

## 4 Partage de la ressource, accès multiple.

### 4.1 Introduction

L'interface radio doit être définie et optimisée en fonction des caractéristiques de propagation à 60 GHz pour atteindre les débits visés (supérieurs à 150 Mbits/s), tout en assurant la qualité des liaisons et l'adaptabilité du système en fonction du type de données à transmettre (voix, données, vidéo...). Pour le partage de la ressource radio, on s'orientera vers des solutions qui présentent les propriétés suivantes :

- ∅ Une grande efficacité spectrale, pour une utilisation optimale de la bande passante disponible.
- ∅ Une grande capacité d'accès, pour permettre à un grand nombre d'utilisateurs de communiquer simultanément.
- ∅ Une robustesse vis-à-vis des multitrajets caractéristiques des environnements de type intra-bâtiment du fait des réflexions des ondes sur les murs, les meubles et les différents objets présents.

Dans ce contexte, plusieurs méthodes de transmission et d'accès multiple sont envisageables aujourd'hui :

- ∅ Soit une solution multiporteuses de type OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) basée sur le multiplexage fréquentiel des données. La transmission des données en parallèle sur des porteuses orthogonales permet d'atteindre des débits utilisateurs élevés et une grande efficacité spectrale. C'est la solution qui a été retenue par l'ETSI, l'organisme de normalisation européen, pour les réseaux locaux sans fil à 5 GHz (HIPERLAN/2). Cette méthode est généralement couplée à un accès multiple à répartition temporelle (TDMA).
- ∅ Soit une solution simple porteuse avec accès multiple de type CDMA (Code Division Multiple Access) basée sur l'étalement de spectre par multiplication du signal par un code à séquence directe. L'attribution de codes orthogonaux aux différents utilisateurs permet d'annuler les interférences entre eux et autorise une grande capacité de transmission. C'est la solution choisie pour la troisième génération de systèmes de communication mobile (UMTS).
- ∅ Soit une solution mixte combinant les deux techniques précédentes, l'intérêt étant d'associer l'efficacité spectrale de l'OFDM à la capacité de transmission offerte par le CDMA. Il existe différentes combinaisons possibles (MC-CDMA, MC-DS-CDMA et MT-CDMA) qui se différencient par la façon dont sont imbriquées les opérations de multiplexage fréquentiel et d'étalement de spectre.

Nous avons commencé par développer des chaînes de simulation complètes de ces différentes solutions sous Matlab. Une étude comparative est en cours afin de choisir celle qui offre le meilleur compromis entre performances et complexité, coût. La comparaison s'appuie sur des simulations logicielles permettant d'évaluer les performances de ces différentes techniques en terme de taux d'erreurs binaire. Les simulations mettent en œuvre des systèmes comparables, paramétrés de façon à occuper la même bande passante, offrir le même débit par utilisateur et résister aux multitrajets du canal à 60 GHz. Ces comparaisons portent en particulier sur la sensibilité à l'interférence d'accès multiple (en présence de contrôle de puissance parfait ou imparfait) et sur la robustesse face aux imperfections des composants qui constituent la chaîne de transmission (bruit de phase de l'oscillateur local, erreurs de synchronisation temporelle, fréquentielle, non-linéarité des amplificateurs). A ce stade, deux études sont achevées : celle sur la sensibilité des différentes techniques vis-à-vis du bruit de phase et celle sur leur robustesse face à l'interférence d'accès multiple.

### 4.2 Description des techniques d'accès multiple étudiées

Dans un réseau local sans fil, les problèmes de coût impliquent l'utilisation de récepteurs de complexité modérée au niveau des terminaux mobiles. Dans cette étude, pour chaque technique d'accès multiple, nous avons considéré les récepteurs de base, les plus simples.

#### Systeme OFDM-TDMA

La Figure 4-1 rappelle de principe de l'OFDM qui consiste à transmettre un flux de données en parallèle sur plusieurs porteuses orthogonales.

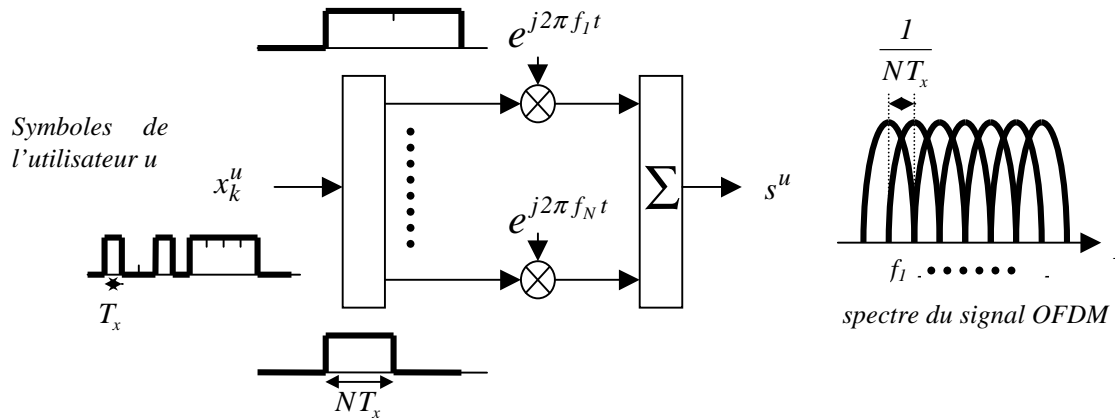


Figure 4-1 Principe de l'OFDM

Les modulateur et démodulateur OFDM d'un terminal ou d'un utilisateur  $u$  sont représentés sur la Figure 4-2. La séquence de symboles de durée  $T_x$  est divisée en  $N$  séquences parallèles de débit plus faible, chacune modulant une des porteuses orthogonales (espacées de  $1/NT_x$ ). Cette transformation obtenue via un algorithme de transformée de Fourier inverse (IFFT) fournit un symbole OFDM de durée  $NT_x$  constitué de  $N$  échantillons. Un intervalle de garde qui doit être choisi plus long que le retard maximal apporté par le canal est ensuite inséré au début de chaque symbole OFDM pour éviter les interférences entre deux symboles OFDM successifs. Ce préfixe cyclique est constitué des  $N_{CP}$  derniers échantillons du symbole OFDM. Le signal généré par le modulateur OFDM s'écrit donc:

$$s^u(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k^u e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad , n = -N_{CP} \dots N-1 \quad (4-1)$$

