

# COMPARAISON DES APPROCHES MULTIPORTEUSE ET MONOPORTEUSE POUR LA DIFFUSION NUMERIQUE TERRESTRE

Michel PECOT

THOMSON BROADCAST SYSTEMS  
Avenue de Belle Fontaine, 35510 CESSON-SÉVIGNÉ

## RESUME

Les techniques OFDM et monoporteuse sont 2 candidates potentielles pour l'introduction d'un service numérique de diffusion terrestre de télévision. On montre dans cette contribution qu'en environnement multi-trajet, avec des échos forts (canaux portables) et/ou avec un fort niveau d'interférences co-canal (canaux tabous) la solution OFDM doit être préférée.

## ABSTRACT

OFDM and single carrier techniques are two potential candidates for the introduction of digital terrestrial TV broadcasting. It is shown in this contribution that for operation in a multipath environment with powerful echos (portable channel) and/or with a high level of co-channel interference (taboo channel), the OFDM solution should be preferred.

## 1 - INTRODUCTION

Les techniques numériques de modulation sont maintenant bien connues et ont fait récemment leur apparition dans des systèmes opérationnels de diffusion, par satellite et par câble pour la télévision, sur canal hertzien vers les mobiles pour l'audio (système DAB [1]). Le projet européen RACE dTTb (Digital Terrestrial Television Broadcasting) a quant à lui pour objectif de définir et normaliser un système de diffusion numérique terrestre de télévision en réception fixe et portable, pouvant fonctionner sur réseaux conventionnels ou monofréquences [2,3].

Les principales contraintes de définition du système recouvrent les aspects suivants :

- débits variables, de 6 à 25 Mbit/s (canal de 8 MHz),
- environnement multi-trajet, avec des échos puissants en réception portable, et très longs sur réseau monofréquence,
- opération dans les canaux tabous, avec un très fort niveau d'interférences (co-canal PAL/SECAM notamment),
- maximisation de la zone de couverture (limitation du backoff de l'émetteur et minimisation du rapport signal à bruit nécessaire en réception pour obtenir le taux d'erreur souhaité).

Deux grandes familles de solutions peuvent être envisagées pour le choix d'un tel système : l'approche classique monoporteuse (par filtrage de Nyquist), et une approche multiporteuse à porteuses orthogonales, à base de FFT (OFDM). Ces 2 techniques diffèrent essentiellement par leur distribution de l'information transmise dans le plan temps-fréquence. Dans l'approche monoporteuse, chaque symbole élémentaire d'information occupe toute la bande spectrale disponible sur un intervalle de temps minimal, tandis que l'OFDM alloue à chaque information élémentaire une petite fraction de cette bande sur une durée plus importante. Des solutions intermédiaires à base de bancs de filtres sont également à l'étude, mais elles n'ont pas montré d'intérêt très net jusqu'à maintenant.

Le projet dTTb s'est rapidement orienté vers la solution OFDM, en se basant sur des résultats antérieurs démontrant son bon comportement et sa robustesse en environnement

multi-trajet. Toutefois, aucune analyse comparative complète avec l'approche monoporteuse, et reflétant des conditions opérationnelles équivalentes, n'était disponible, ni chez les partenaires du projet, ni dans la littérature, pour valider ce choix. L'objet de cette communication est de présenter les principaux résultats des comparaisons effectuées entre les 2 systèmes dans le cadre du projet. Elles portent sur 3 points :

- leur comportement en environnement multi-trajet,
- les effets des distorsions non linéaires provoquées par l'amplification de puissance à l'émission,
- leur comportement en présence de bruit impulsif, de bruit de phase (bruit d'OL), et d'interférences de type co-canal et canal adjacent (CCI et ACI).

On montrera ainsi que l'OFDM est bien la meilleure candidate pour l'introduction d'un service de diffusion numérique terrestre.

