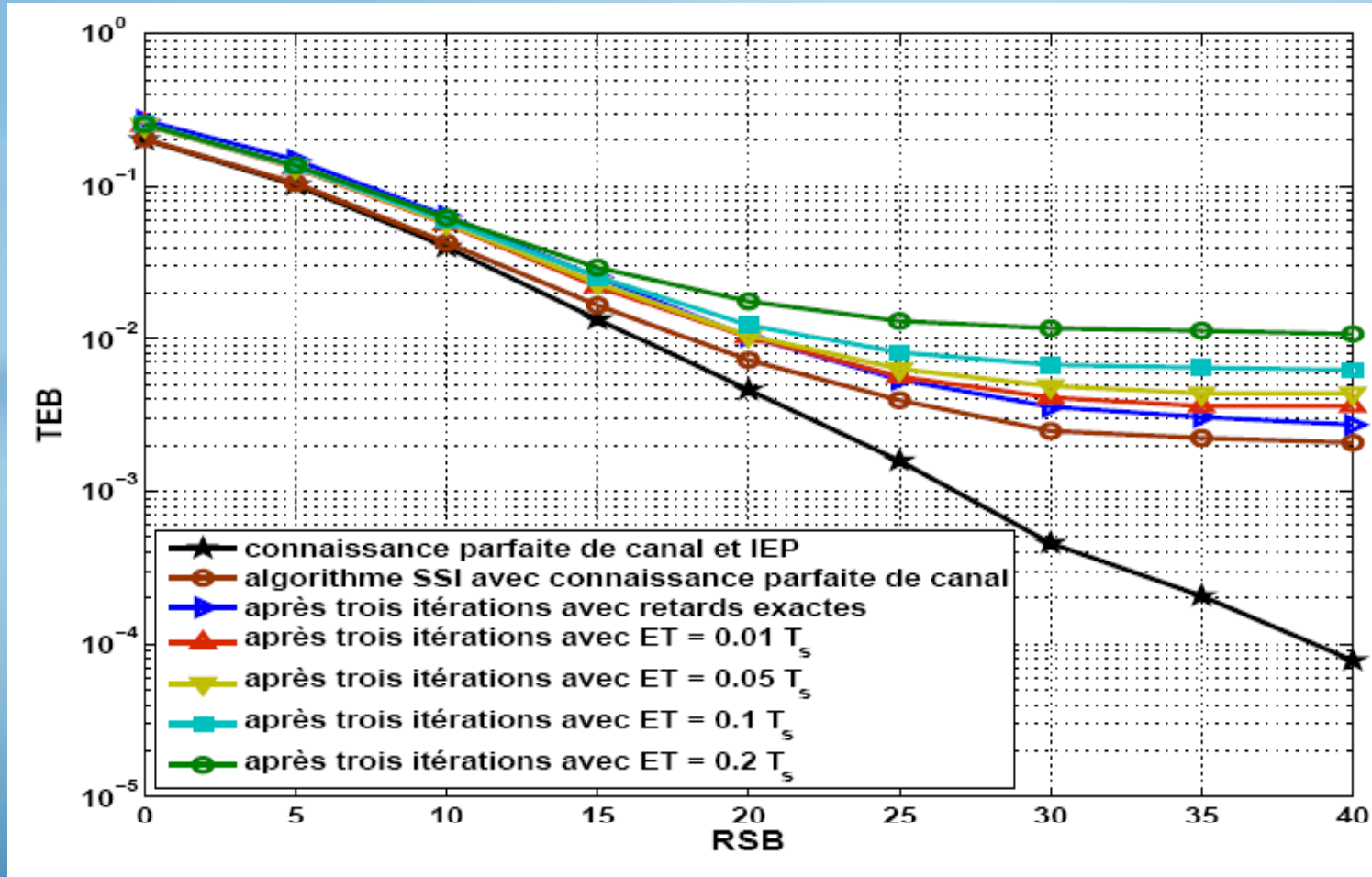
Pour $f_d T \leq 0.1$, EQM_{dés} est très faible



