

# A propos de l'utilisation du COFDM pour les réseaux locaux sans fil haut débit

Dominique LACROIX-PENTHER<sup>1</sup>, Damien CASTELAIN<sup>2</sup>

<sup>1</sup>France Télécom CNET-CCETT  
4 rue du Clos Courtel, BP 59, 35512 Cesson-Sévigné Cedex, France

<sup>2</sup>Mitsubishi Electric ITE  
80 av. des Buttes de Coësmes, Immeuble Germanium, 35700 Rennes, France

dominique.lacroix@cnet.francetelecom.fr, castelain@tcl.ite.mee.com

**Résumé** – Cet article présente les avantages techniques apportés par le COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex) aux réseaux locaux sans fil haut débit, dans le cadre des études du système Hiperlan2 par le projet ETSI/BRAN (Broadband Radio Access Network). Le choix des paramètres clé d'un système COFDM dédié à de tels réseaux est analysé. La comparaison de deux systèmes de modulation différentielle est plus particulièrement approfondie.

**Abstract** – This paper presents the technical advantages of using a multicarrier COFDM modulation in the high data rate wireless LAN context, more specifically the Hiperlan2 system studied by the ETSI/BRAN (Broadband Radio Access Network) project. It investigates a way of choosing the key parameters of a COFDM system dedicated to such networks. The comparison of two differential modulation schemes is more particularly analysed.

## 1. Introduction

Cet article présente les solutions basées sur l'OFDM que le CNET a proposées au projet BRAN (Broadband Radio Access Network) de l'ETSI ([6], [8], [14], [15]).

### 1.1 Les réseaux Hiperlan2

Les réseaux locaux haut débit sans fil (Hiperlan, High PERFORMANCE Local Area Networks) sont étudiés dans différents projets. Parmi ceux-ci, le projet de standardisation BRAN vise entre autres à spécifier les couches physiques et DLC (Data Link Control) du système dit Hiperlan2 (H2) dédié essentiellement aux réseaux en environnement intérieur. Ce système est caractérisé par les contraintes suivantes, définies par le projet BRAN :

- transmission par salves, compatible ATM et IP, sur un médium bi-directionnel partagé entre plusieurs utilisateurs (accès TDMA/TDD)
- station de base fixe (appelé Point d'Accès), terminaux mobiles, communications centralisées
- portée : 50 m en intérieur, 200 m en extérieur.
- vitesse maximale : 3 m/s, 180 deg/s
- bande des 5 GHz, 20 MHz par canal.
- débit instantané utile de référence entre 20 et 25 Mb/s sur l'interface air. Cette valeur peut être modifiée en fonction des conditions de transmission.

Des mesures ont été effectuées dans différents environnements caractéristiques ([11], [12], [13]), montrant que ces canaux sont du type multitrajet, généralement sans trajet direct (NLOS : Non Line Of Sight). Le projet BRAN en a déduit différents modèles de canaux représentatifs (cf. Table 1).

TAB. 1 : modèles de canaux pour la transmission H2

<i>canal</i>	<i>étalement moyen des retards</i>	<i>caractéristique</i>	<i>environnement</i>
A	50 ns	Rayleigh	bureau, zone ouverte
B	100 ns	Rayleigh	bureau, zone fermée
C	150 ns	Rayleigh	idem B, avec points d'accès différents
D	140 ns	Rice	idem C, avec trajet direct
E	250 ns	Rayleigh	zone ouverte étendue (hall d'exposition), ou extérieur

### 1.2 Pertinence de l'OFDM

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) est un schéma de modulation multiporteuse ([5], [16]) dont l'efficacité spectrale est presque optimale : le spectre de chaque sous-porteuse recouvre partiellement celui des porteuses voisines. Le principe de base est simple : les données sont réparties sur un grand nombre de porteuses, ce qui permet d'obtenir un temps symbole notablement plus long que l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal. Grâce à cette propriété, et à l'insertion d'un intervalle de garde entre chaque symbole OFDM, le signal reçu se trouve libre de toute interférence inter-symbole sans avoir recours à un égaliseur complexe. De plus, les évanouissements affectant certaines porteuses peuvent être combattus efficacement par la combinaison d'un entrelacement fréquentiel et d'un codage de

canal performant ([5]). De cette manière, le signal devient intrinsèquement robuste aux transmissions multitrajets.

Dans ce contexte, le principal problème non résolu reste les évanouissements "plats" affectant l'ensemble de la bande fréquentielle du signal. Il est clair que tout système en souffrira, et que la meilleure manière de s'en accommoder est de nouveau l'emploi d'un codage de canal performant, combiné à une modulation robuste. Cela justifie l'emploi des turbo-codes ([1]) dans la suite de ce document.