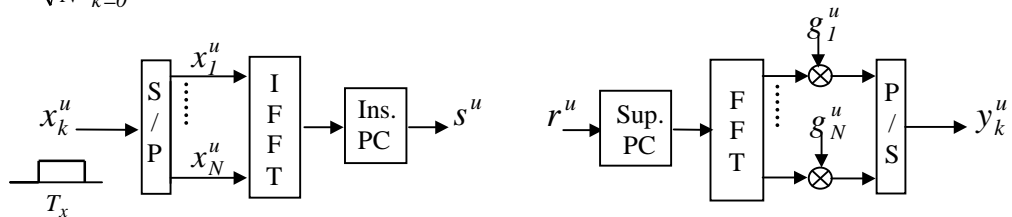


Figure 4-2 Modulateur et démodulateur OFDM

Au niveau du démodulateur, les opérations duales sont effectuées : suppression du préfixe cyclique, FFT et égalisation sur chaque sous-porteuse  $k$ . Dans cette étude, le coefficient d'égalisation est déterminé par le critère de Zero-Forcing :  $g_k^u = 1/H_k^u$ , où  $H_k^u$  est la valeur sur la sous-porteuse  $k$  de la fonction de transfert du canal défini entre l'utilisateur  $u$  et la station de base. L'égalisation effectuée revient ici à une inversion de canal. Rappelons que la modulation OFDM ne permet pas à plusieurs utilisateurs de communiquer simultanément. Dans un système, elle doit donc être associée à une technique d'accès multiple. En général, elle est associée au TDMA chaque utilisateur communique à tour de rôle pendant un intervalle de temps qui lui est réservé.

La technique OFDM présente un certain nombre d'avantages :

- Ø Elle offre une grande efficacité spectrale : du fait de l'orthogonalité, les porteuses se recouvrent, ce qui permet une occupation optimale de la bande passante disponible.
- Ø Elle permet d'atteindre des débits utilisateurs élevés. Les porteuses sont modulées par un flux de données dont le débit se trouve divisé par le nombre de porteuses par rapport au débit initial, ce qui autorise un débit relativement élevé pour les données d'entrée.
- Ø Elle présente une grande résistance face aux multi-trajets du fait de l'allongement de la durée symbole et de l'insertion d'un intervalle de garde entre deux symboles OFDM successifs.
- Ø Elle peut être mise en œuvre simplement par les algorithmes de FFT et d'IFFT.
- Ø Enfin, l'égalisation est très simple : du fait de l'allongement du temps symbole, le spectre des signaux transmis sur chaque porteuse est très étroit, donc affecté par un évanouissement non sélectif en fréquence. L'atténuation et le déphasage introduits par le canal peuvent être corrigés par un coefficient complexe propre à chaque sous-porteuse.

L'OFDM pose aussi quelques problèmes :

- ∅ Le symbole OFDM résulte de la somme de  $N$  sinusoïdes et suivant leur addition, en phase ou en opposition de phase, le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne peut être important. Ce signal nécessite des amplificateurs avec une plage de linéarité importante et les éventuelles non-linéarités entraînent des dégradations.
- ∅ Cette technique est également sensible aux décalages temporels et fréquentiels, qui introduisent des déphasages et de l'interférence entre porteuses.
- ∅ Enfin l'OFDM est sensible au bruit de phase des oscillateurs locaux.

### Systeme DS-SSMA

La Figure 4-3 présente le principe du DS-SSMA qui consiste à étaler le spectre par multiplication directe du signal par un code. Un code spécifique est affecté à chaque utilisateur et les utilisateurs émettent simultanément sur la même bande passante. A la réception, les signaux transmis par les différents utilisateurs sont séparés grâce à l'orthogonalité des codes.

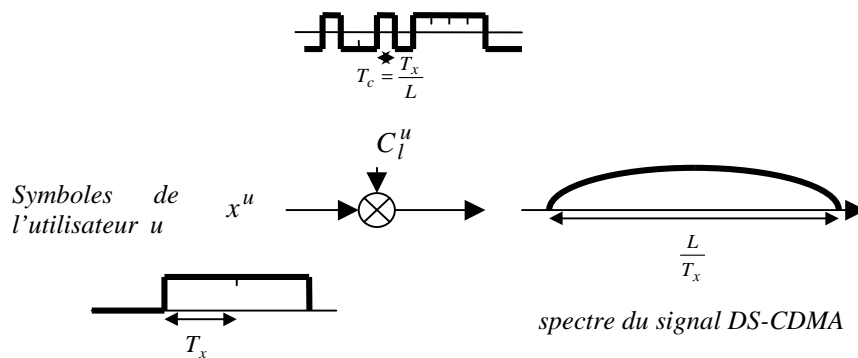


Figure 4-3 Principe du DS-SSMA

Les émetteur et récepteur DS-SSMA d'un utilisateur  $u$  sont représentés sur la Figure 4-4. Chaque symbole de durée  $T_x$  est directement multiplié par le code d'étalement  $\{c_l^u, l=0 \dots L-1\}$  attribué à cet utilisateur et constitué de  $L$  chips de durée  $T_c = T_x/L$ . Cette séquence étalée constitue le signal DS-SSMA qui s'écrit:

$$s^u(l) = x^u c_l^u \quad , l = 0 \dots L-1 \quad (4-2)$$

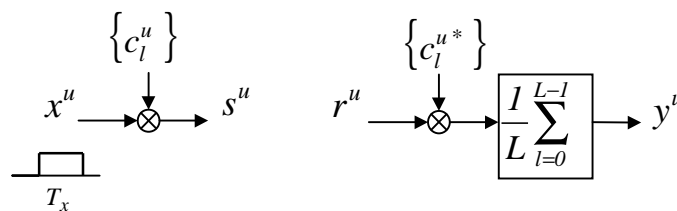


Figure 4-4 Emetteur et récepteur DS-SSMA

Le récepteur considéré ici est un simple corrélateur qui effectue le produit scalaire entre la séquence étalée et le code de l'utilisateur  $u$  que l'on souhaite décoder.

