

Interception des signaux issus de communications MIMO

par Vincent Choqueuse

Laboratoire E^3I^2 , EA 3876, ENSIETA
Laboratoire LabSTICC, UMR CNRS 3192, UBO

26 novembre 2008



Interception des signaux issus de communications MIMO

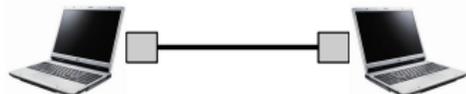
Contexte de la thèse

- 1 Début des travaux : 10 Octobre 2005.
- 2 Laboratoires :
 - $E^3 I^2$, EA 3876, Ensieta. Directeur : Ali Khenchaf.
 - LabSTICC, UMR CNRS 3192, UBO. Directeur : Gilles Burel.
- 3 Encadrement : Gilles Burel, Koffi Yao et Ludovic Collin.
- 4 Financement : DGA/ CNRS. Pilote : Jacques Blanc-Talon.

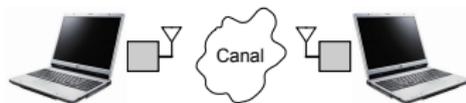
Interception des signaux issus de communications MIMO

Les communications sans fil

- 1 Principe : Transmettre l'information dans le canal radioélectrique.
- 2 Avantages : Facile à déployer, possibilité de mobilité de l'émetteur et du récepteur.
- 3 Applications : Téléphonie mobile, Réseaux locaux et métropolitain, etc...



Communication filaire



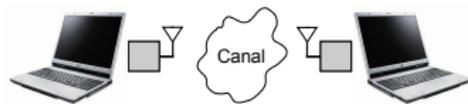
Communication sans fil

Interception des signaux issus de communications MIMO

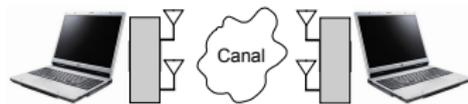
La technologie MIMO

- 1 Principe : Utiliser plusieurs antennes à l'émission et à la réception.
- 2 Avantages : Améliorer le débit et/ou la qualité de la transmission.
- 3 Applications : Futur standard Wifi (802.11n), téléphonie mobile de 4^e génération.

...Une technologie en plein essor !



Communication SISO.

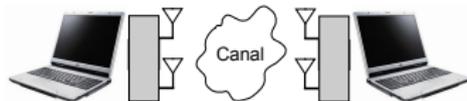


Communication MIMO

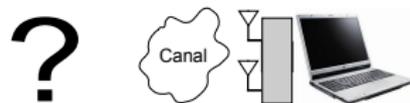
Interception des signaux issus de communications MIMO

Interception

- 1 Objectif : Retrouver l'information émise.
- 2 Méthodologie : Déterminer les paramètres de la communication directement à partir des signaux reçus.
- 3 Applications : Récepteurs intelligents, surveillance du canal radio-électrique, guerre électronique.



Système coopératif

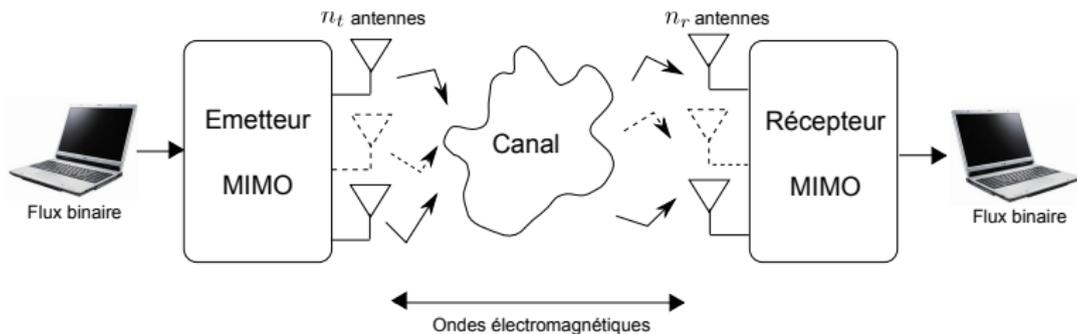


Système non-coopératif

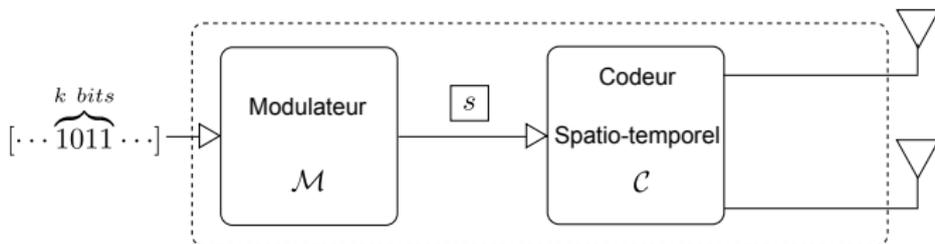
Table des matières

- 1 Les systèmes MIMO
 - L'émetteur MIMO
 - Le canal de propagation
 - Le récepteur MIMO
 - L'intercepteur MIMO
- 2 Reconnaissance du codage
 - Maximum de Vraisemblance
 - Outils RdF
 - Comparaisons des méthodes
- 3 Reconnaissance de la modulation
 - Méthode optimale
 - Méthode approchée-MS
 - Méthode approchée-C
 - Comparaisons des méthodes
- 4 Conclusion

Les systèmes MIMO



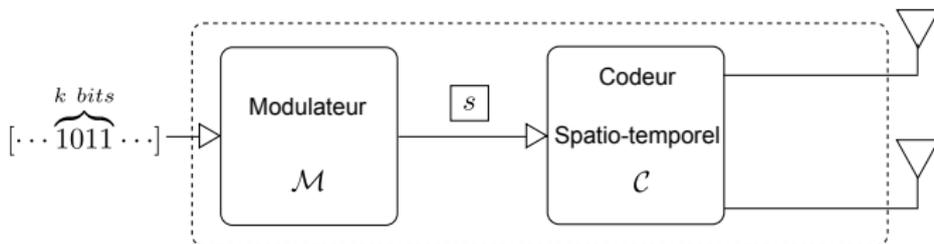
L'émetteur MIMO



Le modulateur

- 1 Objectif : Adapter le flux binaire aux performances demandées.
- 2 Principe : Encoder un bloc de k bits en un symbole s appartenant à une constellation \mathcal{M} composée de $M = 2^k$ éléments.

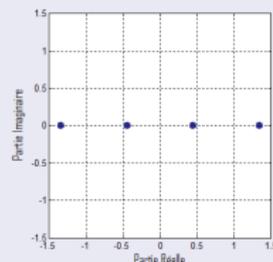
L'émetteur MIMO



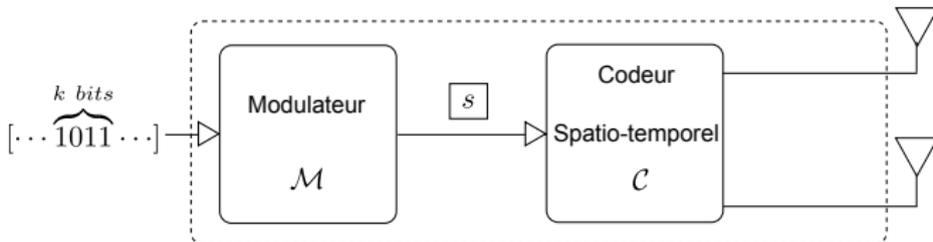
Le modulateur

- 1 Objectif : Adapter le flux binaire aux performances demandées.
- 2 Principe : Encoder un bloc de k bits en un symbole s appartenant à une constellation \mathcal{M} composée de $M = 2^k$ éléments.

Modulation 4ASK



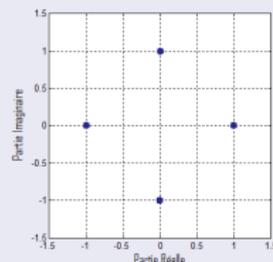
L'émetteur MIMO



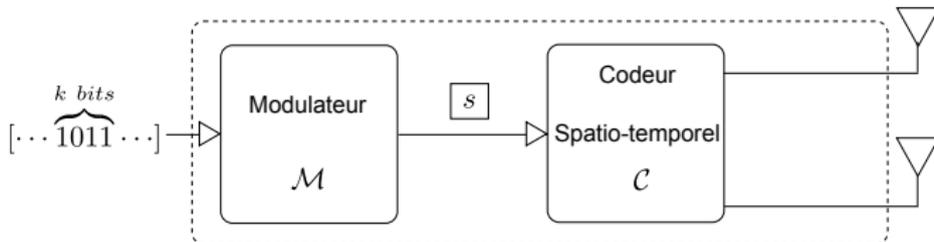
Le modulateur

- 1 Objectif : Adapter le flux binaire aux performances demandées.
- 2 Principe : Encoder un bloc de k bits en un symbole s appartenant à une constellation \mathcal{M} composée de $M = 2^k$ éléments.

Modulation 4PSK



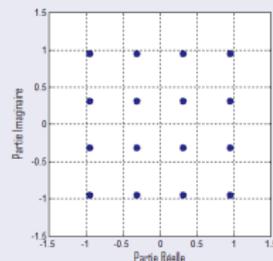
L'émetteur MIMO



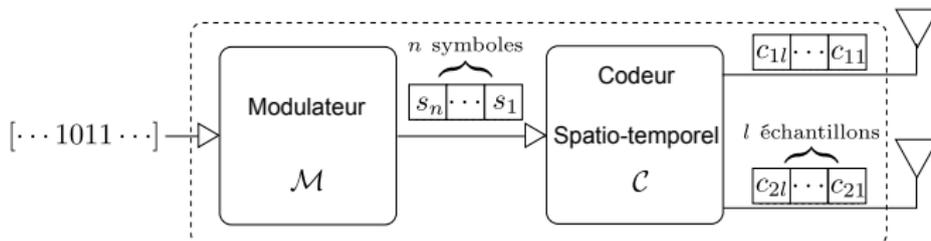
Le modulateur

- 1 Objectif : Adapter le flux binaire aux performances demandées.
- 2 Principe : Encoder un bloc de k bits en un symbole s appartenant à une constellation \mathcal{M} composée de $M = 2^k$ éléments.