## 2. Détermination d'un signal COFDM répondant aux contraintes fixées

L'analyse qui suit s'appuie sur les contraintes imposées par Hiperlan2, pour le mode principal (20 à 25 Mb/s), et sur l'hypothèse de salves d'une longueur de 65 octets, la taille exacte n'étant pas encore spécifiée par le projet BRAN lors de ce travail. Cette taille permettait de transmettre une cellule ATM plus quelques données d'accompagnement (CRC par exemple). Afin d'utiliser au mieux la ressource disponible, une contrainte supplémentaire est de transmettre une salve sur un nombre entier de symboles COFDM.

### 2.1 Choix des paramètres OFDM

Soient les hypothèses et notations suivantes :

- bande passante du signal  $B_{sig} \approx 17$  MHz
- débit utile  $\geq 20$  Mb/s (hors synchronisation)
- nombre de bits par point de la constellation :  $m$
- durée "utile" du symbole OFDM :  $T_u$
- durée de l'intervalle de garde :  $\Delta$
- rendement du codage de canal :  $R$

$$\Rightarrow m \times R \times B_{sig} \times T_u / (T_u + \Delta) \geq 20 \text{ Mb/s} \quad (1)$$

De plus, les distorsions du canal imposent de définir le signal le plus robuste possible, tout en veillant à conserver un récepteur simple.

Cela conduit naturellement aux choix suivants :  $m = 2$  (QPSK),  $R = 2/3$ ,  $\Delta = 800$  ns (cf. Table 1). Alors,

$$T_u / (T_u + \Delta) \geq \alpha = 0.882 \Rightarrow T_u \geq \alpha \Delta / (1 - \alpha) \approx 6 \mu\text{s} \quad (2)$$

Supposons par exemple une fréquence d'échantillonnage  $F_e$  de 20 MHz. Puisque  $T_u = N_{fft} / F_e$ , on obtient  $N_{fft} > 119$ , où  $N_{fft}$  est la taille de la transformée de Fourier (TF). Deux options sont retenues, correspondant à des tailles de TF de 128 et 256, et des fréquences  $F_e$  de 20 et 22.5 MHz. Les paramètres correspondant sont données Table 2.

### 2.2 Modulation des sous-porteuses

Il est proposé d'utiliser une modulation différentielle plutôt qu'une modulation cohérente, afin de simplifier le récepteur en évitant l'estimation de la réponse du canal. On verra par la suite que cela permet en outre d'obtenir de très bonnes performances vis-à-vis des variations temporelles du canal de transmission. En COFDM, deux types de modulation différentielle sont possibles, l'une selon l'axe temporel ([5], [8], [15]) et l'autre selon l'axe fréquentiel ([6], [7]). La mise en œuvre selon l'axe fréquentiel permet d'initialiser le

TAB. 2 : deux choix de paramètres OFDM

Paramètres	Option I	Option II
période élémentaire T	44.44 ns (1/22.5 MHz)	50 ns (1/20 MHz)
taille de la TF	256	128
$T_u$	256 T (11.14 $\mu\text{s}$ )	128 T (6.4 $\mu\text{s}$ )
Nb porteuses modulées K	196 ((32.5x8x3/2)/2 + 1)	112 ((18.5x8x3/2)/2 + 1)
Bande occupée (K / $T_u$ )	<b>17.6 MHz</b>	<b>17.5 MHz</b>
modulation	DQPSK	DQPSK
Nb bits transmis par symbole COFDM	390	222
Nb bits utiles par symbole OFDM	32.5 octets (260 bits)	18.5 octets (148 bits)
Nb cellules ATM par symbole COFDM	1/2	$\approx 1/3$
rendement R	2/3	2/3
$\Delta/T_u$	18/256 ( $\approx 1/14$ )	16/128 ( $= 1/8$ )
$T_s$	274 T (12.18 $\mu\text{s}$ )	144 T (7.2 $\mu\text{s}$ )
débit utile	21.35 Mb/s	20.55 Mb/s

processus par une seule porteuse dédiée plutôt que par un symbole COFDM, ce qui, du point de vue de l'efficacité spectrale, est plus économique dans le cas d'une transmission par salves. Cependant, cette solution n'est possible que si la bande de cohérence du canal de transmission est suffisamment grande vis-à-vis de l'écart inter-porteuse, i.e. si le nombre de porteuses est suffisamment élevé.