Le DS-SSMA présente un certain nombre d'avantages:

- ∅ En théorie, il présente une capacité d'accès multiple, supérieure aux techniques classiques : TDMA et FDMA. Cette capacité est d'autant plus grande que les codes présentent de bonnes propriétés d'orthogonalité (intercorrélacion nulle). Par ailleurs, la capacité peut être améliorée par utilisation de récepteurs multi-utilisateurs.
- ∅ Le DS-SSMA présente une grande résistance aux trajets multiples. Le système est d'autant plus robuste que les codes présentent de bonnes propriétés d'autocorrélacion (autocorrélacion proche du Dirac). Dans ce cas, les interférences entre les différents trajets seront réduites. De plus, les trajets multiples peuvent être combinés à la réception par utilisation d'un récepteur Rake.

Le DS-CDMA présente aussi quelques inconvénients :

- ∅ L'efficacité spectrale est faible : le débit utile par utilisateur est faible par rapport à la largeur de bande occupée.
- ∅ Le DS-CDMA est sensible à l'effet proche-lointain. Les signaux venant des utilisateurs les plus proches de la station de base et donc reçus avec un niveau de puissance plus élevé interfèrent avec les signaux plus faibles des utilisateurs lointains. Un mécanisme de contrôle de puissance doit être mis en œuvre pour ajuster les niveaux de puissance des utilisateurs en fonction de la distance qui les séparent de la station de base.
- ∅ Enfin la synchronisation temporelle des codes est difficile à assurer du fait de la courte durée d'un chip du code.

### Systèmes mixtes OFDM-CDMA

L'intérêt de combiner les techniques de modulation multiporteuses OFDM et d'étalement de spectre DS-DCMA est de tirer profit des avantages de ces deux techniques. Différentes combinaisons ont été proposées. Elles se différencient par la façon dont sont imbriquées les opérations d'OFDM et de CDMA. Nous nous sommes intéressés aux deux techniques les plus prometteuses d'après la littérature [1] : le MC-CDMA et le MC-DS-CDMA.

Dans la technique MC-CDMA, le flux de données est d'abord étalé suivant le principe du DS-CDMA puis transmis sur des porteuses orthogonales. Chaque symbole émis  $x^u$  de durée  $T_x$  est étalé par le code  $\{c_k^u, k=0 \dots L-1\}$  attribué à l'utilisateur  $u$  comprenant  $L$  chips de durée  $T_c = T_x/L$ . Les éléments de la séquence étalée sont ensuite envoyés en parallèle sur les  $N$  sous-porteuses orthogonales par modulation OFDM. Généralement, la longueur du code d'étalement est choisie égale au nombre de sous-porteuses :  $N=L$ , mais des variantes sont possibles pour mieux adapter le signal au canal. Comme en OFDM, un préfixe cyclique est inséré pour éviter les interférences entre deux symboles successifs. Le signal MC-CDMA émis par l'utilisateur  $u$  s'écrit :

$$s^u(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x^u c_k^u e^{j2\pi \frac{kn}{N}}, \quad n = -N_{CP} \dots N-1 \quad (4-3)$$

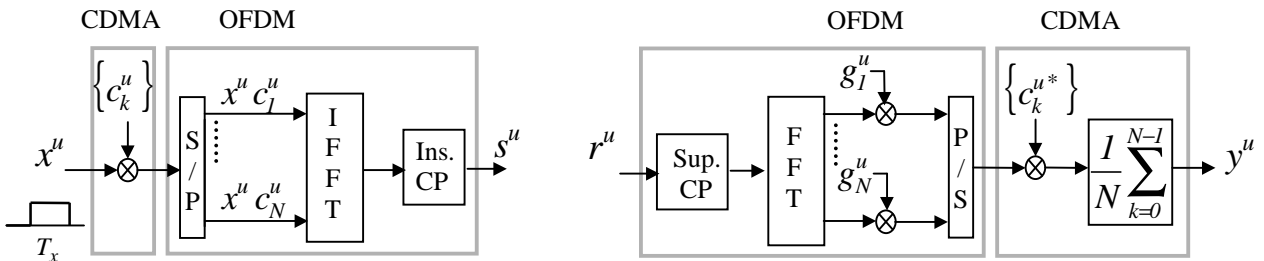


Figure 4-5 Emetteur et récepteur MC-DMA

Le récepteur comprend un démodulateur OFDM classique, un convertisseur parallèle-série et un corrélateur. L'avantage de cette technique d'accès multiple est d'introduire de la diversité fréquentielle puisqu'une fraction de chaque symbole est transmise sur chacune des  $N$  sous-porteuses.

Dans la technique MC-DS-CDMA, l'étalement de spectre est réalisé sur chaque sous-porteuse. La Figure 4-6 montre les schémas d'un émetteur et d'un récepteur MC-DS-CDMA associés à un utilisateur  $u$ . La séquence de symboles de durée  $T_x$  est d'abord divisée en  $N$  séquences parallèles, chacune modulant une des porteuses orthogonales. Sur chaque sous-porteuse  $k$ , chaque symbole  $x_k^u$  de durée étendue  $NT_x$  est ensuite étalé par le code  $\{c_l^u, l=0 \dots L-1\}$  attribué à l'utilisateur  $u$  et contenant  $L$  chips de durée  $T_c = NT_x/L$ . Successivement, les éléments des  $N$  séquences étalées sont transmis en parallèle en utilisant le modulateur OFDM. Un préfixe cyclique est utilisé comme en MC-CDMA et en OFDM. Le signal MC-DS-CDMA s'écrit :

$$s_l^u(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k^u c_l^u e^{j2\pi \frac{kn}{N}}, \quad n = -N_{CP} \dots N-1 \quad (4-4)$$

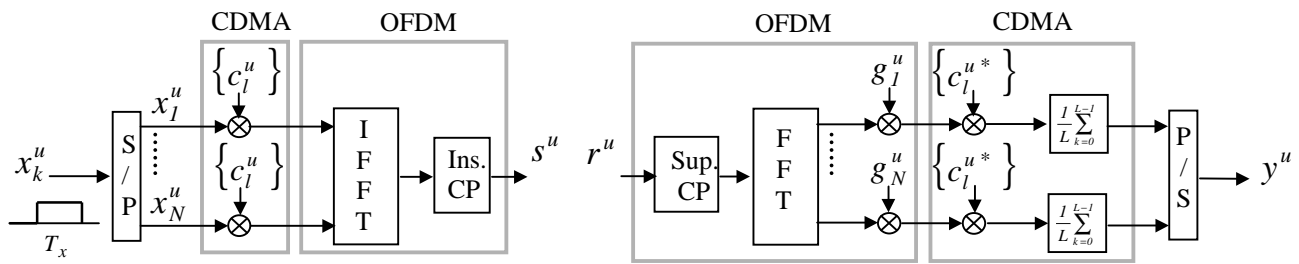


Figure 4-6 Emetteur et récepteur MC-DS-DMA

Le récepteur MC-DS-CDMA comprend un démodulateur OFDM et un corrélateur sur chaque porteuse. Une fraction de chaque symbole est donc transmise sur une seule des sous-porteuses, mais dans  $L$  symboles OFDM successifs. Du fait de l'allongement du temps symbole sur chaque sous-porteuse, la durée d'un chip est moins courte qu'en DS-CDMA, ce qui facilite la synchronisation des codes.