$f_d T = 0.1$
 $N_c = 2$



$f_d T = 0.05$
 $N_c = 2$



L'algorithme n'est pas sensible à une erreur de retard $ET < 0.1T_s$

Avec la technique ESPRIT, on a: $ET < 0.05T_s \implies$ sensibilité négligeable

- Développement de deux algorithmes itératifs d'estimation des variations temporelles des gains complexes de type Rayleigh avec un spectre de Jakes et de suppression d'IEP.
- Les deux sont basés sur les valeurs moyennes. Le premier utilise une interpolation passe-bas, le deuxième une approximation polynomiale.
- Les deux algorithmes ont montré de bonnes performances pour des récepteurs à vitesses modérées ($f_d T \leq 0.1$).
- Bien qu'ils aient les mêmes performances, le deuxième est plus avantageux au niveau de la complexité.
- En combinant la technique ESPRIT avec l'algorithme, la sensibilité est très faible.

Sommaire

1. **Système OFDM**
2. **Modélisation polynomiale et BCRB**
3. **Algorithmes basés sur les valeurs moyennes**
4. **Algorithme basé sur le filtre de Kalman et la décomposition QR**
 - **Motivation**
 - **Modèle AR des coefficients polynomiaux**
 - **Filtre de Kalman**
 - **Détection QR des symboles de données**
 - **Algorithme itératif**
 - **Simulation**
 - **Conclusion**
5. **Conclusions et Perspectives**

Motivation: estimation des gains complexes pour $f_d T > 0.1$



Modélisation polynomiale à l'intérieur d'un symbole OFDM

$$\mathbf{y}(n) = \mathcal{K}_{(n)} \mathbf{c}_{(n)} + \mathbf{w}(n)$$



Estimation des $\mathbf{c}_{(n)} = [\mathbf{c}_1^{(n)T}, \dots, \mathbf{c}_L^{(n)T}]^T$

en utilisant les symboles OFDM précédents

$\mathbf{c}_l^{(n)}$ complexes, stationnaires, Gaussiennes
centrées et corrélées de matrice corrélation $\mathbf{R}_{\mathbf{c}_l}^{(s)} \leftarrow \sigma_{\alpha_l}^2 J_0(2\pi f_d \Delta t)$



Modélisation de $\mathbf{c}_l^{(n)}$ par un processus autorégressif

$$\mathbf{c}_l^{(n)} = -\mathbf{A}_l^{(1)} \mathbf{c}_l^{(n-1)} + \mathbf{u}_l^{(n)}$$

L'équation d'état: $\mathbf{c}_{(n)} = -\mathbf{A}_{(1)}\mathbf{c}_{(n-1)} + \mathbf{u}_{(n)}$

L'équation d'observation (mesure): $y_{(n)} = \mathcal{K}_{(n)} \mathbf{c}_{(n)} + \mathbf{w}_{(n)}$



Filtre de Kalman pour poursuivre $\mathbf{c}_{(n)}$

Décomposition QR de $\mathbf{H}_{(n)}$: $\mathbf{H}_{(n)} = \mathbf{Q}_{(n)}\mathbf{R}_{(n)}$



$$\begin{aligned} \mathbf{y}'_{(n)} &= \mathbf{Q}_{(n)}^H \mathbf{y}_{(n)} \\ &= \mathbf{R}_{(n)} \mathbf{x}_{(n)} + \mathbf{Q}_{(n)}^H \mathbf{w}_{(n)} \end{aligned}$$