Cette contrainte peut s'illustrer simplement, en supposant un canal de transmission élémentaire composé de deux trajets séparés par un retard  $\tau$  :  $h(t) = \delta(t) + \delta(t-\tau)$ . La réponse fréquentielle du canal présente alors un déphasage de  $2\pi \Delta f \tau$  entre deux porteuses consécutives du multiplex fréquentiel, où  $\Delta f$  est l'écart inter-porteuse :  $\Delta f = F_e / N_{fft}$ . Puisque l'intervalle de garde  $\Delta$  est choisi plus grand que la quasi totalité des échos, la condition d'un écart de phase négligeable s'exprime finalement par la formule :

$$N_{fft} \gg F_e \cdot \Delta \quad (3)$$

Si cette condition n'est pas vérifiée, la modulation différentielle doit être réalisée selon l'axe temporel. Dans le chapitre 3, des résultats de simulation seront présentés pour les deux options, ainsi qu'une analyse de leur sensibilité à un écart de fréquence.

### 2.3 Codage et entrelacement

La modulation OFDM n'obtient de bonnes performances dans un canal multitrajet que si elle associée à un codage de canal performant ([5]). Dans le cas d'une transmission par salves, un code en bloc est nécessaire. Nous proposons ici les turbo-codes, qui sont connus pour leurs très bonnes performances à la fois sur canal Gaussien et sur canal de Rayleigh. Deux schémas de turbo-codage par salves ont été évalués dans le contexte Hiperlan2 ([8], [9], [10]).

Le premier schéma consiste en la concaténation de deux codes en bloc classiques (BCH), pour obtenir ce qu'on appelle les turbo-codes en blocs, ou TCB ([2], [3]).

Les codes FOCTC (Frame Oriented Convolutional Turbo Codes, [4]) sont une deuxième possibilité. L'idée initiale est qu'un code convolutif peut être utilisé en mode salve, si l'on peut assurer que l'état du codeur (i.e. le contenu des registres internes) est égal à zéro à la fin de chaque bloc. Dans le cas des FOCTC, cela est obtenu en utilisant un seul codeur convolutif dans lequel les données entrent deux fois, l'une avant et l'une après entrelacement, la loi de ce dernier devant vérifier une contrainte simple.

Les codes FOCTC ont été retenus dans un premier temps pour la suite de cette étude. Des travaux sont en cours pour l'adaptation et l'évaluation des codes TCB dans l'environnement Hiperlan2.

### 3. Résultats de simulation

#### 3.1 Hypothèses de simulation

Le canal multitrajet a été modélisé de manière classique, sous la forme d'un filtre à réponse impulsionnelle finie à coefficients variables. Dans le contexte BRAN ([13]), 18 trajets espacés non régulièrement sont utilisés, la puissance moyenne décroissant de manière exponentielle en fonction du retard. De plus, l'amplitude de chaque coefficient suit une loi de Rayleigh. Afin de limiter la longueur des simulations, le Doppler a été artificiellement augmenté : une vitesse de 30 m/s a été simulée, au lieu des 3 m/s définis par le projet BRAN. Cela n'entraîne ni dégradation ni amélioration des performances, aucun entrelacement temporel long n'étant utilisé contre les évanouissements "plats".

Enfin, le critère de qualité choisi est la probabilité d'erreur paquet (PER, Packet Error Rate).

#### 3.2 Résistance au bruit

Les figures 1, 2, 3 présentent la résistance au bruit des différents systèmes. Le sigle MDF correspond à la modulation différentielle selon l'axe fréquentiel, le sigle MDT selon l'axe temporel. Le nombre d'itérations se rapporte au décodage du turbo-code FOCTC.