## 2 - DEFINITION DES SIGNAUX

On rappelle brièvement dans ce paragraphe les définitions des signaux transmis pour chacun des 2 systèmes multiporteuse (MC) et monoporteuse (SC).

Un symbole du signal MC est défini par N sous-porteuses orthogonales réparties uniformément dans la bande B et portant les informations à transmettre (points de la constellation). A la cadence d'échantillonnage minimale  $f_s=B$ , chaque symbole a une durée utile  $T_u = N/B$ , à laquelle il convient d'ajouter la durée  $T_g$  de l'intervalle de garde, dont l'objet est d'absorber les échos et qui peut être défini par périodisation du symbole utile. Notant  $T_s=T_u+T_g$  la durée totale d'un symbole,  $\Delta f=B/N$  l'écart entre porteuses et  $c_{i,k}$  le point complexe émis sur la porteuse k du symbole i, le signal MC s'écrit en bande de base :

$$x_{MC}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_{MC_i}(t-i.T_s)$$

$$\text{avec: } x_{MC_i}(t) = \text{rect}_{[-T_g, T_g]}(t) \sum_{k=0}^{N-1} c_{i,k} e^{2\pi j.k.\Delta f.t}$$

La propriété d'orthogonalité permet de déduire que la



démodulation optimale sur canal gaussien (AWGN) consiste à effectuer une FFT du signal reçu après synchronisation à la fin de l'intervalle de garde de chaque symbole, puis à rechercher le point de la constellation le plus proche.

A l'opposé, la modulation monoporteuse alloue à chaque symbole la totalité de la bande disponible sur un intervalle de temps minimal. En bande de base, le signal SC s'écrit :

$$x_{sc}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k h_e(t - k/f_c)$$

où  $c_k$  est le point de la constellation émis et  $h_e$  le filtre de mise en forme du signal. Le démodulateur optimal sur canal AWGN consiste, après synchronisation, à filtrer le signal reçu par le filtre adapté  $h_e^*(-t)$ , à échantillonner la sortie à la cadence  $f_c$ , pour donner les points démodulés :

$$y_k = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n h_T((k-n)/f_c)$$

puis à rechercher pour chaque  $y_k$  le point de la constellation le plus proche.  $h_T(t) = h_e(t) * h_e^*(-t)$  désigne le filtre de transmission global, qui doit obéir au critère de Nyquist ( $h_T(k/f_c) = 0$  pour  $k \neq 0$ ) pour éliminer toute interférence inter symbole.

### 3 - COMPORTEMENT EN ENVIRONNEMENT MULTI TRAJET

La répartition fréquentielle de l'information transmise rend la solution MC beaucoup mieux adaptée aux canaux sélectifs en fréquence que la solution SC, en particulier sur les canaux critiques (échos forts) : réseau monofréquence, canal portable. Elle doit toutefois être associée à une stratégie appropriée de codage de canal et d'entrelacement.

En admettant qu'un intervalle de garde de durée supérieure à l'écho le plus long soit inséré avant chaque symbole, la porteuse d'indice  $k$  du symbole  $i$  s'écrit après FFT (synchronisation et récupération de porteuse parfaites) :

$$y_{i,k} = H_k c_{i,k} + b_{i,k}$$

où  $H_k$  désigne la réponse du canal (supposé stationnaire) à la fréquence  $k\Delta f$ , et  $b_{i,k}$  le bruit additif gaussien de variance  $\sigma_b^2$ . En pratique  $\sigma_b^2$  est constant sur l'ensemble des porteuses (bruit blanc), sauf en présence d'un signal interférent, où sa variation reflète alors la dsp de ce signal. L'égalisation du canal se ramène donc à une simple multiplication scalaire des signaux  $y_{i,k}$ . Selon le critère retenu, le coefficient multiplicateur peut être pris égal à  $1/H_k$  (critère du "zero-forcing") ou à  $H_k^*/(|H_k|^2 + \sigma_b^2/\sigma_c^2)$  (critère MMSE,  $\sigma_c^2$  désignant la puissance de la constellation émise). La réponse du canal ( $H_k$ ) peut être estimée par interpolation temps-fréquence, à partir d'un ensemble de porteuses pilotes judicieusement disposées dans les symboles transmis.