### Paramétrage des différents systèmes

Les paramètres des différentes techniques d'accès multiple à l'étude, regroupés dans le tableau 1, ont été choisis de façon à répondre à trois critères :

- Ø Un débit de 2 Mbits/s par utilisateur accessible simultanément à plus d'une centaine d'utilisateurs. C'est le débit requis pour les applications vidéo temps réel qui constituent actuellement les services nécessitant les vitesses de transmission les plus grandes.
- Ø Une bande occupée d'environ 250 MHz. Dans la bande des 60 GHz, nous disposons d'une bande de fréquences très large (de l'ordre du GHz) que nous avons décidé de diviser en plusieurs sous-bandes d'environ 250 MHz. Cette largeur de bande est suffisamment grande pour atteindre les débits visés.
- Ø Une protection contre un retard maximum de 90 ns, représentatif du canal de propagation multi-trajets à 60 GHz (cf la partie caractérisation du canal).

Dans le cas du DS-CDMA, les deux premières contraintes fixent la longueur du code d'étalement et la durée des chips. Les codes utilisés sont les codes de Gold qui offrent une bonne résistance aux multi-trajets grâce à leurs propriétés d'autocorrélation (autocorrélation proche d'un Dirac).

Dans les systèmes multiporteuses, la durée du préfixe cyclique est choisie légèrement supérieure au retard maximum apporté par le canal pour empêcher les interférences entre symboles OFDM. Le nombre de sous-porteuses, lui, résulte d'un compromis entre deux facteurs. Pour une bonne tolérance aux trajets multiples, la durée des symboles OFDM et par conséquent le nombre de sous-porteuses doivent être suffisamment grands. De façon équivalente, dans le domaine fréquentiel l'écart entre les porteuses doit être plus petit que la bande de cohérence du canal. D'autre part, pour éviter les variations temporelles et l'effet Doppler, la durée des symboles OFDM doit rester très petite devant la durée de cohérence du canal. En fait, plusieurs configurations conviennent : 128, 256 et 512 sous-porteuses, excepté dans le cas du MC-CDMA où le nombre de porteuses est choisi égal à la longueur du code pour simplifier le système. Avec ces valeurs, la perte de puissance liée à l'utilisation du préfixe cyclique est limitée et la complexité des systèmes est acceptable. Les codes d'étalement choisis pour les techniques MC-CDMA et MC-DS-CDMA sont les codes de Walsh-Hadamard pour leurs propriétés d'orthogonalité. La résistance aux multitrajets étant assurée par la modulation OFDM, les codes ont pour fonction de supprimer les interférences entre utilisateurs à la réception. Enfin, pour toutes les techniques, les symboles sont modulés en QPSK. Cette modulation présente un bon compromis entre efficacité spectrale et robustesse.

	OFDM	DS-CDMA	MC-CDMA	MC-DS-CDMA
<b>Nombre de porteuses</b> $N$	128 / 256 / 512	1	256	128 / 256 / 512
<b>Ecart entre porteuses</b> $\Delta f$ (MHz)	1.95 / 0.98 / 0.49	-	0.98	1.95 / 0.98 / 0.49
<b>Durée utile d'un symbole OFDM</b> $T_u$ (ns)	512 / 1024 / 2048	-	1024	512 / 1024 / 2048
<b>Durée du préfixe cyclique</b> $\Delta$ (ns)	96	-	96	96
<b>Temps d'échantillonnage</b> $T$ (ns)	4	-	4	4
<b>Code</b>	-	GOLD	WALSH	WALSH
<b>Longueur de code</b> $L$	-	127	256	256
<b>Temps chip</b> $T_c$ (ns)	-	8	4	512 / 1024 / 2048

Tableau 4-1 Paramètres des systèmes

### 4.3 Etude de la sensibilité des différentes techniques d'accès multiple au bruit de phase

Les oscillateurs RF ne délivrent pas une fréquence porteuse pure avec une amplitude, une fréquence et une phase constantes, mais présentent des instabilités qui affectent le signal lors des opérations de conversion de fréquences. Parmi ces instabilités, le bruit de phase est une fluctuation temporelle de la phase qu'il est très difficile de maintenir à un niveau faible dans les très hautes fréquences. Un des problèmes technologiques rencontré à 60 GHz est en effet la conception d'oscillateurs faible coût avec un bruit de phase modéré. Dans cette bande de fréquences, le bruit de phase est donc important et va entraîner une dégradation des performances des systèmes de transmission.

Nous nous intéressons ici à la sensibilité des différentes techniques d'accès multiple vis-à-vis du bruit de phase. Les effets du bruit de phase sur les symboles émis sont analysés et les performances en terme de taux d'erreurs binaire (TEB) sont comparées.

#### Modélisation du bruit de phase

Dans le cas d'un oscillateur libre, l'effet du bruit de phase peut être modélisé par un terme multiplicatif d'erreur :

$$\varepsilon(t) = e^{j\theta(t)}$$

où la phase  $\theta(t)$  est un processus de Wiener-Lévy centré et de variance  $4\pi\beta t$  [3]. Le signal généré par l'oscillateur bruité présente dans ce cas une densité spectrale de puissance (dsp) de forme « Lorentzienne » et le paramètre  $\beta$  est défini comme la largeur de bande à -3 dB de ce spectre de Lorentz.