$$\mathbf{Q}_{(n)}^H \mathbf{Q}_{(n)} = \mathbf{I}_N$$



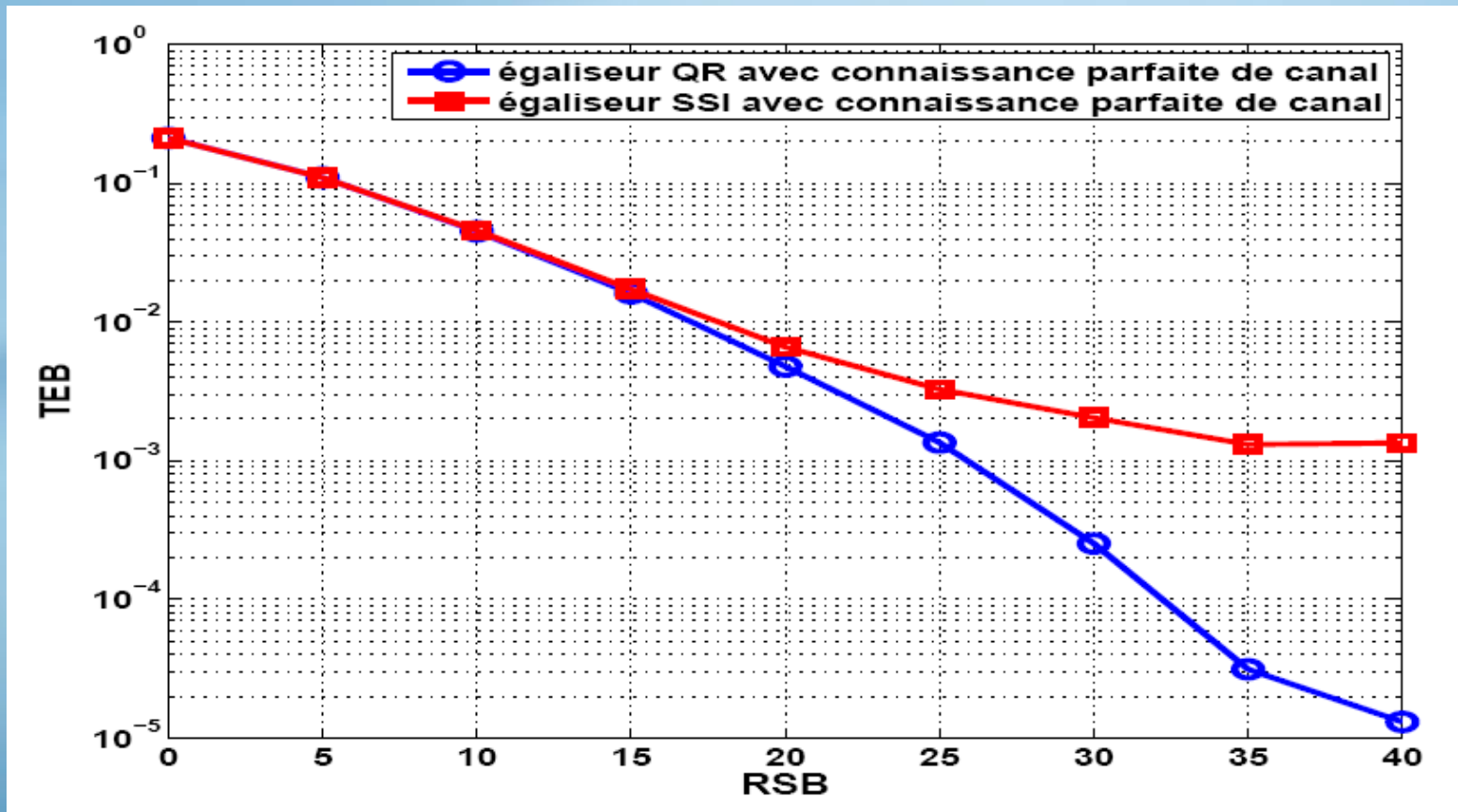
Forme triangulaire supérieure de $\mathbf{R}_{(n)} \implies$