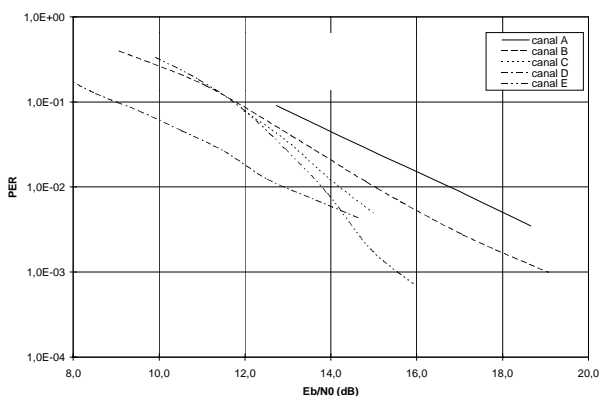


FIG. 1 : MDF, N<sub>fft</sub> = 256, 10 itérations

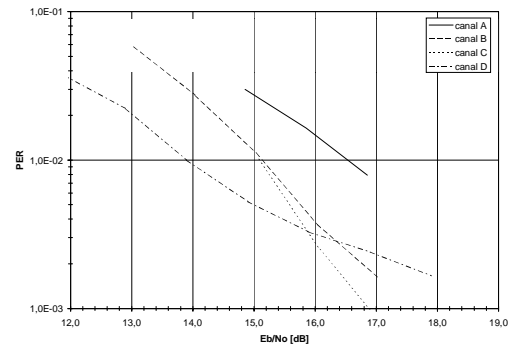


Fig. 2 : MDF, N<sub>fft</sub> = 128, 10 itérations

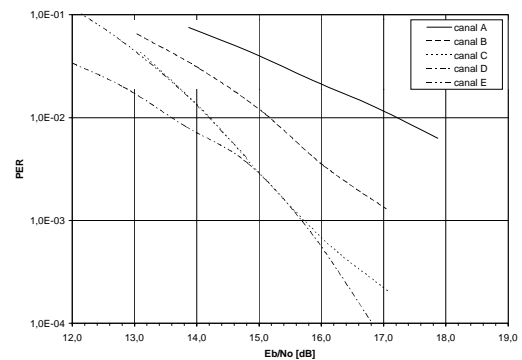


Fig. 3 : MDT, N<sub>fft</sub> = 128, 4 itérations

Les résultats du système MDF, pour 128 porteuses et le canal E, ne sont pas représentés, plus de 20 dB étant nécessaires pour obtenir un PER de 10<sup>-2</sup>. Cela confirme que la modulation fréquentielle n'est envisageable que si l'espacement interporteuse est suffisamment faible.

Sinon, les performances des différents systèmes sont comparables, et mettent en évidence qu'en l'absence d'entrelacement temporel, les résultats sont surtout critiques pour un étalement faible de la réponse impulsionnelle du canal (canal A, phénomène d'évanouissement "plat").

#### 3.3 Sensibilité du système à un écart fréquentiel

Nous testons ici la sensibilité du système à un décalage fréquentiel de l'oscillateur local (défaut de CAF). L'intérêt de cette mesure est qu'elle est un bon indicateur de la sensibilité à toute variation temporelle du canal, bruit de phase ou Doppler par exemple.

Les résultats (figure 4) montrent d'abord que les performances ne sont pas très dépendantes de l'étalement des retards. Ils démontrent surtout (figure 5) que la modulation différentielle selon l'axe fréquentiel (MDF) est beaucoup plus robuste que celle selon l'axe temporel (MDT). Ce résultat, intuitivement évident, peut être confirmé par une analyse théorique simple.

Dans le cas de la MDF, le système ne souffre que d'une perte d'orthogonalité entre les différentes porteuses : le signal supporté par la porteuse k est brouillé par les symboles émis sur les porteuses adjacentes. On montre que le rapport "signal sur interférence" peut être approché par :

$$C/I \approx \text{sinc}(\pi\epsilon)^2 / [1 - \text{sinc}(\pi\epsilon)^2] \approx 3 / (\pi^2 \epsilon^2) \quad (4)$$

où  $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$ ,  $\varepsilon = T_u \cdot \delta f$ , et  $\delta f$  est l'écart fréquentiel. Ainsi, pour 128 porteuses ( $T_u = 6.4 \mu s$ ) et un écart de 15 KHz, on obtient un rapport C/I de 15 dB, correspondant ici à une dégradation des performances entre 2 et 3 dB.

En revanche, la MDT subit en outre un écart de phase  $\Delta\phi$  entre deux symboles COFDM consécutifs, égal à  $2\pi \delta f T_s$ . Pour une modulation QPSK, cela se traduit par une dégradation D des performances, égale à :

$$D = (\cos 2\pi\beta - \sin 2\pi\beta)^2 \quad (5)$$

avec  $\beta = \delta f T_s$ . Cette dégradation est égale à 2.5 dB, pour 128 porteuses ( $T_s = 7.2 \mu s$ ) et un décalage fréquentiel de 5 KHz. Cela indique clairement que l'écart de phase entre deux symboles COFDM consécutifs a d'avantage d'impact que la perte d'orthogonalité. Plus généralement, il apparaît que la sensibilité "bien connue" du COFDM aux variations temporelles du canal dépend beaucoup de la manière dont la démodulation est effectuée.

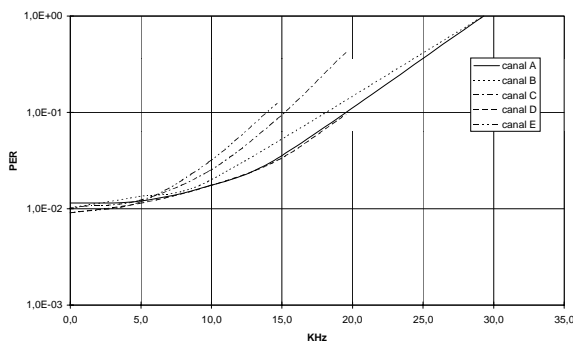


FIG. 4 : décalage fréquentiel, MDF,  $N_{fft} = 256$ , 10 it.