La figure 7 illustre la modélisation du bruit de phase par un processus de Wiener-Lévy. Ce modèle reproduit un bruit en  $1/f^2$ , en accord avec les mesures effectuées sur des oscillateurs réels [4] [5]. Dans cette modélisation, le niveau du bruit de phase est déterminé par le paramètre  $\beta$ , mais c'est le rapport de  $\beta$  sur le débit symbole  $f_s = 1/T_s$  qui importe du point de vue de la dégradation du signal, d'où l'utilisation du paramètre normalisé  $\beta T_s$ .

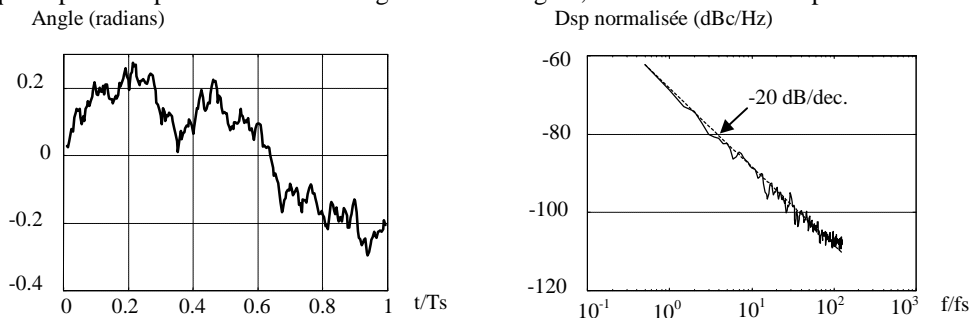


Figure 4-7 Bruit de phase modélisé par un processus de Wiener-Lévy (évolution temporelle et dsp normalisée pour  $\beta T_s = 0.01$ )

Dans un réseau sans fil, si l'on considère la liaison radio complète, le bruit de phase provient des oscillateurs présents au niveau de l'émetteur et du récepteur. En fait, le bruit de phase produit par l'oscillateur de la station de base peut être négligé car il est plus stable que celui implanté dans les terminaux. L'étude se réduit donc ici au bruit de phase généré par un oscillateur local caractérisé par une largeur de bande à -3 dB de  $\beta$ .

### Effets du bruit de phase sur les techniques d'accès multiple

On s'intéresse exclusivement au bruit de phase donc on se place dans le cas d'un canal parfait en l'absence de bruit et d'interférence multi-utilisateurs (un seul utilisateur transmet des données). Le signal reçu est affecté seulement par le bruit de phase et s'écrit:

$$r(n) = s(n) e^{j\theta(n)} \quad (4-5)$$

En supposant que les valeurs de  $\theta(n)$  sont petites comparées à 1, on peut utiliser l'approximation suivante, qui nous permettra de mettre en évidence la dégradation due au bruit de phase :

$$e^{j\theta(n)} \approx 1 + j\theta(n) \quad (4-6)$$

Dans le cas d'un système OFDM-TDMA, le signal  $y_k$  obtenu sur la  $k^{ième}$  sous-porteuse après démodulation OFDM peut s'écrire :

$$y_k = x_k \cdot (1 + \alpha_0) + \sum_{\substack{r=0 \\ r \neq k}}^{N-1} x_r \alpha_{r-k} \quad (4-7)$$

avec :

$$\alpha_m = j \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \theta(n) e^{j2\pi \frac{m n}{N}} \quad m \in \{-N+1, \dots, 0, \dots, N-1\} \quad (4-8)$$

Cette expression montre que la dégradation entraînée par le bruit de phase comprend deux effets :

- ∅ Le terme multiplicatif entre parenthèses se traduit par une rotation de phase et une atténuation du symbole utile  $x_k$  transmis sur la  $k^{ième}$  sous-porteuse. L'angle de rotation est directement lié à la moyenne du bruit de phase sur la durée d'un symbole OFDM. Cet effet indépendant de l'indice  $k$  affecte toutes les porteuses d'un signal OFDM et est connu sous le nom d'erreur de phase commune (CPE : common error phase) [4]. Cette erreur de phase commune peut être éliminée par n'importe quel système de correction de phase [2] [6].
- ∅ Le terme additif correspond à la contribution des symboles transmis sur les autres porteuses et se traduit par des interférences entre porteuses (ICI : inter-carrier interference). Les poids appliqués aux symboles interférents viennent d'un moyennage des valeurs du bruit de phase déphasées. Les symboles transmis sont des variables aléatoires indépendantes équiprobables donc si le nombre de porteuses est grand, on peut supposer que ce terme d'ICI suit une loi gaussienne. La dégradation due à l'ICI est donc similaire à du bruit blanc gaussien additif et ne peut pas être corrigée.

Dans le cas du DS-CDMA, le signal obtenu en sortie du corrélateur s'écrit :

$$y = x \cdot \left( 1 + j \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \theta(l) \right) \quad (4-9)$$

Suivant cette expression, le bruit de phase entraîne un déphasage et une atténuation du symbole transmis  $x$ . Comme en OFDM-TDMA, l'angle de rotation résulte d'un moyennage du bruit de phase sur la durée symbole. Il n'y a pas d'ICI : le DS-CDMA est un système simple porteuse, donc la dégradation due au bruit de phase est moins importante que dans un système OFDM-TDMA.

Dans le cas du MC-CDMA, le signal  $y_k$  obtenu sur la  $k^{ième}$  sous-porteuse après la démodulation OFDM est donné par l'équation 7 en remplaçant  $x_k$  par  $x \cdot c_k$ . Après corrélation, nous avons :

$$y = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y_k c_k = x \left( 1 + \alpha_0 + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} c_k \sum_{\substack{r=0 \\ r \neq k}}^{N-1} c_r \alpha_{r-k} \right) \quad (4-10)$$

Le symbole transmis  $x$  est dégradé par un déphasage et une atténuation, qui résultent à la fois de la CPE observée en OFDM et d'une moyenne pondérée de l'ICI pendant la durée du symbole OFDM.