Estimation des données, quasiment sans présence d'IEP,

selon l'ordre $\{[\mathbf{x}_{(n)}]_N, [\mathbf{x}_{(n)}]_{N-1}, \dots, [\mathbf{x}_{(n)}]_1\}$

$$[\tilde{\mathbf{x}}_{(n)}]_k = \frac{[\mathbf{y}'_{(n)}]_k - \sum_{m=k+1}^N [\mathbf{R}_{(n)}]_{k,m} [\hat{\mathbf{x}}_{(n)}]_m}{[\mathbf{R}_{(n)}]_{k,k}}$$

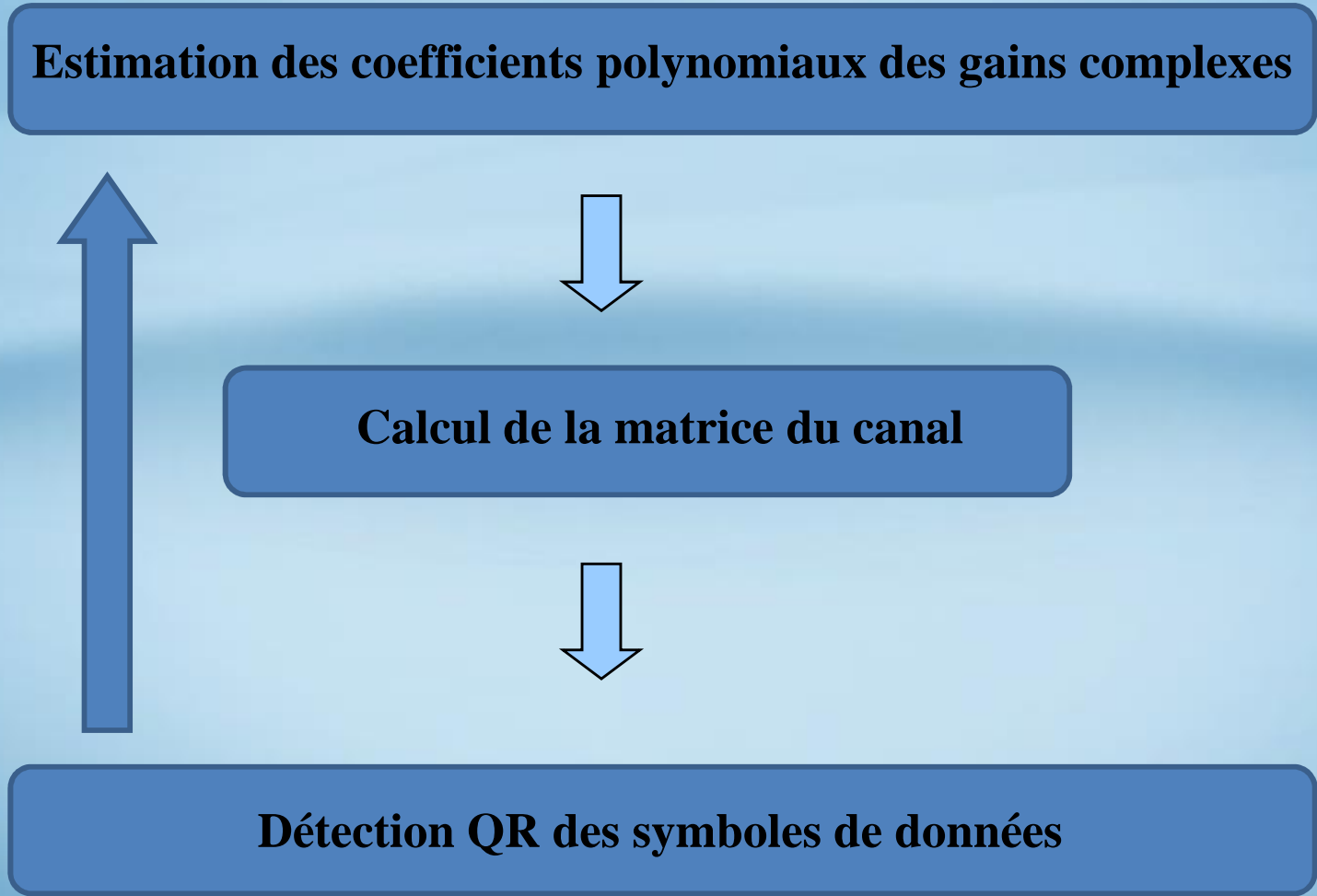
$$[\hat{\mathbf{x}}_{(n)}]_k = \mathcal{O}([\tilde{\mathbf{x}}_{(n)}]_k)$$