Quel que soit le critère retenu, l'égalisation vient amplifier le bruit sur les porteuses tombant dans les évanouissements du canal (l'effet est moindre néanmoins avec le critère MMSE). Par suite, la règle du maximum de vraisemblance recherchant le point le plus proche de la constellation conduit généralement à une décision erronée sur ces porteuses, et dégrade considérablement le taux d'erreur.

En conséquence, pour que la solution MC fournisse des

performances acceptables sur canal sélectif il faut lui adjoindre un codage de canal et un entrelacement fréquentiel appropriés. Une solution consiste à utiliser un code convolutif et un entrelacement pseudo-aléatoire au niveau binaire, qui vient préalablement disperser les bits erronés (évanouissements du canal) à l'entrée du décodeur de Viterbi. Les métriques du canal) sont par ailleurs pondérées par les quantités  $|H_k|^2 \sigma_c^2 / \sigma_b^2$ , qui permettent d'attribuer une plus faible confiance aux données affectées par les évanouissements (ou par un fort niveau d'interférences).

Dans le cas d'une modulation SC, le signal s'écrit en sortie du filtre de réception :

$$y_k = \sum_n h_n c_{k-n} + b_k$$

où  $h_k$  désigne la réponse impulsionnelle du canal, et  $b_k$  le bruit de variance  $\sigma_b^2$ . L'égalisation optimale selon le critère MMSE consiste à filtrer  $y_k$  par le filtre adapté  $g_k$  défini par  $G(f) = H^*(f) / (|H(f)|^2 + \sigma_b^2/\sigma_c^2)$ .

En pratique, ce filtre optimal est approximé par un filtre récursif avec ou sans décision dans la boucle, dont les coefficients sont adaptés par un algorithme du gradient. L'utilisation d'une partie récursive permet une inversion exacte du canal; en contrepartie le processus de mise à jour de ses coefficients peut la rendre instable (notamment en présence d'échos forts). Cependant la structure DFE (décision dans la boucle) vient limiter ces instabilités.

A l'opposé, dans le cas SC, les évanouissements fréquentiels du canal ne génèrent plus d'amplification sélective du bruit sur les données puisque l'égaliseur travaille dans le domaine temporel. Sans codage, cette solution va donc fournir des performances bien meilleures. Toutefois, sur des canaux critiques, celles-ci restent encore insuffisantes, et une stratégie de codage doit être envisagée. Mais alors aucune information de confiance décrivant le contenu fréquentiel des données en entrée du décodeur de Viterbi ne peut plus être élaborée, puisque l'on est dans le domaine temporel. C'est là le point faible de l'approche SC et ce qui en limite l'intérêt sur canal sélectif.

Une façon de contourner le problème consisterait à mettre en oeuvre l'égalisation et le codage dans le domaine fréquentiel [4]. On retomberait alors sur une solution conceptuellement équivalente à la solution MC (donc avec des performances comparables), mais d'une complexité prohibitive pour une application de diffusion : 2 FFTs contre 1 à l'émission, mais aussi et surtout en réception.

Les développements précédents sont illustrés sur la figure 1 décrivant le rapport  $E_b/N_0$  nécessaire pour obtenir un taux d'erreur de  $10^{-4}$  sur un canal formé d'un trajet direct et d'un écho d'atténuation variable. Ce canal est supposé connu du récepteur et idéalement égalisé (égaliseur récursif DFE pour le système SC, intervalle de garde et égalisation scalaire fréquentielle pour le système MC, avec inversion parfaite du canal). L'efficacité spectrale est de 4 bit/Hz : 16 QAM non codée, ou 64 QAM codée 2/3 (code 1/2 [133,171] poinçonné). Les résultats confirment que la solution MC n'est pas utilisable sans codage sur canal sélectif, dès que la puissance des échos perturbateurs est supérieure à -16 dB.