Enfin dans un système MC-DS-CDMA, le signal  $y_{k,l}$  obtenu sur la  $k^{i\text{ème}}$  sous-porteuse du  $l^{i\text{ème}}$  symbole OFDM (qui transmet les  $l^{i\text{èmes}}$  chips du code) est toujours donné par l'équation 7 en remplaçant  $x_k$  par  $x_k.c_l$ . En sortie du corrélateur placé sur la  $k^{i\text{ème}}$  sous-porteuse, le signal  $y_k$  s'écrit:

$$y_k = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} y_{k,l} c_l = x_k \cdot \left( 1 + \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^l \right) + \sum_{r=0, r \neq k}^{N-1} x_r \left( \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l-r-k}^l \right) \quad (4-11)$$

avec  $\alpha_m^l$  le coefficient défini par l'équation 8 et correspondant au  $l^{i\text{ème}}$  symbole OFDM.

Le symbole émis  $x$  subit donc deux effets : un déphasage et une atténuation résultant de la CPE observée en OFDM ainsi que des interférences. Comparé au système OFDM-TDMA, l'angle de rotation et les coefficients de pondération appliqués aux symboles interférents résultent d'un double moyennage des fluctuations du bruit de phase: sur la durée du symbole OFDM et sur la durée symbole par porteuse. On peut donc prévoir que la dégradation sera moins importante.

### Performance des techniques d'accès multiple en présence de bruit de phase

Des simulations ont été effectuées pour les différentes techniques d'accès multiple. A la fin de chaque symbole, le décalage de phase (y compris le déphasage en cours dû au bruit de phase) est supposé être correctement détecté et éliminé par le système de récupération de la porteuse implanté au niveau du récepteur. Dans les simulations, le bruit de phase est donc remis à 0 :  $\theta(0)=0$ .

La figure 8 représente le TEB comme une fonction de la largeur de bande normalisée  $\beta.Ts$  de l'oscillateur pour toutes les techniques d'accès multiple. Dans le cas des techniques multi-porteuses,  $Ts$  est la durée du symbole OFDM ( $Ts=N.T$ ) et pour le DS-CDMA,  $Ts$  est la durée symbole ( $Ts=L.Tc$ ). Pour les systèmes OFDM-TDMA et MC-DS-CDMA, les simulations ont donné des courbes très voisines pour les différentes valeurs du nombre de porteuses, donc pour ne pas trop charger la figure, une seule des 3 courbes a été reportée. Ces résultats de simulation nous ont permis de vérifier l'indépendance de l'évolution du TEB en fonction de  $\beta.Ts$  vis-à-vis du nombre de sous-porteuses  $N$  et par là la dépendance de la sensibilité au bruit de phase vis-à-vis de la durée symbole  $Ts$  qui augmente proportionnellement à  $N$ .

D'après la Figure 4-8, pour toutes les techniques, le TEB présente une très forte dégradation (valeur proche de 0.5) dès que  $\beta.Ts > 1$ . En revanche il ne présente aucune dégradation quand le bruit de phase est très faible :  $\beta.Ts < 10^{-3}$ . Entre ces deux extrêmes ( $10^{-3} < \beta.Ts < 1$ ) les différentes techniques d'accès multiple n'offrent pas la même robustesse au bruit de phase. Nécessitant une largeur de bande normalisée  $\beta.Ts$  de 0.008 pour atteindre un TEB of  $10^{-3}$ , le système OFDM-TDMA est le plus sensible au bruit de phase, le MC-CDMA vient juste après avec un  $\beta.Ts$  de 0.01, ensuite c'est le DS-CDMA qui supporte un  $\beta.Ts$  de 0.03 pour un TEB de  $10^{-3}$ . Le MC-DS-CDMA est le système le plus robuste au bruit de phase : toujours pour un TEB de  $10^{-3}$ , il peut supporter une valeur  $\beta.Ts$  égale à 0.1. On peut noter que ces résultats de simulation confirment l'analyse précédente.

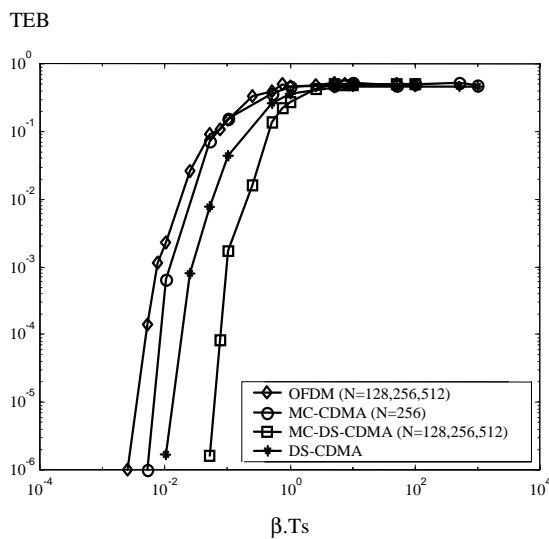


Figure 4-8 TEB en fonction du paramètre normalisé  $\beta.Ts$

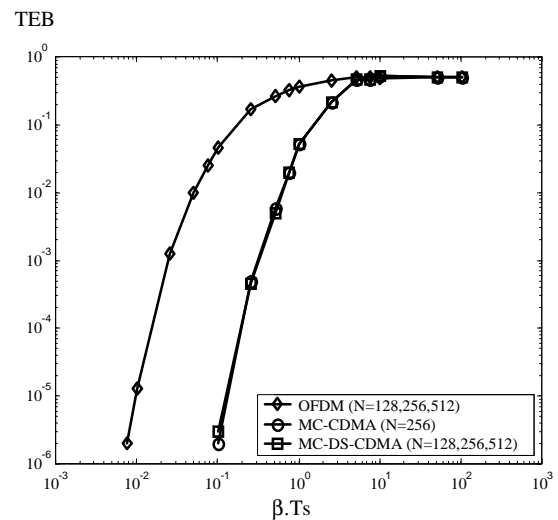


Figure 4-9 TEB en fonction du paramètre normalisé  $\beta.Ts$  (après correction de l'erreur de phase commune)

Maintenant on suppose que l'erreur de phase commune (CPE) est correctement évaluée et corrigée au niveau du récepteur dans les techniques multiporteuses. La Figure 4-9 représente le TEB en fonction de  $\beta.Ts$  quand la correction de la CPE est mise en œuvre.