Modulation 16QAM



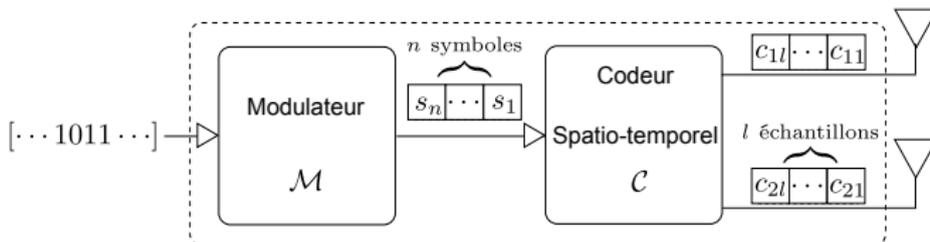
L'émetteur MIMO



Le codeur Spatio-Temporel

- 1 Objectif : Améliorer le débit et/ou la robustesse de la transmission en exploitant la dimension spatio-temporelle.
- 2 Principe : Encoder un bloc de n symboles, noté $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_n]$ en une matrice $\mathbf{C}(\mathbf{s})$ de taille $n_t \times l$.

L'émetteur MIMO



Le codeur Spatio-Temporel

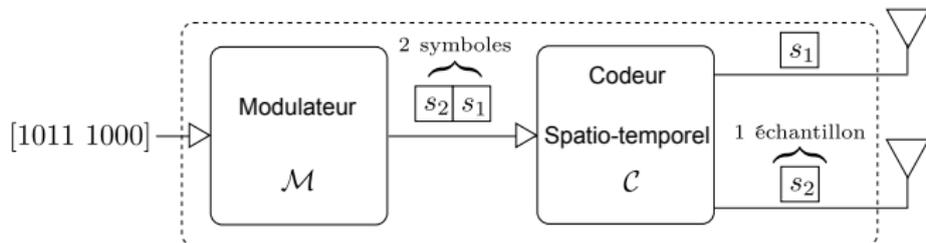
- 1 Objectif : Améliorer le débit et/ou la robustesse de la transmission en exploitant la dimension spatio-temporelle.
- 2 Principe : Encoder un bloc de n symboles, noté $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_n]$ en une matrice $\mathbf{C}(\mathbf{s})$ de taille $n_t \times l$.

Forme générale

$$\mathbf{C}(\mathbf{s}) = \underbrace{[\mathbf{A}_0 \tilde{\mathbf{s}} \dots, \mathbf{A}_{l-1} \tilde{\mathbf{s}}]}_{\text{temps}} \Bigg\}_{\text{espace}}$$

$$\text{où } \tilde{\mathbf{s}} = [\Re(\mathbf{s}^T) \Im(\mathbf{s}^T)]^T$$

L'émetteur MIMO



Le codeur Spatio-Temporel

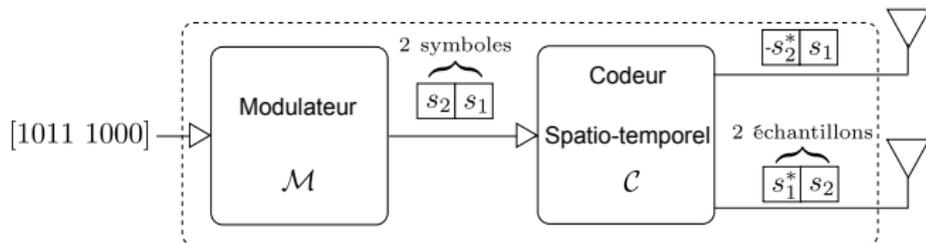
- 1 Objectif : Améliorer le débit et/ou la robustesse de la transmission en exploitant la dimension spatio-temporelle.
- 2 Principe : Encoder un bloc de n symboles, noté $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_n]$ en une matrice $\mathbf{C}(\mathbf{s})$ de taille $n_t \times l$.

Multiplexage Spatial

$$\mathbf{C}(\mathbf{s}) = \begin{pmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_{n_t} \end{pmatrix}$$

$$\text{où } \mathbf{s} = [s_1 \ \dots \ s_{n_t}]^T$$

L'émetteur MIMO



Le codeur Spatio-Temporel

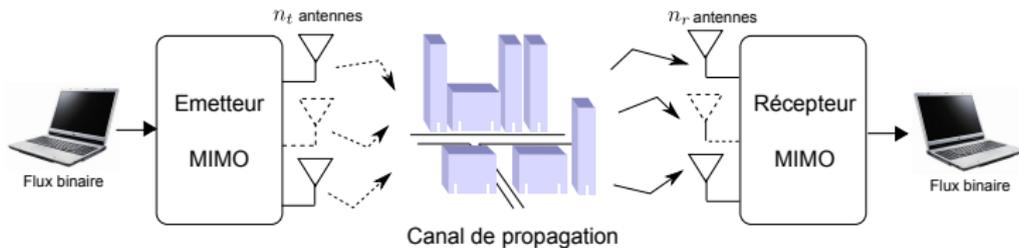
- 1 Objectif : Améliorer le débit et/ou la robustesse de la transmission en exploitant la dimension spatio-temporelle.
- 2 Principe : Encoder un bloc de n symboles, noté $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_n]$ en une matrice $\mathbf{C}(\mathbf{s})$ de taille $n_t \times l$.

Codage Alamouti

$$\mathbf{C}(\mathbf{s}) = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{pmatrix}$$

où $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2]^T$

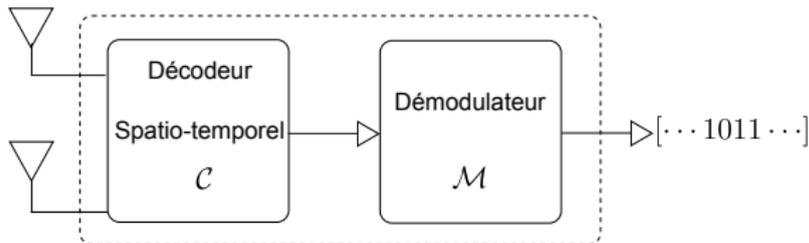
Le canal de propagation



Différents phénomènes physiques en jeu

- 1 Distorsion des ondes électromagnétiques.
 - Réflexion / Réfraction.
 - Diffraction.
 - Diffusion.
- 2 Superposition de signaux étrangers (bruit).

Le récepteur MIMO



Traitements réalisés

- 1 Décodage des échantillons reçus.
- 2 Démodulation des symboles.

→ Connaissance au préalable du codage et de la modulation employés côté émetteur.

L'intercepteur MIMO

Objectif

- 1 Déterminer en aveugle le codage et la modulation directement à partir des signaux reçus.

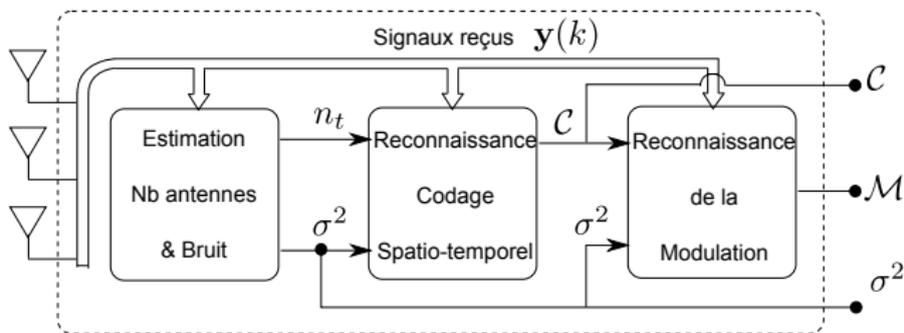
Hypothèses

- Signaux reçus synchronisés.
- Canal non sélectif en temps et fréquence.
- Bruit additif gaussien décorréllé spatialement.
- Nombre de récepteurs $>$ nombre d'émetteurs.
- (Réception d'un nombre entier de blocs spatio-temporels).

L'intercepteur MIMO

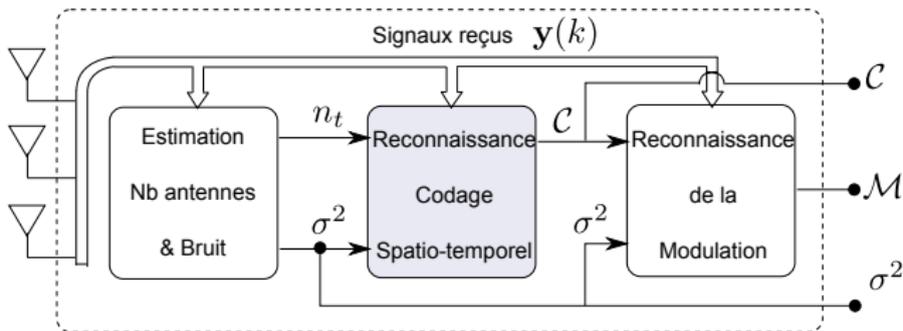
Modèle des signaux reçus

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{H}\mathbf{A}_{k_{\text{mod}}} \tilde{\mathbf{s}}(k \text{ div } l) + \mathbf{b}(k)$$



Architecture de l'intercepteur.

Reconnaissance du codage



Reconnaissance du codage

Une thématique récente...

- 1 Premiers travaux au laboratoire E^3I^2 via le stage de master d'A. Mazeika (2005).
- 2 Travaux de M. Shi publiés à la conférence GLOBECOM (2007).

Apport

Proposition de nouvelles méthodes d'identification.

- 1 Maximum de Vraisemblance : 2 méthodes
 - Avec connaissance du canal **H**.
- 2 Outils de reconnaissance de formes : 2 méthodes
 - Sans connaissance du canal **H**.