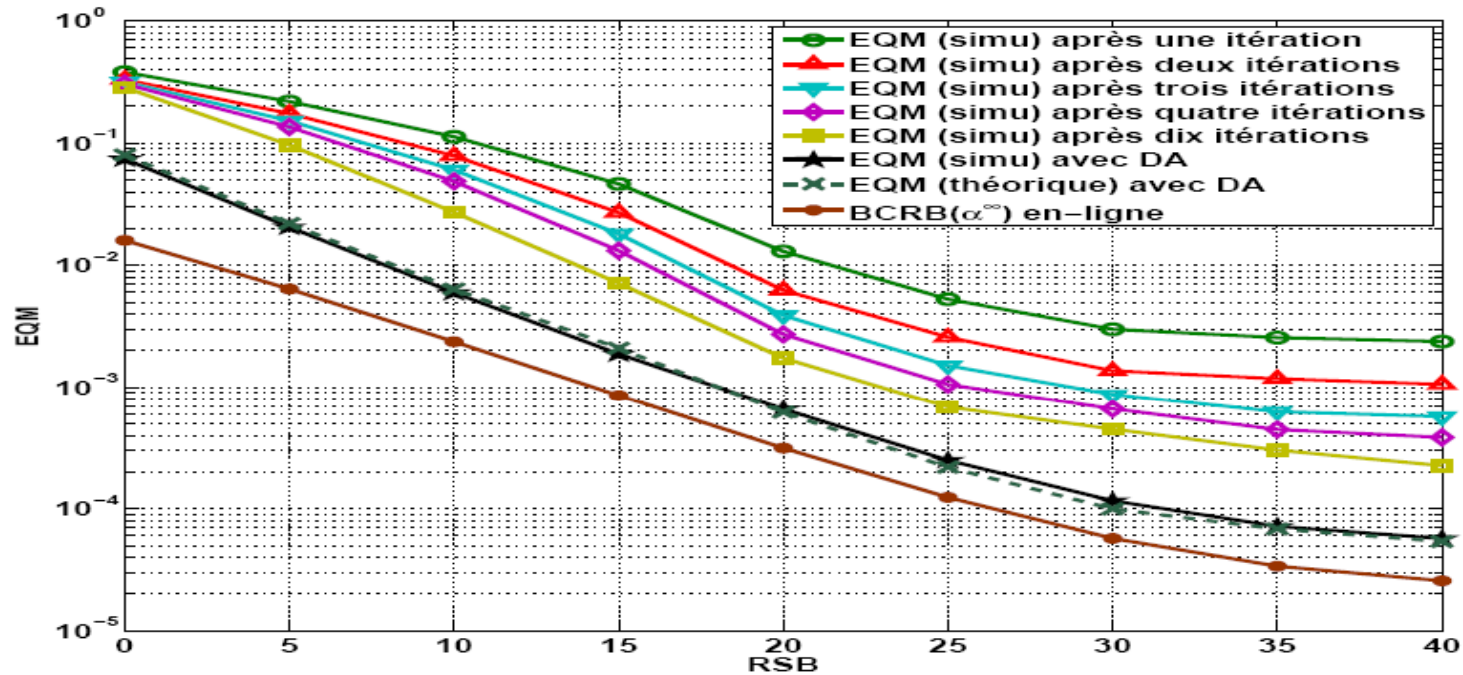


$$f_d T = 0.1$$

L'égaliseur QR a une meilleure performance que l'égaliseur SSI