Si on compare avec les courbes obtenues précédemment sans correction, on peut remarquer que les performances en terme de TEB sont nettement améliorées quand  $10^{-3} < \beta.Ts < 1$ . Un TEB de  $10^{-3}$  correspond à une largeur de bande normalisée  $\beta.Ts$  de 0.02 pour l'OFDM-TDMA et de 0.3 à la fois pour le MC-CDMA et le MC-DS-CDMA. Ces résultats montrent que la correction de la CPE est très efficace, ce qui sous-entend que l'ICI n'est pas très importante puisqu'elle n'est pas corrigée. On peut aussi remarquer que le TEB est pratiquement le même pour le MC-CDMA et le MC-DS-CDMA, donc le gain due à la correction est nettement plus important dans le cas du système MC-CDMA. Pour  $\beta.Ts > 1$ , le TEB après correction est toujours égal à 0.5. La correction n'apporte pas d'amélioration, ce qui signifie que les dégradations sont principalement liées à l'ICI.

Nous pouvons conclure que la correction de l'erreur de phase commune permet aux techniques d'accès multiporteuses de supporter un niveau de bruit de phase plus élevé. Les techniques MC-CDMA et MC-DS-CDMA apparaissent comme les techniques les plus robustes au bruit de phase. Néanmoins la largeur de bande à  $-3$  dB ne doit pas dépasser une valeur de 0.3, sinon les performances en terme de TEB se détériorent très rapidement.

#### 4.4 Robustesse des techniques d'accès multiple à l'interférence d'accès multiple

L'effet proche-lointain est un problème bien connu du DS-CDMA. Il nécessite la mise en œuvre d'un mécanisme de contrôle de puissance qui assure que les signaux émis par les terminaux, quelle que soient leurs positions, sont tous reçus avec la même puissance au niveau de la station de base. En pratique, le contrôle de puissance est imparfait et l'erreur de contrôle de puissance entraîne une dégradation des performances et une perte de capacité.

Nous étudions ici la robustesse des différentes techniques d'accès multiple basées sur le DS-CDMA face à l'interférence d'accès multiple dans les cas d'un contrôle de puissance parfait et imparfait. Les performances obtenues en terme de TEB sont comparées.

##### Modélisation de l'erreur de contrôle de puissance

Dans la partie sur le canal, nous avons montré que la puissance reçue présente des fluctuations à cause des évanouissements grande échelle, appelés aussi évanouissements d'ombres. Dans la littérature [8], ces fluctuations sont supposées suivre une loi lognormale. Nous avons observé par ailleurs à partir des résultats de mesure dans le canal 60 GHz que le terme d'évanouissement exprimé en dB présente une distribution assez proche d'une loi normale centrée de variance égale à 2.98 dB.

Les performances d'une technique de contrôle de puissance dépendent de sa capacité à tenir compte de ces fluctuations de puissance, mais aussi d'autres facteurs tels que la rapidité de l'algorithme utilisé, la gamme de puissance des terminaux mobiles, la distribution spatiale des utilisateurs... dont il est difficile de modéliser l'influence réelle. L'erreur de contrôle de puissance est donc modélisée par un terme d'erreur multiplicatif :

$$\varepsilon = \gamma^u \quad (4-12)$$

où le coefficient  $\gamma^u$  suit en première approximation une distribution lognormale de paramètre  $\sigma^2$  [7]. Ce coefficient propre à chaque terminal ou utilisateur  $u$  est indépendant d'un utilisateur à un autre. Dans le cas d'un contrôle de puissance parfait, ce terme d'erreur est nul, ce qui est équivalent à une valeur de  $\sigma^2$  égale à 0 dB. Comme dans [8], le contrôle de puissance imparfait est modélisé en considérant des valeurs du paramètre  $\sigma^2$  comprises entre 1 et 4 dB. Dans cette étude, nous avons considéré deux cas :  $\sigma^2=2dB$  (imperfection moyenne) et  $\sigma^2=4dB$  (contrôle de puissance très imparfait).

##### Performance des techniques d'accès multiple dans le cas d'un contrôle de puissance parfait

Des simulations ont été effectuées pour les trois techniques d'accès multiple basées sur le principe du DS-CDMA. Pour le MC-DS-CDMA, nous nous sommes limités à une seule configuration : celle avec 256 sous-porteuses. Pour chaque terminal, la réponse impulsionnelle numérique a été obtenue à partir d'une réponse impulsionnelle mesurée choisie aléatoirement parmi tous les résultats de mesure. Pour minimiser l'influence du bruit, nous avons choisi un rapport signal sur bruit (SNR) de 15 dB. La Figure 4-10 présente le TEB obtenu en fonction du nombre de terminaux présents dans la cellule quand le contrôle de puissance est parfait ( $\sigma^2=0dB$ ). Les techniques d'accès multiple présentent un TEB qui se dégrade progressivement quand le nombre de terminaux augmente. Cependant ils n'offrent pas tous la même robustesse à l'interférence multi-utilisateurs (MUI : multi-user interference). Pour obtenir un TEB de  $10^{-3}$ , le nombre de terminaux ne doit pas dépasser 2 en

MC-CDMA, 10 en DS-CDMA et 54 en MC-DS-CDMA. Cette dernière technique apparaît nettement comme la plus robuste des trois face à l'interférence d'accès multiple.

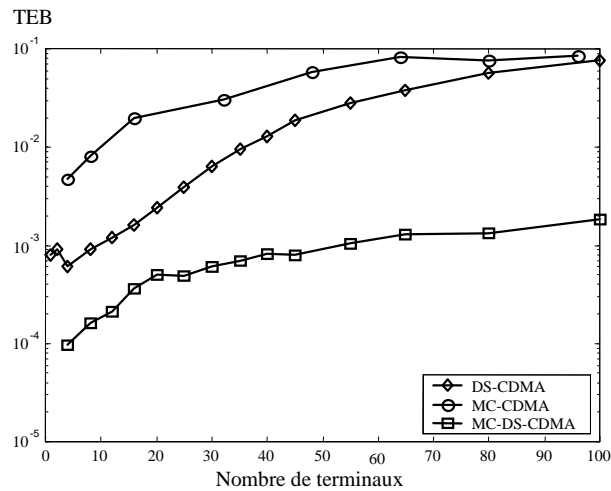


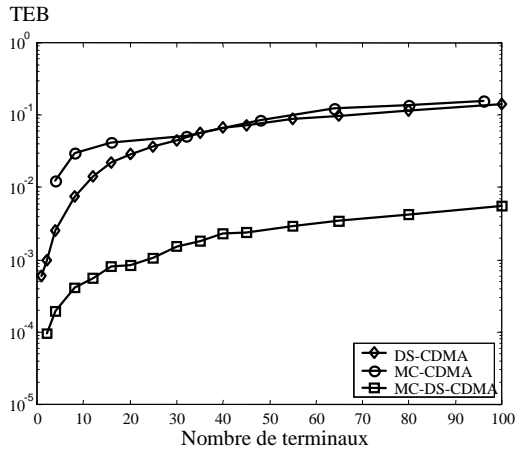
Figure 4-10 TEB en fonction du nombre de terminaux présents dans une cellule (contrôle de puissance parfait)