Approches par Maximum de Vraisemblance

Principe

- 1 Maximiser la probabilité d'obtenir les échantillons reçus par rapport au codage C , c-a-d :

$$\hat{C} = \arg \max_{C \in \Theta_C} \log(\Lambda(\mathbf{Y}|C))$$

Expression de la fonction de vraisemblance ?

- 1 Méthode optimale avec \mathcal{M} connue.
- 2 Méthode approchée avec \mathcal{M} inconnue.

Méthode optimale - \mathcal{M} connue

Principe

- 1 Traiter les inconnues comme des variables aléatoires.
 - Modélisation des symboles : $P[\mathbf{s}] = \frac{1}{M^n}$ si $\mathbf{s} \in \mathcal{M}^n$.
 - Modélisation du bruit : $\mathbf{b}(k) \sim \mathcal{N}_c(0, \sigma^2 \mathbf{I}_{n_r})$.

Fonction de vraisemblance

- 1 Cas d'un codage C de longueur l encodant n symboles :

$$\begin{aligned} \log(\Lambda[\mathbf{Y}|C]) &= -\frac{nN}{l} \log(M) - n_r N \log(\pi \sigma^2) \\ &+ \sum_{v=0}^{N/l-1} \log \left(\sum_{\mathbf{s} \in \mathcal{M}^n} \exp \left[-\frac{1}{\sigma^2} \|\mathbf{Y}_v - \mathbf{H}C(\mathbf{s})\|_F^2 \right] \right) \end{aligned}$$

Méthode optimale - \mathcal{M} connue

Principe

- 1 Traiter les inconnues comme des variables aléatoires.
 - Modélisation des symboles : $P[\mathbf{s}] = \frac{1}{M^n}$ si $\mathbf{s} \in \mathcal{M}^n$.
 - Modélisation du bruit : $\mathbf{b}(k) \sim \mathcal{N}_c(0, \sigma^2 \mathbf{I}_{n_r})$.

Fonction de vraisemblance

- 1 Cas d'un codage C de longueur l encodant n symboles :

$$\begin{aligned} \log(\Lambda[\mathbf{Y}|C]) &= -\frac{nN}{l} \log(M) - n_r N \log(\pi \sigma^2) \\ &+ \sum_{v=0}^{N/l-1} \log \left(\sum_{\mathbf{s} \in \mathcal{M}^n} \exp \left[-\frac{1}{\sigma^2} \|\mathbf{Y}_v - \mathbf{H}\mathbf{C}(\mathbf{s})\|_F^2 \right] \right) \end{aligned}$$

Méthode approchée - \mathcal{M} inconnue (1/2)

Principe

- 1 Sous l'hypothèse d'un codage C de longueur l , réécrire les blocs reçus \mathbf{Y}_v sous la forme d'un vecteur de taille $2n_r l$:

$$\tilde{\mathbf{y}}(v) = \text{vec} \begin{Bmatrix} \Re e(\mathbf{Y}_v) \\ \Im m(\mathbf{Y}_v) \end{Bmatrix}$$

Théoriquement $\tilde{\mathbf{y}}(v) = \mathbf{M}_{H,C} \tilde{\mathbf{s}}(v) + \tilde{\mathbf{b}}(v)$ où $\mathbf{M}_{H,C}$ dépend du canal et du codage.

- 2 Approximer la distribution du vecteur $\tilde{\mathbf{y}}(v)$ par une loi gaussienne.

$$\tilde{\mathbf{y}}(v) \sim \mathcal{N}(0, \Sigma_{H,C})$$

$$\text{où } \Sigma_{H,C} = \frac{1}{2} \left(\sigma_s^2 \mathbf{M}_{H,C} \mathbf{M}_{H,C}^T + \sigma^2 \mathbf{I}_{2n_r l} \right)$$

Méthode approchée - \mathcal{M} inconnue (2/2)

Fonction de vraisemblance

- 1 Cas d'un codage C de longueur l encodant n symboles.

$$\log(\Lambda(\mathbf{Y}|C)) = -Nn_r \log(2\pi) - \frac{N}{2l} (\log(|\Sigma_{\mathbf{H},C}|) - \frac{N}{2l} \text{Tr}[\Sigma_{\mathbf{H},C}^{-1} \widehat{\mathbf{R}}])$$

où $\widehat{\mathbf{R}}$ désigne la matrice de covariance estimée.

Critique des 2 méthodes par maximum de vraisemblance

- 1 Avantage : Performances élevées.
- 2 Inconvénient : Connaissance du canal nécessaire.

Outils de reconnaissance de formes

Principe

- 1 Extraction de paramètres discriminants au sens du codage.
- 2 Utiliser ces paramètres en entrée d'un classifieur automatique.

Proposition de 2 méthodes

- 1 RdF1 : Discrimination basée sur la position des moyennes spatio-temporelles nulles.
- 2 RdF2 : Discrimination basée sur les normes des moyennes spatio-temporelles.

Méthode RdF1 (1/4)

Paramètres discriminants

- Position τ pour lesquelles les moyennes spatio-temporelles sont théoriquement nulles à l'émission.

$$\langle \mathbf{R}_{\mathbf{x},T}(\tau) \rangle_N = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^T(k+\tau)]$$

$$\langle \mathbf{R}_{\mathbf{x},H}(\tau) \rangle_N = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k+\tau)]$$

Théorème

- Lorsque la matrice de canal \mathbf{H} est de rang plein :

$$\langle \mathbf{R}_{\mathbf{x},T}(\tau) \rangle_\infty = \mathbf{0} \Leftrightarrow \|\langle \mathbf{R}_{\mathbf{y},T}(\tau) \rangle_\infty\|_F^2 = 0$$

$$\langle \mathbf{R}_{\mathbf{x},H}(\tau) \rangle_\infty = \mathbf{0} \Leftrightarrow \|\langle \mathbf{R}_{\mathbf{y},H}(\tau) \rangle_\infty\|_F^2 = 0$$

Méthode RdF1 (2/4)

Exemple : Multiplexage Spatial/Codage Alamouti

$$\mathbf{C}^{MS}(\mathbf{s}) = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} \quad \mathbf{C}^{Al}(\mathbf{s}) = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{pmatrix}$$

Méthode RdF1 (2/4)

Exemple : Multiplexage Spatial/Codage Alamouti

$$\mathbf{C}^{MS}(\mathbf{s}) = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} \quad \mathbf{C}^{Al}(\mathbf{s}) = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{pmatrix}$$

MS : $\forall \tau \in \mathbb{N}, \langle \mathbf{R}_{\mathbf{x}, T}(\tau) \rangle = \mathbf{0}$

Alamouti : $\forall \tau \in \mathbb{N} \setminus \{1\}, \langle \mathbf{R}_{\mathbf{x}, T}(\tau) \rangle = \mathbf{0}$

Méthode RdF1 (2/4)

Exemple : Multiplexage Spatial/Codage Alamouti

$$\mathbf{C}^{MS}(\mathbf{s}) = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} \quad \mathbf{C}^{Al}(\mathbf{s}) = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{pmatrix}$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{MS :} \\ \text{Alamouti :} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \forall \tau \in \mathbb{N}, \langle \mathbf{R}_{\mathbf{x}, \tau}(\tau) \rangle = \mathbf{0} \\ \forall \tau \in \mathbb{N} / \{1\}, \langle \mathbf{R}_{\mathbf{x}, \tau}(\tau) \rangle = \mathbf{0} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \|\langle \mathbf{R}_{\mathbf{y}, \tau}(1) \rangle_{\infty}\|_F^2 = 0 \Rightarrow \text{MS} \\ \|\langle \mathbf{R}_{\mathbf{y}, \tau}(1) \rangle_{\infty}\|_F^2 \neq 0 \Rightarrow \text{Alamouti} \end{array}$$

Méthode RdF1 (2/4)

Exemple : Multiplexage Spatial/Codage Alamouti

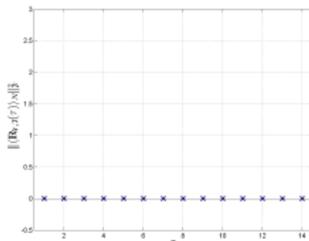
$$\mathbf{C}^{MS}(\mathbf{s}) = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} \quad \mathbf{C}^{Al}(\mathbf{s}) = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{pmatrix}$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{MS : } \forall \tau \in \mathbb{N}, \langle \mathbf{R}_{\mathbf{x},T}(\tau) \rangle = \mathbf{0} \\ \text{Alamouti : } \forall \tau \in \mathbb{N} \setminus \{1\}, \langle \mathbf{R}_{\mathbf{x},T}(\tau) \rangle = \mathbf{0} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \|\langle \mathbf{R}_{\mathbf{y},T}(1) \rangle\|_{\infty}^2 = 0 \Rightarrow \text{MS} \\ \|\langle \mathbf{R}_{\mathbf{y},T}(1) \rangle\|_{\infty}^2 \neq 0 \Rightarrow \text{Alamouti} \end{array}$$

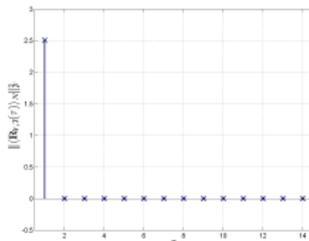
Paramètres

- $n_r = 4$.
- $N = \infty$.
- $RSB = 0\text{dB}$.
- Modulation QPSK.