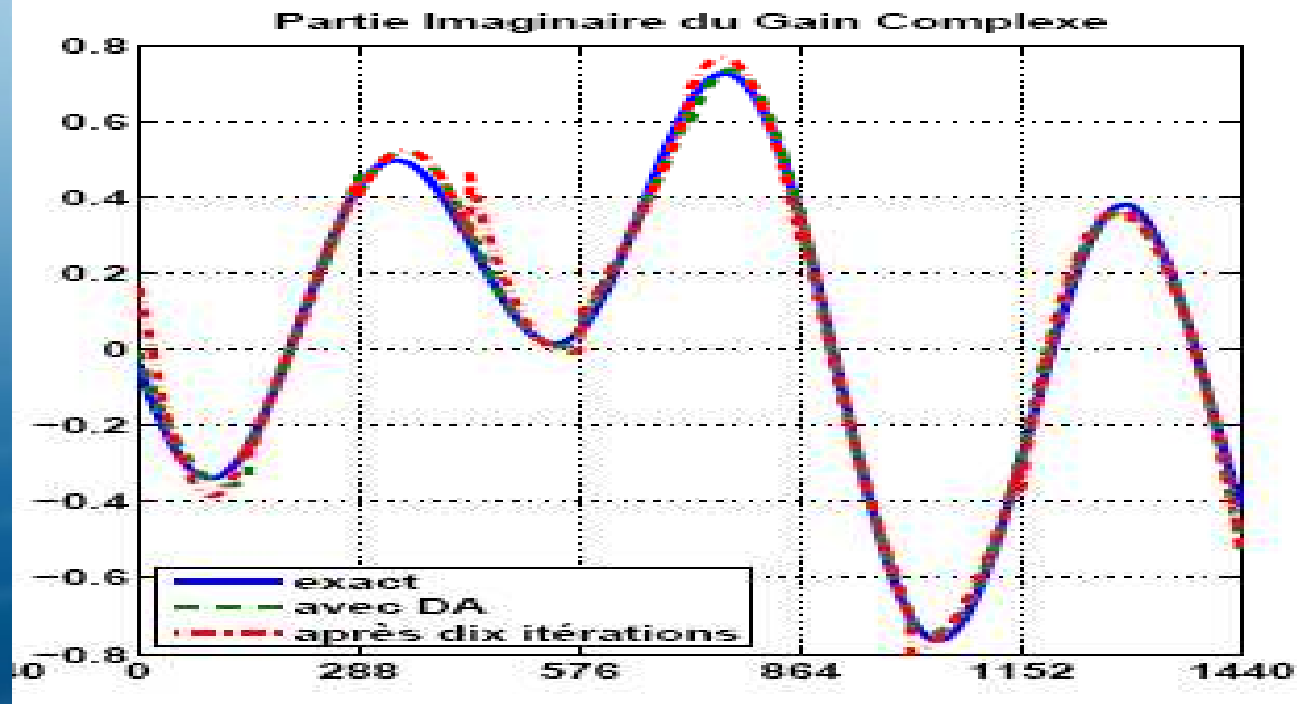
La complexité de SSI ($O(N^2)$) est plus faible que la complexité de QR ($O(N^3)$)