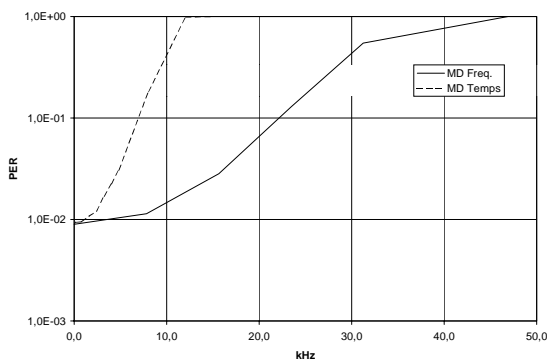


FIG. 5 : décalage fréquentiel, canal C,  $N_{fft} = 128$ , 4 it.

## 4. Conclusion

Les performances de l'OFDM associé à un turbo-code ont été évaluées dans le contexte des réseaux sans fil haut débit du type Hiperlan2. Deux choix différents de paramètres ont été proposés et comparés. De plus, l'intérêt d'utiliser une modulation différentielle selon l'axe fréquentiel a été mis en valeur, pour la simplicité de la démodulation et la résistance aux variations temporelles du canal de transmission et au bruit de phase. Cependant, cette technique n'est utilisable que si le nombre de sous-porteuses est suffisamment important, i.e. si la durée du symbole est suffisamment grande vis-à-vis

des échos du canal. Si les contraintes système ne permettent pas de choisir un symbole aussi long, une modulation cohérente ou une modulation différentielle selon l'axe temporel doivent être préférées.

## Références

- [1] C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima. *Near Shannon limit error-correction coding : Turbo-codes*. In Proc. IEEE ICC'93, Geneva, Switzerland, pp. 1064-1070, May 1993.
- [2] R. Pyndiah, A. Glavieux, A. Picart, S. Jacq. *Near optimum decoding of product codes*. In Proc. of the IEEE Globecom '94 Conference, vol. 1/3, San Francisco, pp. 339-343, Nov.-Dec. 1994.
- [3] R. Pyndiah, P. Combelles, P. Adde. *A very low complexity block turbo decoder for product codes*. Globecom'96, London (UK), Vol. 1, pp 101-105, November 1996.
- [4] C. Berrou, M. Jézéquel. *Frame-oriented convolutional turbo codes*. Elect. Letters, Vol. 32, N° 15, pp. 1362-1364, July 1996.
- [5] R. Lasalle et M. Alard. *Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers*. EBU Review no. 224, pp168-190, August 1987.
- [6] D. Lacroix, D. Castelain & al. *A COFDM air interface for wireless ATM networks (HIPERLAN/2)*. ETSI BRAN internal document N° wg3td33, July 97.
- [7] ACTS MEDIAN consortium. *The MEDIAN physical layer*. ETSI BRAN document N° wg3td48, July 97.
- [8] D. Lacroix, D. Castelain & al. *Channel coding and number of carriers for a COFDM air interface*. ETSI BRAN document N° wg3td85 (or 3FTC0520.doc), October 97.
- [9] *Turbo-coded and block-coded OFDM modem techniques*. Univ. of Southampton, UK, ETSI BRAN document N° wg3td61, September 97.
- [10] N. Chapalain. *Iterative decoding of product codes : block turbo codes*. ETSI BRAN document N° wg3td46, September 97.
- [11] I. Siaud. *Indoor Propagation Channel Simulation for the Performance Evaluation of HIPERLAN Systems*. ETSI BRAN document N° wg3td74, October 97.
- [12] J. Medbo. *Radio Wave Propagation Characteristics at 5GHz with Modelling Suggestions for HIPERLAN/2*. ETSI BRAN document 3ERI074a, January 98.
- [13] J. Medbo. *Channel Models for HIPERLAN/2 in Different Indoor Scenarios*. ETSI BRAN document 3ERI085b, March 98.
- [14] D. Lacroix, D. Castelain. *Performances of a COFDM based physical layer for Hiperlan/2*. ETSI BRAN document N° FTC091a, July 98.
- [15] D. Lacroix. *Comments on COFDM parameters*. ETSI BRAN document N° HL11FTC3a, Oct. 98.
- [16] ETS 300 744. *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television (DVB-T)*. March 1997.