Multiplexage Spatial



Alamouti



Méthode RdF1 (2/4)

Exemple : Multiplexage Spatial/Codage Alamouti

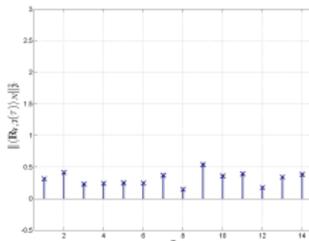
$$\mathbf{C}^{MS}(\mathbf{s}) = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} \quad \mathbf{C}^{Al}(\mathbf{s}) = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{pmatrix}$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{MS :} \quad \forall \tau \in \mathbb{N}, \langle \mathbf{R}_{\mathbf{x},T}(\tau) \rangle = \mathbf{0} \\ \text{Alamouti :} \quad \forall \tau \in \mathbb{N} \setminus \{1\}, \langle \mathbf{R}_{\mathbf{x},T}(\tau) \rangle = \mathbf{0} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \|\langle \mathbf{R}_{\mathbf{y},T}(1) \rangle\|_{\infty}^2 = 0 \Rightarrow \text{MS} \\ \|\langle \mathbf{R}_{\mathbf{y},T}(1) \rangle\|_{\infty}^2 \neq 0 \Rightarrow \text{Alamouti} \end{array}$$

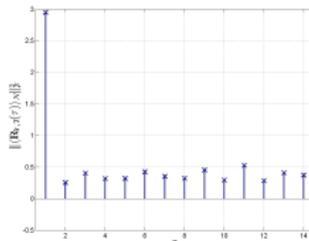
Paramètres

- $n_r = 4$.
- $N = 512$.
- $RSB = 0\text{dB}$.
- Modulation QPSK.

Multiplexage Spatial



Alamouti



Méthode RdF1 (3/4)

$$\|\langle \mathbf{R}_{\mathbf{y},T}(1) \rangle_{\infty}\|_F^2 = 0 ?$$

1 Calcul des moyennes spatio-temporelles $\langle \mathbf{R}_{\mathbf{y},T}(\tau) \rangle_N$.

2 Calcul de la statistique $L(\tau) = \|\mathbf{W}_{\text{vec}}\{\langle \mathbf{R}_{\mathbf{y},T}(\tau) \rangle_N\}\|_F^2$.

Objectif ? Faire converger la statistique $L(\tau)$ vers une loi du $\chi_2^{2n_r^2}$ lorsque $\|\langle \mathbf{R}_{\mathbf{y},T}(\tau) \rangle_{\infty}\|_F^2 = 0$.

3 Calcul du seuil de détection ε

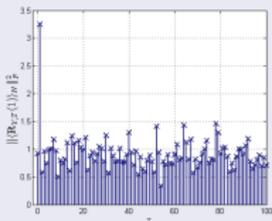
$\varepsilon = \Pr[\chi_2^{2n_r^2} > pfa]$ où pfa désigne une probabilité de fausse alarme

4 Détecteur à seuil

Si $L(1) < \varepsilon$ alors $\|\langle \mathbf{R}_{\mathbf{y},T}(1) \rangle_{\infty}\|_F^2 = 0$

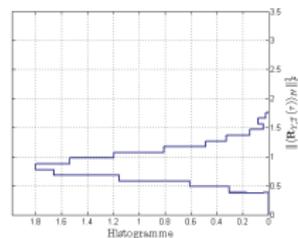
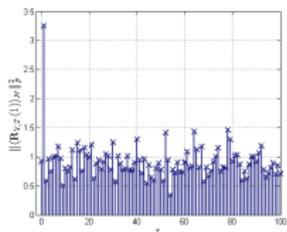
Méthode RdF1 (4/4)

Exemple

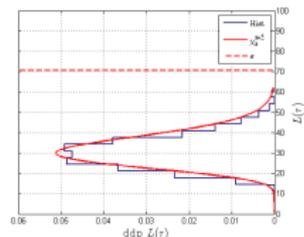
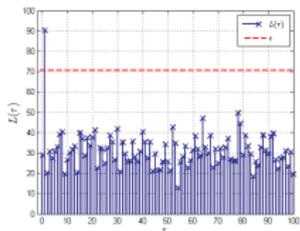


- $n_r = 4$.
- $N = 1024$.
- $RSB = -5dB$.
- Modulation QPSK.
- Codage : (Alamouti).

• Normes $\|\langle \mathbf{R}_{y,T}(\tau) \rangle_\infty\|_F^2$



• Statistique $L(\tau)$ ($pfa = 10^{-4}$).



Méthode RdF2 (1/4)

Paramètres discriminants

- 1 Analyse en Composantes Principales (ACP) :

$$\mathbf{y}_b(k) = \Lambda^{-\frac{1}{2}} \mathbf{U}^H \mathbf{y}(k)$$

où Λ et \mathbf{U}^H représentent les valeurs et vecteurs propres de la matrice $\langle \mathbf{R}_{\mathbf{y},H}(0) \rangle_N - \sigma^2 \mathbf{I}_{n_r}$ après réduction de dimension.

- 2 Norme des Moyennes Spatio-temporelles

$$\| \langle \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_b}(\tau) \rangle_N \|_F^2 = \left\| \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E[\tilde{\mathbf{y}}_b(k) \tilde{\mathbf{y}}_b^T(k + \tau)] \right\|_F^2$$

$\tilde{\mathbf{y}}_b(\tau) = [\Re e(\mathbf{y}_b^T(\tau)) \Im m(\mathbf{y}_b^T(\tau))]^T$ est un vecteur de taille $2n_t$.

Méthode RdF2 (2/4)

Théorème

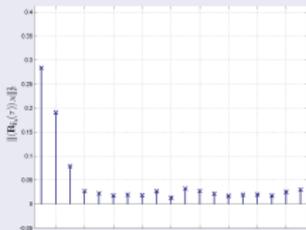
- ① Les normes $\|\langle \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_b}(\tau) \rangle_\infty\|_F^2$ dépendent uniquement du codage spatio-temporel. Elles s'expriment sous la forme :

$$\forall \tau \in \mathbb{N}^*, \|\langle \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_b}(\tau) \rangle_\infty\|_F^2 = n_t \frac{\left\| \sum_{u=0}^{l-\tau-1} \tilde{\mathbf{A}}_u \tilde{\mathbf{A}}_{u+\tau}^T \right\|_F^2}{\left\| \sum_{u=0}^{l-\tau-1} \mathbf{A}_u \mathbf{A}_{u+\tau}^H \right\|_F^2}$$

où $\tilde{\mathbf{A}}_u$ correspond à la concaténation verticale de la partie réelle et imaginaire des matrices de codage \mathbf{A}_u ($0 \leq u \leq l-1$).

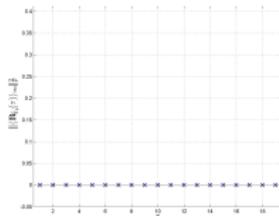
Méthode RdF2 (3/4)

Exemple ($n_t = 3$)

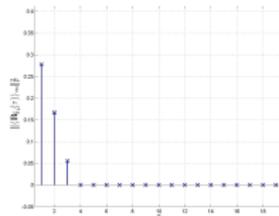


- $n_r = 4$.
- $N = 512$.
- $RSB = 5dB$.
- Modulation : QPSK.
- Codage : $(\frac{3}{4} \text{OSTBC3 (1)})$.

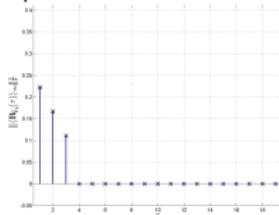
Multiplexage Spatial



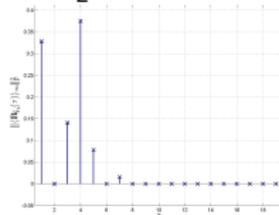
$\frac{3}{4}$ OSTBC3 : Code 1



$\frac{3}{4}$ OSTBC3 : Code 2

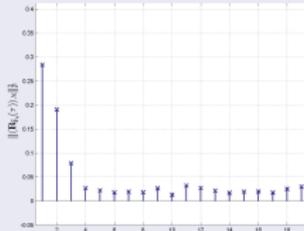


$\frac{1}{2}$ OSTBC3



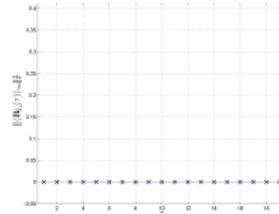
Méthode RdF2 (3/4)

Exemple ($n_t = 3$)

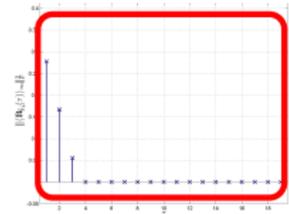


- $n_r = 4$.
- $N = 512$.
- $RSB = 5dB$.
- Modulation : QPSK.
- Codage : $(\frac{3}{4} \text{OSTBC3 (1)})$.

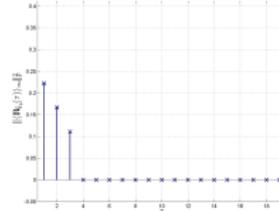
Multiplexage Spatial



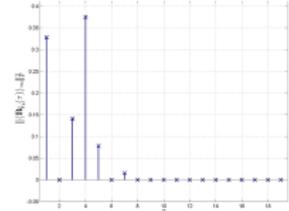
$\frac{3}{4}$ OSTBC3 : Code 1



$\frac{3}{4}$ OSTBC3 : Code 2



$\frac{1}{2}$ OSTBC3



Méthode RdF2 (4/4)

Classifieur

- 1 Minimisation de l'erreur euclidienne :

$$\widehat{C} = \arg \min_{C \in \Theta_c} \frac{1}{l_{max}} \sum_{\tau=1}^{l_{max}} \left(\|\langle \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_b}(\tau) \rangle_N \|_F^2 - \|\langle \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_b^C}(\tau) \rangle_\infty \|_F^2 - \alpha \right)^2$$

où α est un terme de correction de biais.

- Sans correction : $\alpha = 0$
- Avec correction : $\alpha = \frac{1}{N-u+1} \sum_{u=l_{max}}^N \|\langle \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_b}(u) \rangle_N \|_F^2$

Comparaisons des méthodes

- 1 Reconnaissance de 2 codages utilisant $n_t = 2$ antennes.