$$f_d T = 0.3$$

$$N_c = 3$$

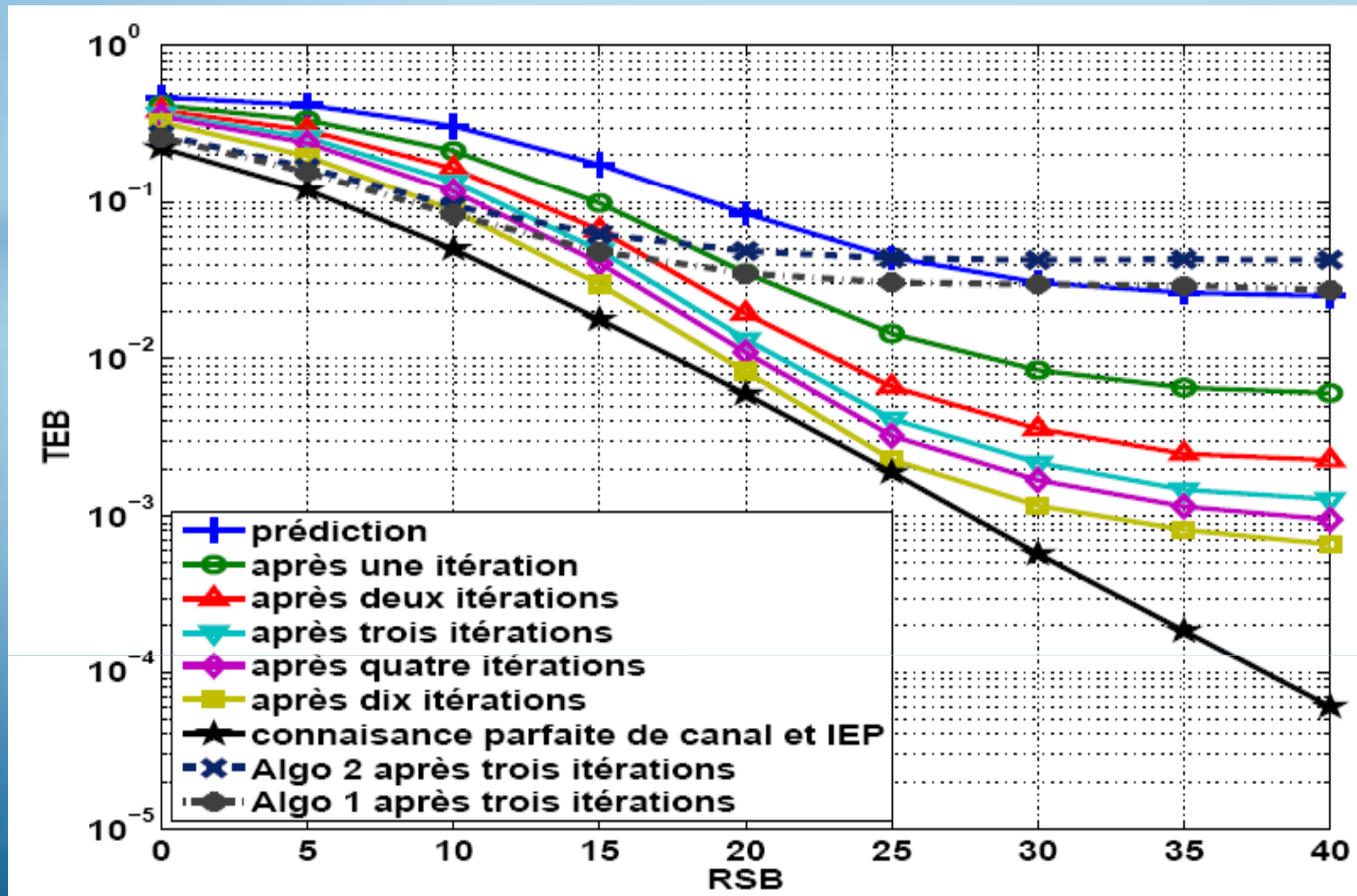


$$f_d T = 0.3$$

$$N_c = 3$$

$$RSB = 20dB$$

10 symboles OFDM



$$f_d T = 0.3$$

$$N_c = 3$$

- Développement d'un algorithme itératif d'estimation conjointe des variations temporelles des gains complexes de type Rayleigh avec un spectre de Jakes et de symboles de données.
- L'algorithme est basé sur le filtre de Kalman et la décomposition QR.
- L'algorithme a montré de bonnes performances pour des récepteurs à fortes vitesses ($f_d T > 0.1$), contrairement au deux premiers algorithmes.
- En combinant la technique ESPRIT avec l'algorithme, la sensibilité reste très faible.