#### Performance des techniques d'accès multiple dans le cas d'un contrôle de puissance imparfait

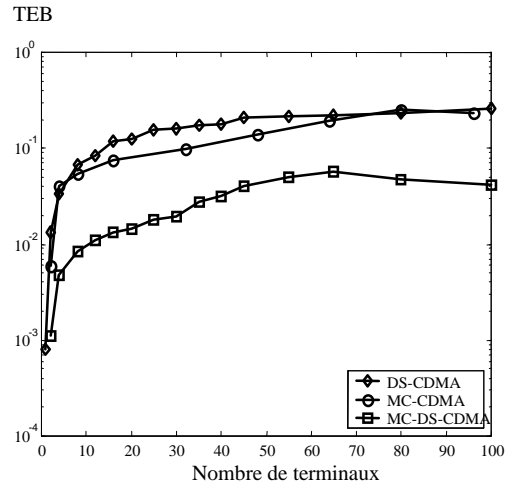
La Figure 4-11a présente la performance en terme de TEB en fonction du nombre de terminaux dans le cas d'un contrôle de puissance imparfait :  $\sigma^2=2dB$ . Comparé au cas précédent, les performances se dégradent plus rapidement lorsque la cellule reste très peu chargée et que le nombre de terminaux augmente jusqu'à 10. Dans ce cas, un TEB de  $10^{-3}$  est obtenu pour une capacité plus réduite : elle est limitée à 2 terminaux dans les cas du MC-CDMA et du DS-CDMA et à 24 terminaux pour la technique MC-DS-CDMA. On peut noter que le DS-CDMA présente une meilleure performance que le MC-CDMA quand les systèmes sont faiblement chargés (nombre de terminaux inférieur à 30) et les performances se rapprochent fortement lorsque nombre de terminaux dépasse la valeur 30. La technique MC-DS-CDMA reste nettement la technique la plus résistante.

La Figure 4-11b montre le TEB en fonction du nombre de terminaux dans le cas d'un contrôle de puissance encore plus imparfait :  $\sigma^2=4dB$ . L'évolution observée dans la figure précédente se confirme et les imperfections du contrôle de puissance entraînent une grande perte de capacité. Les performances subissent une très forte détérioration quand le nombre de terminaux varie entre 1 et 4. Un TEB de  $10^{-3}$  ne peut être atteint que dans le cas où un seul terminal communique en même temps. Le MC-DS-CDMA reste néanmoins la stratégie d'accès multiple la plus intéressante, mais ce n'est pas suffisant.

Il est important de rappeler que dans cette étude, les techniques de détection mises en œuvre dans les différents systèmes sont de faible complexité : ils utilisent le corrélateur CDMA. On peut conclure des résultats obtenus ici que des récepteurs plus performants, comme les détecteurs multi-utilisateurs de type PIC (parallel interference cancellation) or SIC (successive interference cancellation), sont nécessaires pour améliorer les performances en cas de contrôle de puissance imparfait.



(a)  $\sigma^2=2\text{dB}$



(b)  $\sigma^2=4\text{dB}$

Figure 4-11 TEB en fonction du nombre de terminaux présents dans une cellule (contrôle de puissance imparfait)

#### 4.5 References

- [1] S. Hara, R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA", *IEEE Communications Magazine*, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [2] R. Van Nee, R. Prasad, "*OFDM for wireless multimedia communications*", Artech House Publishers, 2000.
- [3] T. Pollet, M Van Bladel, M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise", *IEEE Trans. on Communications*, vol. 43, n°2/3/4, pp. 191-193, Feb./Mar./Avr. 1995.
- [4] P. Robertson, S. Kaiser, "Analysis of the effect of phase noise in orthogonal frequency division multiplex (OFDM) systems", *Proc. of ICC'95*, pp. 1652-1657, Jun. 1995.
- [5] L. Tomba, W.A. Krzymien, "Sensitivity of the MC-CDMA access scheme to carrier phase noise and frequency offset", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol 48, n°5, Sep. 1999.
- [6] A.G. Armada, "Understanding the effects of phase noise in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)", *IEEE Trans. on Broadcasting.*, vol 47, n°2, pp. 153-159, Jun. 2001.
- [7] T. S. Rappaport, "*Wireless Communications: Principles and Practice*", Upper Saddle River: Prentice-Hall, 1996.
- [8] M.G. Jansen, R. Prasad, "Capacity, throughput, delay analysis of a cellular DS CDMA system with imperfect control power and imperfect sectorization", *IEEE Trans on Vehicular Technology*, vol 44, n°1, pp. 67-75, Feb. 1995.

## 5 Estimation du canal et récepteurs.

L'estimation du canal joue un rôle prépondérant dans les performances d'une chaîne de transmission. L'efficacité de cette estimation nous permettra d'optimiser les performances des récepteurs.

Cette partie du travail a examiné les méthodes d'estimation de canal et/ou d'égalisation de canal. Les canaux mesurés montrent une disparité entre la longueur absolue de la réponse impulsionnelle du canal et sa longueur effective. Dans ces conditions, les méthodes d'identification au second ordre sont peu performantes car mal conditionnées. Les méthodes d'égalisation directe en revanche, et notamment l'algorithme à module constant, semble pouvoir combattre l'interférence entre symboles. Toutefois, en terme des performances en taux d'erreur binaire, les méthodes plus élaborées qui réunissent le codage source/canal seraient logiquement préférables. Il reste à étudier la faisabilité (en termes de complexité de réalisation) de ces techniques pour le débit visé.

Les méthodes sont détaillées dans « *Signal Processing Advances in Wireless and Mobile Communications* », Volume 1: Trends in Channel Estimation and equalization, Chapter 3: subspace method for blind identification and deconvolution, Prentice Hall PTR, 2001.