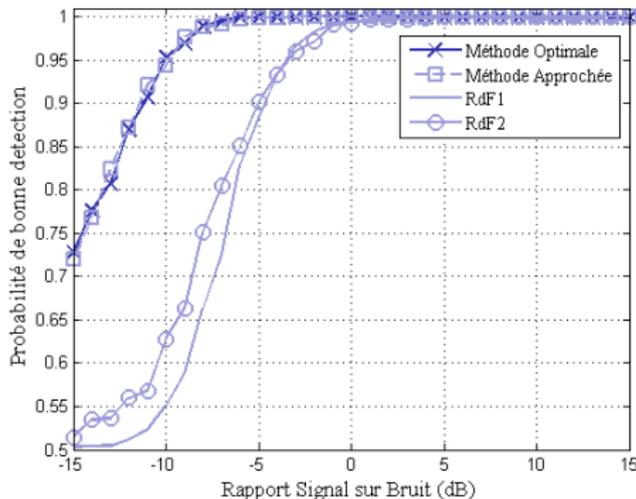
$$\Theta_c = \{MS, Alamouti\}$$

Simulations

- Monte Carlo.
- 1000 tests / codes / RSB.
- RSB : -15dB/15dB.

Paramètres

- $n_r = 4$.
- $N = 512$.
- Modulation QPSK.



Comparaisons des méthodes

- 1 Reconnaissance de 2 codages utilisant $n_t = 2$ antennes.

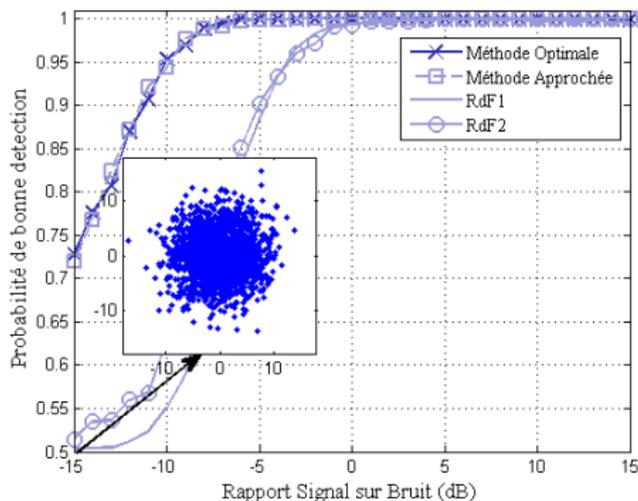
$$\Theta_c = \{MS, Alamouti\}$$

Simulations

- Monte Carlo.
- 1000 tests / codes / RSB.
- RSB : -15dB/15dB.

Paramètres

- $n_r = 4$.
- $N = 512$.
- Modulation QPSK.



Comparaisons des méthodes

- 1 Reconnaissance de 2 codages utilisant $n_t = 2$ antennes.

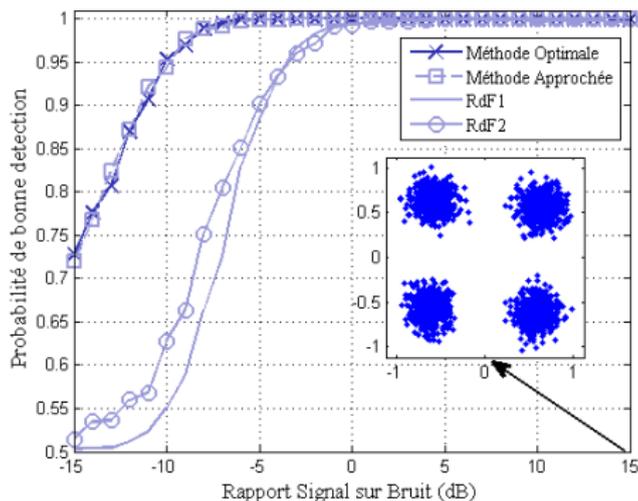
$$\Theta_c = \{MS, Alamouti\}$$

Simulations

- Monte Carlo.
- 1000 tests / codes / RSB.
- RSB : -15dB/15dB.

Paramètres

- $n_r = 4$.
- $N = 512$.
- Modulation QPSK.



Comparaisons des méthodes

- 1 Reconnaissance de 2 codages utilisant $n_t = 2$ antennes.

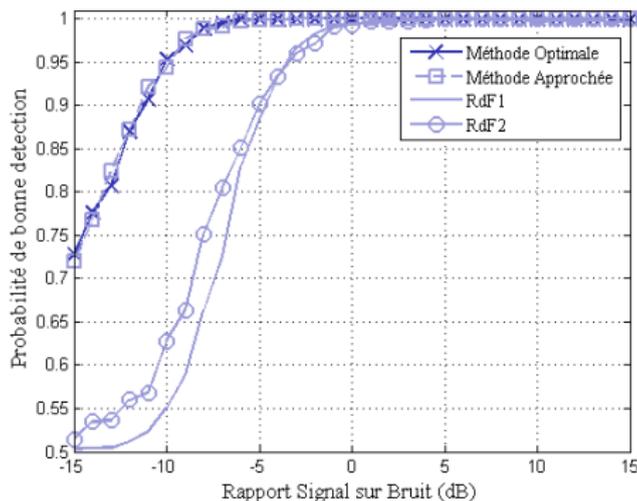
$$\Theta_c = \{MS, Alamouti\}$$

Simulations

- Monte Carlo.
- 1000 tests / codes / RSB.
- RSB : -15dB/15dB.

Paramètres

- $n_r = 4$.
- $N = 512$.
- Modulation QPSK.



Comparaisons des méthodes

- ② Reconnaissance de 4 codages utilisant $n_t = 3$ antennes.

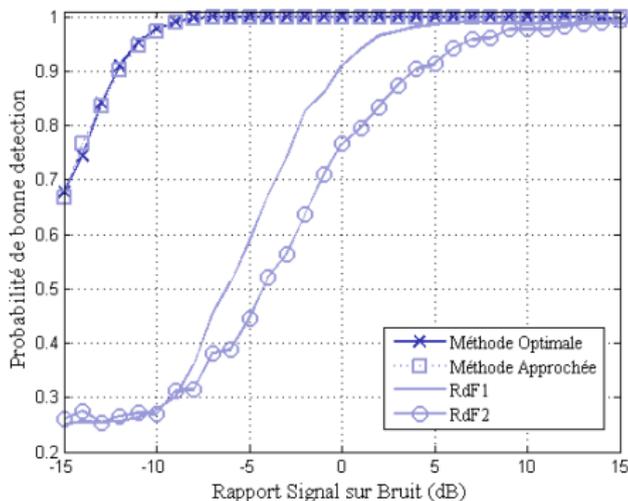
$$\Theta_c = \{MS, 3/4 \text{ OSTBC3}(\text{code1}), 3/4 \text{ OSTBC3}(\text{code2}), 1/2 \text{ OSTBC3}\}$$

Simulations

- Monte Carlo.
- 1000 tests / codes / RSB.
- RSB : -15dB/15dB.

Paramètres

- $n_r = 4$.
- $N = 512$.
- Modulation QPSK.



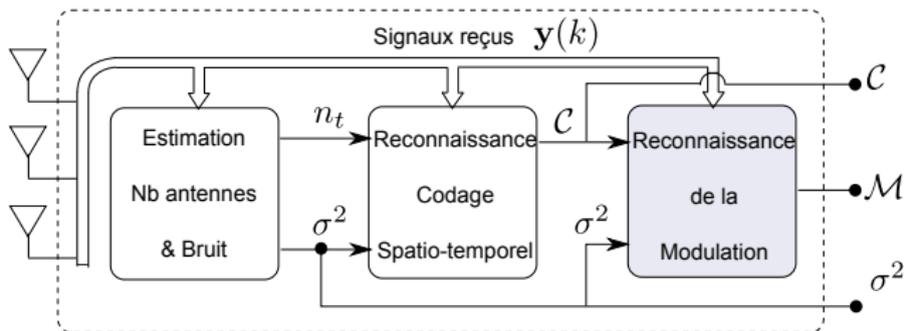
Récapitulatif

Méthodes	Optimale	Approchée	RdF 1	RdF 2
Principe	Maximum de Vraisemblance		Reconnaissance de formes	
Paramètres connus	Canal var. bruit Modulation	Canal var. bruit	n_t	n_t var. bruit
Performances	optimales	++	+	+
Rapidité	---	++	+	+

Publications

- 1 Transaction IEEE publiée (Wireless Communication).
- 1 Revue Signal Processing (Elsevier) soumise.
- 1 Transaction IEEE en cours de rédaction.
- 2 conférences (GRETSI, ICASSP).

Reconnaissance de la modulation



Reconnaissance de la modulation

Une problématique à actualiser

- 1 Contexte Mono-antenne (SISO).
 - Ouvrage de Azzouz & Nandi (1996).
 - \approx 30 publications significatives.
- 2 Contexte Multi-antennes (MIMO).
 - Aucune contribution.

Apport

Proposition de plusieurs algorithmes permettant la reconnaissance de la modulation en contexte MIMO.

- 1 Méthode optimale avec connaissance du canal.
- 2 Méthode approchée sans connaissance du canal.