- **Estimation de canal à évolution rapide de type Rayleigh avec un spectre de Jakes et de suppression d'interférence dans les systèmes OFDM.**
- **Notre démarche a consisté à estimer les paramètres du canal physique, plutôt que le canal discret équivalent ou la fonction de transfert.**
- **Modélisation polynomiale pour l'évolution des gains complexes.
Une étude théorique sur les BCRBs en supposant les délais connus.**
- **Proposition et analyse théorique de trois algorithmes itératifs d'estimation des gains complexes et de suppression d'IEP, pour des récepteurs à forte mobilité.**
- **Sensibilité aux erreurs d'estimation des retards très faible.**

- **Approximation avec d'autres bases (Karhunen-Loeve, sphéroïdale,)**
- **Détermination de la position optimale des symboles pilotes pour avoir la meilleure estimation des gains complexes .**
- **Étude conjointe avec le problème de synchronisation (porteuse, horloge) , afin d'estimer la matrice du canal global (contenant les erreurs de synchronisation).**
- **Extension des algorithmes pour le cas d'antennes multiples (MIMO).**

➤ Journal:

- H. Hijazi and L. Ros “*Analytical Analysis of Bayesian Cramer-Rao Bound for Dynamical Rayleigh Channel Complex Gains Estimation in OFDM System*”. **IEEE Transactions on Signal Processing**
- H. Hijazi and L. Ros “*Polynomial Estimation of Time-Varying Multi-path Gains with Intercarrier Interference Mitigation in OFDM Systems*”. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**
- H. Hijazi and L. Ros “*Bayesian Cramer-Rao Bounds for Complex Gain Parameters Estimation of Slowly Varying Rayleigh Channel in OFDM Systems*”. **ELSEVIER Signal Processing FAST Communication**
- H. Hijazi and L. Ros “*Joint Data QR-Detection and Kalman Estimation for OFDM Time-varying Rayleigh Channel Complex Gains*”. **IEEE Transactions on Communications (en révision)**
- H. Hijazi and L. Ros “*Time-varying Channel Complex Gains Estimation and ICI Suppression in OFDM Systems*”. **European Transactions on Telecommunications (en révision)**

➤ Conférence:

- H. Hijazi and L. Ros “*Time-varying Channel Complex Gains Estimation and ICI Suppression in OFDM Systems*”. **IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)**
- H. Hijazi and L. Ros “*Polynomial Estimation of Time-Varying Multi-path Gains with Intercarrier Interference Mitigation in OFDM Systems*”. **IEEE International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP)**
- H. Hijazi and L. Ros “*OFDM High Speed Channel Complex Gains Estimation Using Kalman Filter and QR-Detector*”. **IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)**
- H. Hijazi and L. Ros “*On-line Bayesian Cramer-Rao Bounds for OFDM Slowly Varying Rayleigh Multi-path Channel Estimation*”. **IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)**
- H. Hijazi, L. Ros, and G. Jourdain “*OFDM Channel Parameters Estimation used for ICI Reduction in Time-Varying Multipath channels*”. **European Wireless Conference (EW)**
- H. Hijazi and L. Ros “*Estimation de Canal et Suppression d’Interférence pour les Récepteurs OFDM à Grande Mobilité*”. **Traitement du signal et des images, Actes du 21e colloque GRETSI**
- H. Hijazi and L. Ros “*Bayesian Cramer-Rao Bound for OFDM Rapidly Time-varying Channel Complex Gains Estimation*”. **IEEE International Conference on Communications (ICC) (soumis)**

Merci pour votre attention