Méthode avec connaissance du canal

Approche par Maximum de vraisemblance

- 1 Maximiser la probabilité d'obtenir les échantillons reçus par rapport à la modulation \mathcal{M} :

$$\widehat{\mathcal{M}} = \arg \max_{\mathcal{M} \in \Theta_m} \log(\Lambda(\mathbf{Y}|\mathcal{M}))$$

Fonction de vraisemblance

- 1 Cas d'une modulation \mathcal{M} composée de M états.

$$\begin{aligned} \log(\Lambda[\mathbf{Y}|\mathcal{M}]) &= -\frac{nN}{I} \log(M) - n_r N \log(\pi\sigma^2) \\ &+ \sum_{v=0}^{N/I-1} \log \left(\sum_{\mathbf{s} \in \mathcal{M}^n} \exp \left[-\frac{1}{\sigma^2} \|\mathbf{Y}_v - \mathbf{HC}(\mathbf{s})\|_F^2 \right] \right) \end{aligned}$$

Méthode sans connaissance du canal

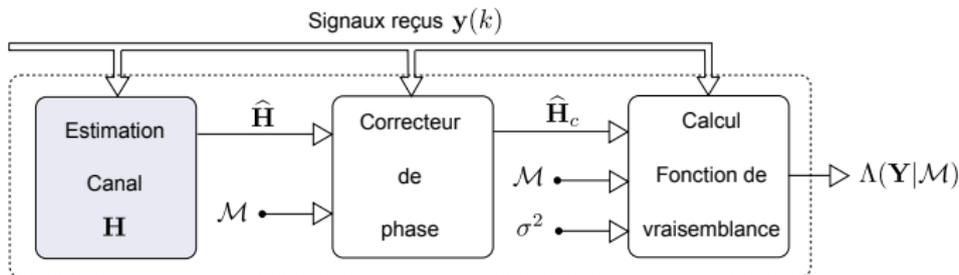
Approche en deux temps

- 1 Estimation $\hat{\mathbf{H}}$ de la matrice de canal.
- 2 Approximation de la fonction de vraisemblance $\Lambda[\mathbf{Y}|\mathcal{M}]$ en remplaçant \mathbf{H} par son estimée.

Distinction des 2 situations suivantes

- 1 Méthode approchée-MS : Cas du multiplexage spatial.
- 2 Méthode approchée-C : Cas d'un codage spatio-temporel de rendement < 1 .

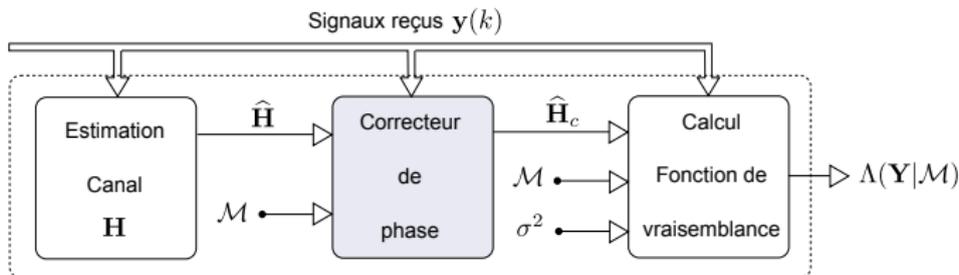
Méthode approchée-MS : Multiplexage Spatial



Étape 1 : Estimation du canal \mathbf{H}

- 1 Application d'un algorithme d'Analyse en Composantes Indépendantes (JADE).
 - Principe : Maximiser l'indépendance statistique des signaux séparés.
 - Indéterminations sur \mathbf{H} : Ordre et phase.

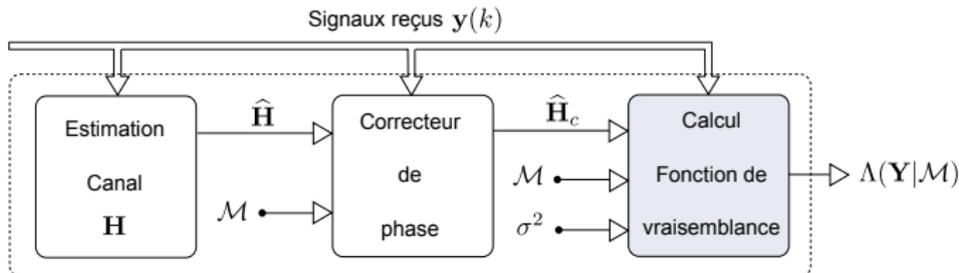
Méthode approchée-MS : Multiplexage Spatial



Étape 2 : Correcteur de phase

- 2 Exploitation de l'hypothèse de modulation \mathcal{M} pour lever une partie des ambiguïtés de phase.
 - Principe : Correcteur de phase par la méthode des moments.
 - Indéterminations sur \mathbf{H} : Ordre et phase modulo $\frac{2\pi}{q}$.

Méthode approchée-MS : Multiplexage Spatial

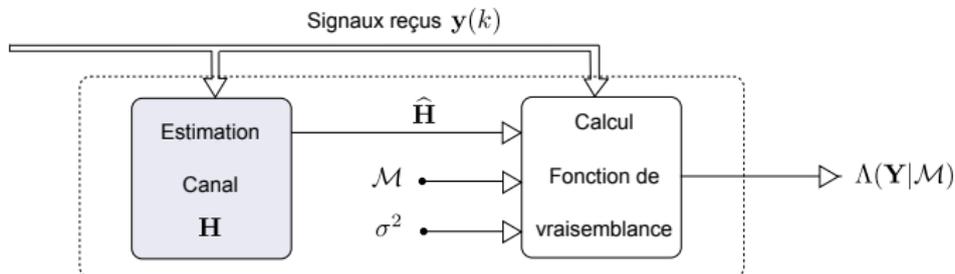


Étape 3 : Fonction de vraisemblance

- 3 Cas d'une modulation \mathcal{M} composée de M états.

$$\begin{aligned} \log(\Lambda(\mathbf{Y}|\mathcal{M})) &= -n_t N \log(M) - n_r N \log(\pi \sigma^2) \\ &+ \sum_{k=0}^{N-1} \log \left(\sum_{\mathbf{s} \in \mathcal{M}^{n_t}} \exp \left[-\frac{1}{\sigma^2} \|\mathbf{y}(k) - \widehat{\mathbf{H}}_c \mathbf{s}\|_F^2 \right] \right) \end{aligned}$$

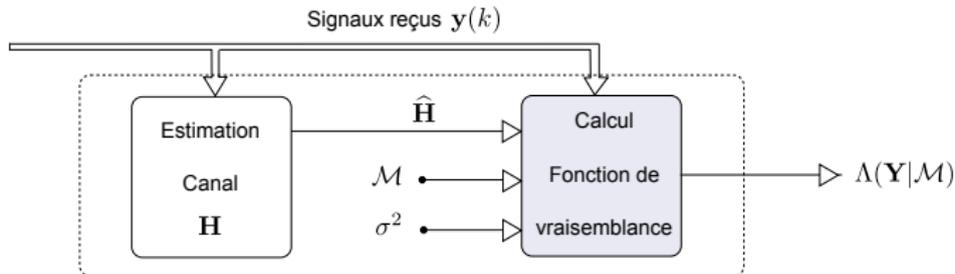
Méthode approchée-C : Code de rendement < 1



Étape 1 : Estimation du canal \mathbf{H}

- 1 Exploitation de la redondance spatio-temporelle (rendement < 1).
 - Codage non-orthogonal : A. Swindlehurst and G. Leus. Blind and semi-blind equalization for generalized space-time block codes. IEEE Transactions on Signal Processing, 50(10) :pp 2489-2498, 2002.
 - Codage orthogonal : S. Shahbazpanahi, A.B. Gershman and J.H. Manton. Closed form blind MIMO channel estimation for Orthogonal Space Time Codes. IEEE Transactions on Signal Processing, 53(12) :4506-4517, 2005.

Méthode approchée-C : Code de rendement < 1



Étape 2 : Fonction de vraisemblance

- 2 Cas d'une modulation \mathcal{M} composée de M états.

$$\begin{aligned} \log(\Lambda[\mathbf{Y}|\mathcal{M}]) &= -\frac{nN}{I} \log(M) - n_r N \log(\pi\sigma^2) \\ &+ \sum_{v=0}^{N/I-1} \log \left(\sum_{\mathbf{s} \in \mathcal{M}^n} \exp \left[-\frac{1}{\sigma^2} \|\mathbf{Y}_v - \widehat{\mathbf{H}}\mathbf{C}(\mathbf{s})\|_F^2 \right] \right) \end{aligned}$$

Comparaisons des méthodes

- 2 Multiplexage Spatial : Reconnaissance de 4 modulations linéaires.

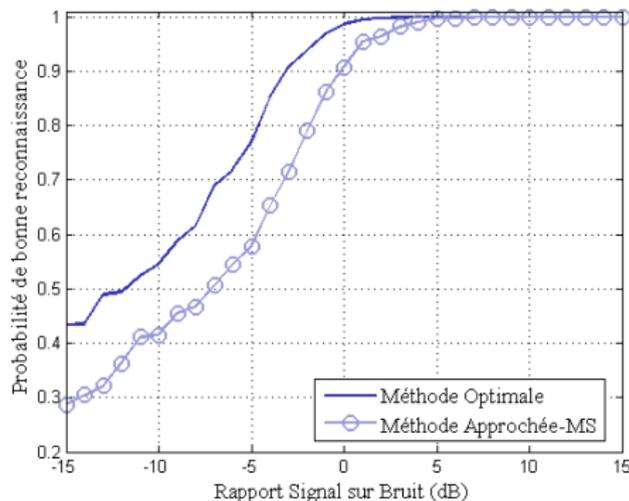
$$\Theta_m = \{2ASK, 4ASK, 16PSK, 16QAM\}$$

Simulations

- Monte Carlo.
- 1000 tests / modulation / RSB.
- RSB : -15dB/15dB.

Paramètres

- $n_t = 2$
- $n_r = 4$
- $N = 512$



Comparaisons des méthodes

- 1 Codage orthogonal : Reconnaissance de 4 modulations linéaires.

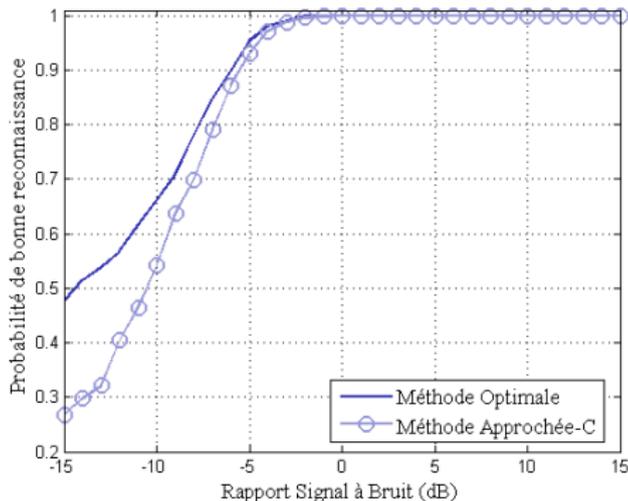
$$\Theta_m = \{2ASK, 4ASK, 16PSK, 16QAM\}$$

Simulations

- Monte Carlo.
- 1000 tests / modulation / RSB.
- RSB : -15dB/15dB.

Paramètres

- Codage : 3/4OSTBC3.
- $n_r = 4$.
- $N = 512$.



Comparaisons des méthodes

- 3 Codage Alamouti : Reconnaissance de 4 modulations linéaires.

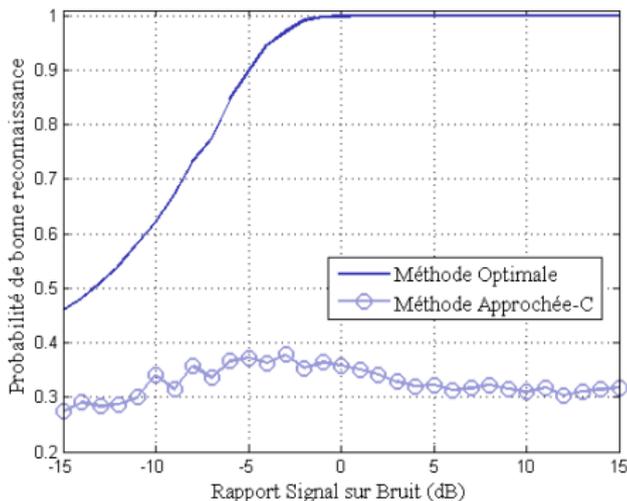
$$\Theta_m = \{2ASK, 4ASK, 16PSK, 16QAM\}$$

Simulations

- Monte Carlo.
- 1000 tests / modulation / RSB.
- RSB : -15dB/15dB.

Paramètres

- Codage : Alamouti.
- $n_r = 4$.
- $N = 512$.



Comparaisons des méthodes

- 3 Codage Alamouti : Reconnaissance de 4 modulations linéaires.

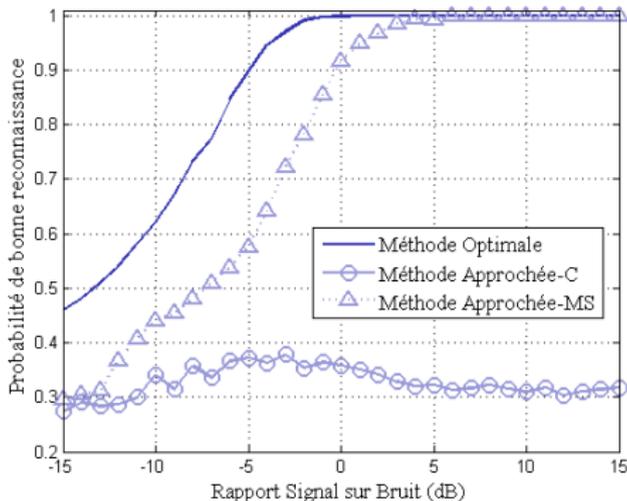
$$\Theta_m = \{2ASK, 4ASK, 16PSK, 16QAM\}$$

Simulations

- Monte Carlo.
- 1000 tests / modulation / RSB.
- RSB : -15dB/15dB.

Paramètres

- Codage : Alamouti.
- $n_r = 4$.
- $N = 512$.



Récapitulatif

Méthodes	Optimale	Approchée-MS	Approchée-C
Principe	Maximum de Vraisemblance		
Type Codage	Tous	$\mathbf{C}(S) \in \mathcal{M}^{n_r \times l}$	Rendement < 1
Paramètres connus	var. bruit Codage Canal	var. bruit	var. bruit Codage
Performances	optimales	+	++
Rapidité	- - -	+ / -	+ / -

Publications

- 1 Revue internationale publiée (ATM review).
- 1 conférence IEEE (Communication 08).

Conclusion

Résumé des travaux

- 1 Conception d'un intercepteur de communications MIMO fonctionnant sous les hypothèses suivantes.
 - Canal non sélectif en temps et en fréquence.
 - Récepteur synchronisé.
 - Bruit gaussien spatialement décorrélé.
 - Nombre d'antennes à la réception supérieur au nombre d'antennes à l'émission.
- 2 Proposition de méthodes de reconnaissance originales.
 - Détection du nombre d'antennes.
 - Reconnaissance du codage.
 - Reconnaissance de la modulation.

Conclusion

Perspectives

- 1 Améliorer les performances en reconnaissance du codage.
 - Méthode par maximum de vraisemblance avec approximation gaussienne prometteuse. Possibilité d'extension au cas où la matrice de canal est inconnue.
- 2 Réduire la complexité des méthodes de reconnaissance de la modulation.
 - Utilisation d'outils de reconnaissance de formes.
- 3 Relâcher certaines hypothèses sur les signaux.
 - Sélectivité du canal en fréquence.
 - Bruit corrélé spatialement.
 - Mauvaise synchronisation.

Production scientifique directement liée à la thèse

1 Revues Internationales (2 + 1 soumise + 1 en cours de rédaction)

V. Choqueuse, K. Yao, L. Collin et G. Burel "Hierarchical Space Time Block Code Recognition using correlation matrices", IEEE Transaction on Wireless Communication, vol. 7(9), pp : 3526-3534, Septembre 2008.

V. Choqueuse, S. Azou, K. Yao, L. Collin et G. Burel "Blind Modulation Recognition for MIMO Systems", ATM Review, Acceptée Septembre 2008.

V. Choqueuse, L. Collin, K. Yao, G. Burel et A. Mansour "Semi-Blind recognition of Space Time Block Codes with likelihood ratio tests", Signal Processing (Elsevier), soumise novembre 2008.

V. Choqueuse, L. Collin, K. Yao et G. Burel "Blind ML STBC recognition using gaussian approximation", Transaction IEEE en cours de rédaction.

2 Conférences Internationales (3) et Francophones (1)

V. Choqueuse, K. Yao, L. Collin et G. Burel "Blind detection of the number of communication signals by ICA and KS test", IEEE ICASSP, Las vegas, USA, 2008.

V. Choqueuse, K. Yao, L. Collin et G. Burel "Blind recognition of Linear space Time Block Codes", IEEE ICASSP, Las vegas, USA, 2008.

V. Choqueuse, S. Azou, L. Collin, K. Yao et G. Burel "Modulation Recognition in a MIMO context", IEEE Communication 08, Bucharest, Roumania, 2008.

V. Choqueuse, L. Collin, K. Yao et G. Burel "Reconnaissance aveugles de codages OSTBC basée sur les propriétés matricielles des statistiques d'ordre 2", GRETSI, Troyes, France, 2007.

Questions

Rapport Signal sur Bruit

Expression du RSB

$$RSB = 10 \log_{10} \left(n_t \frac{\sigma_s^2}{\sigma_b^2} \right)$$

Valeur exacte

$$RSB_2 = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_s^2 \sum_{u=1}^{n_t} |h_{1i}|^2}{\sigma_b^2} \right) = RSB + 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{u=1}^{n_t} |h_{1i}|^2}{n_t} \right)$$

- $n_t = 1 \rightarrow E[RSB_2] = RSB - 2.5 \text{ dB}$
- $n_t = 2 \rightarrow E[RSB_2] = RSB - 1.1 \text{ dB}$
- $n_t = 3 \rightarrow E[RSB_2] = RSB - 0.7 \text{ dB}$

Expression de la matrice M

Signaux recus

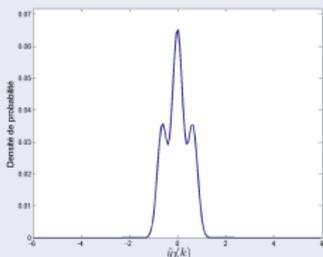
$$\tilde{\mathbf{y}}(v) = (\mathbf{I}_l \otimes \underline{\mathbf{H}}) \overbrace{\begin{pmatrix} \Re e(\mathbf{A}_0) \\ \Im m(\mathbf{A}_0) \\ \vdots \\ \Re e(\mathbf{A}_{l-1}) \\ \Im m(\mathbf{A}_{l-1}) \end{pmatrix}}^{\mathbf{M}} \tilde{\mathbf{s}}(v) + \tilde{\mathbf{b}}(k)$$

où :

$$\underline{\mathbf{H}} = \begin{pmatrix} \Re e(\mathbf{H}) & -\Im m(\mathbf{H}) \\ \Im m(\mathbf{H}) & \Re e(\mathbf{H}) \end{pmatrix}$$

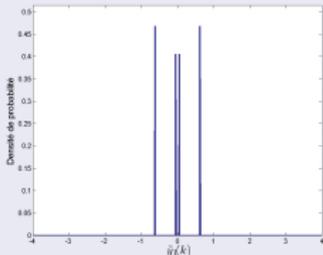
Approximation gaussienne

1 Exemple 1 : Influence du nombre d'émetteurs



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 1$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 0.2$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

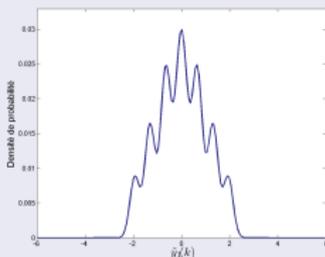
2 Exemple 2 : Influence de la variance du bruit



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 1$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 10^{-3}$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

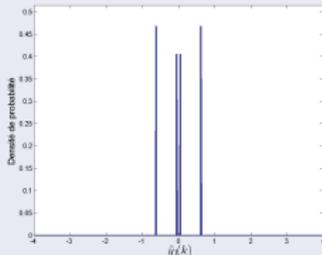
Approximation gaussienne

1 Exemple 1 : Influence du nombre d'émetteurs



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 2$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 0.2$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

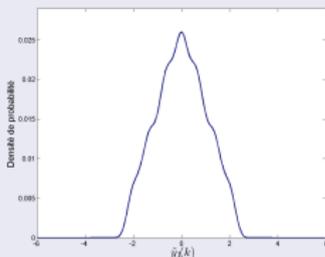
2 Exemple 2 : Influence de la variance du bruit



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 1$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 10^{-3}$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

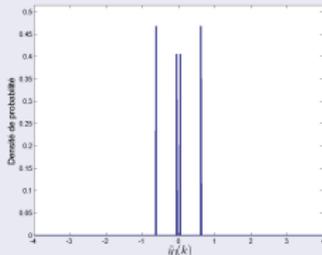
Approximation gaussienne

1 Exemple 1 : Influence du nombre d'émetteurs



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 3$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 0.2$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

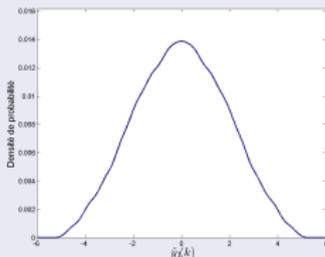
2 Exemple 2 : Influence de la variance du bruit



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 1$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 10^{-3}$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

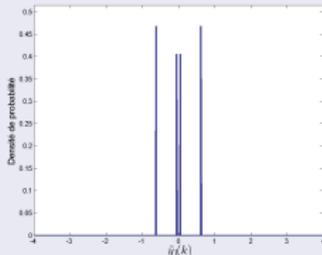
Approximation gaussienne

1 Exemple 1 : Influence du nombre d'émetteurs



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 5$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 0.2$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

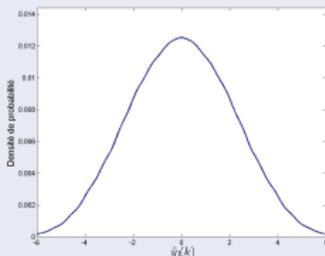
2 Exemple 2 : Influence de la variance du bruit



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 1$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 10^{-3}$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

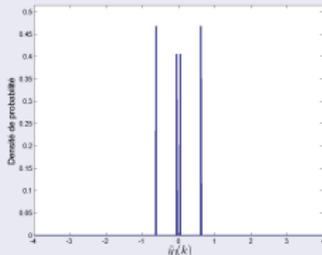
Approximation gaussienne

1 Exemple 1 : Influence du nombre d'émetteurs



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 6$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 0.2$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

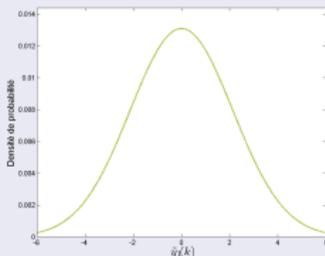
2 Exemple 2 : Influence de la variance du bruit



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 1$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 10^{-3}$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

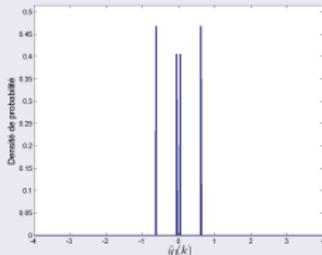
Approximation gaussienne

1 Exemple 1 : Influence du nombre d'émetteurs



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 6$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 0.2$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

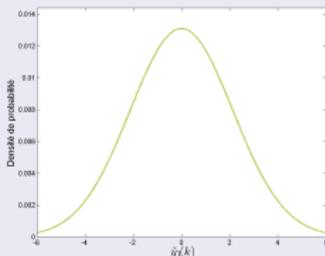
2 Exemple 2 : Influence de la variance du bruit



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 1$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 10^{-3}$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

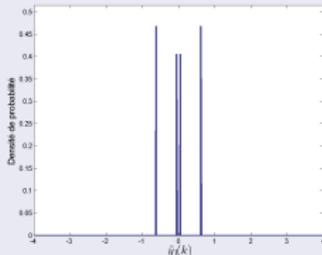
Approximation gaussienne

1 Exemple 1 : Influence du nombre d'émetteurs



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 6$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 0.2$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

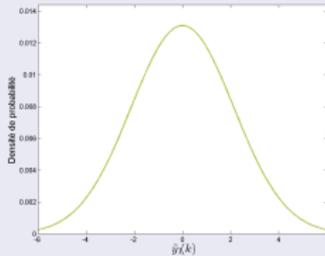
2 Exemple 2 : Influence de la variance du bruit



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 1$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 10^{-4}$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

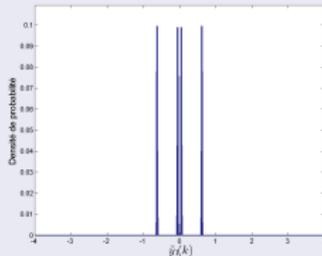
Approximation gaussienne

1 Exemple 1 : Influence du nombre d'émetteurs



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 6$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 0.2$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

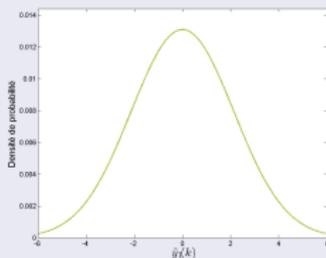
2 Exemple 2 : Influence de la variance du bruit



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 1$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 5.10^{-3}$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

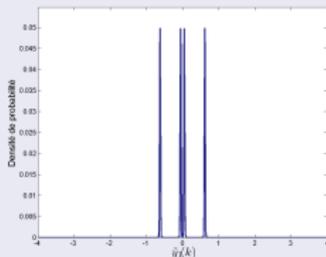
Approximation gaussienne

1 Exemple 1 : Influence du nombre d'émetteurs



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 6$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 0.2$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

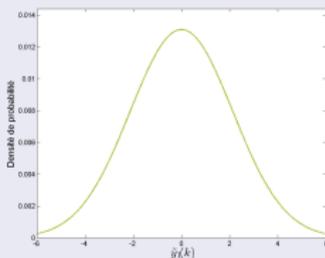
2 Exemple 2 : Influence de la variance du bruit



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 1$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 10^{-2}$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

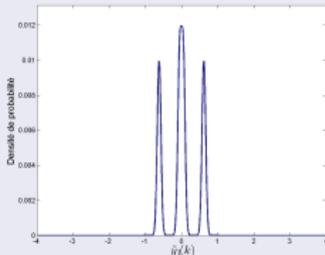
Approximation gaussienne

1 Exemple 1 : Influence du nombre d'émetteurs



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 6$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 0.2$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

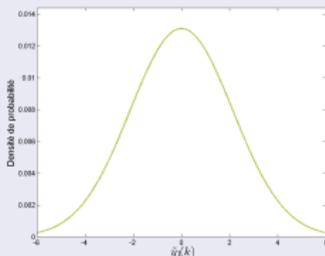
2 Exemple 2 : Influence de la variance du bruit



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 1$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 5.10^{-2}$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

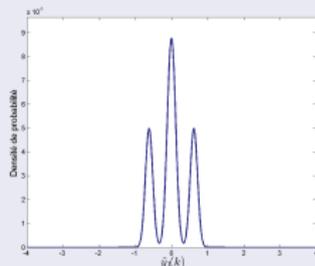
Approximation gaussienne

1 Exemple 1 : Influence du nombre d'émetteurs



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 6$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 0.2$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

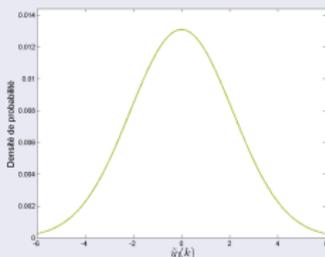
2 Exemple 2 : Influence de la variance du bruit



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 1$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 10^{-1}$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

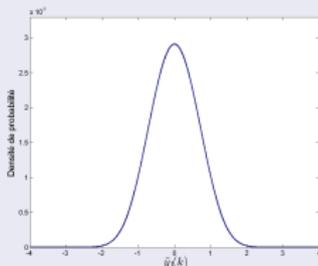
Approximation gaussienne

1 Exemple 1 : Influence du nombre d'émetteurs



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 6$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 0.2$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

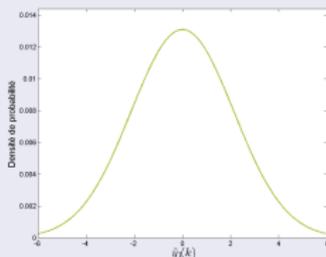
2 Exemple 2 : Influence de la variance du bruit



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 1$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 5.10^{-1}$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

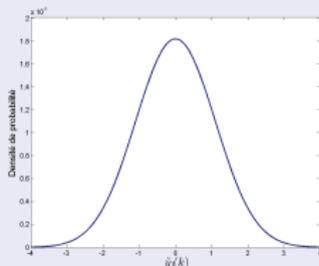
Approximation gaussienne

1 Exemple 1 : Influence du nombre d'émetteurs



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 6$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 0.2$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

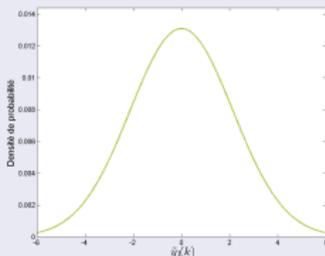
2 Exemple 2 : Influence de la variance du bruit



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 1$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 1$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

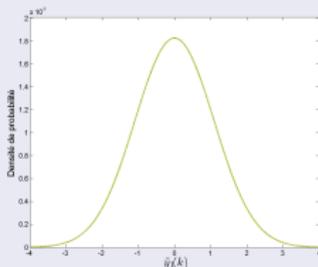
Approximation gaussienne

1 Exemple 1 : Influence du nombre d'émetteurs



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 6$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 0.2$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK

2 Exemple 2 : Influence de la variance du bruit



- Signal : $\tilde{y}_1(k)$
- Nombre de symboles/bloc : $n = 1$
- Variance bruit : $\sigma^2 = 1$
- Codage : MS
- Modulation : QPSK