Ces simulations ont aussi mis en évidence l'intérêt de la



structure DFE, sans laquelle le système SC est inutilisable pour une puissance d'écho supérieure à -2 dB. D'autre part, pour les échos forts (-5 dB et plus), le codage dégrade les performances de ce système. Ceci provient sans doute du niveau de bruit en sortie d'égalisation qui devient alors trop important, les codes convolutifs étant rapidement dépassés à faible SNR.

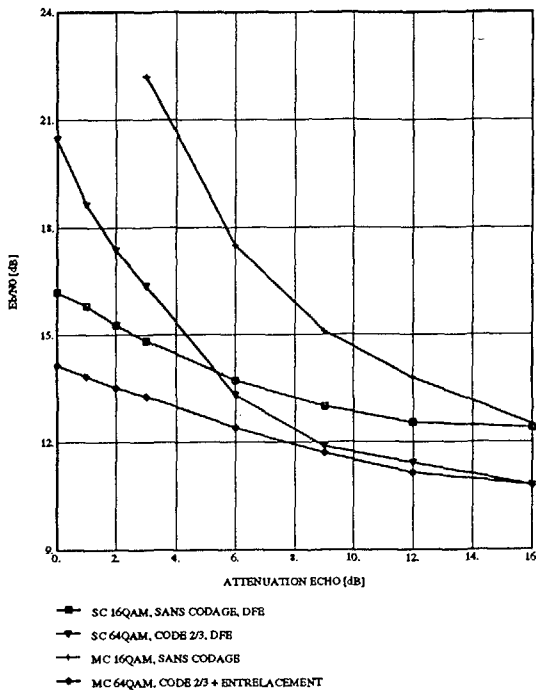


Figure 1 : Comparaison MC/SC - 4 bit/Hz

Du point de vue opérationnel, la comparaison MC/SC doit néanmoins être faite avec codage. Dans ces conditions, les 2 systèmes démontrent des performances équivalentes pour des échos de puissance inférieure à -9 dB, mais au delà la solution MC est toujours nettement plus performante, le gain atteignant 6.5 dB pour un écho à 0 dB. Ces gains sont résumés dans le tableau ci-dessous, où ont également été ajoutés les résultats à 2 bit/Hz.

Niveau Echo (dB)	-9	-6	-3	-2	-1	0
Gain MC (2 bit/Hz)	~0	1.3	3	4	5	6
Gain MC (4 bit/Hz)	~0	1	3	3.8	4.8	6.5

Un autre avantage de l'approche MC est sa robustesse en présence d'échos plus longs que ses capacités d'égalisation. Par exemple, la dégradation des performances est de l'ordre de 1.7 dB avec un écho à 0 dB situé à 4 échantillons hors de l'intervalle de garde, alors que dans des conditions semblables (écho 4 échantillons au delà de la partie récursive de l'égaliseur) le système SC ne fonctionne plus dès que la puissance de l'écho dépasse -12 dB.

Des simulations complémentaires sur des profils de canaux plus réalistes ont confirmé ces conclusions : tant que le canal est peu critique (facteur de Rice supérieur à 10 dB environ) les systèmes MC et SC ont des comportements équivalents, par contre, dès que les échos deviennent trop puissants (canaux portables notamment), le système SC ne peut plus fournir une qualité de transmission suffisante, tandis que le système MC continue de donner des résultats acceptables.

#### 4 - COMPORTEMENT AVEC INTERFERENCES

Une des exigences fortes pour l'introduction d'un système de diffusion numérique est liée à sa capacité à fonctionner sur les canaux tabous, en présence d'un fort niveau d'interférences co-canal (CCI). Là encore, du fait de la répartition fréquentielle de l'information transmise, la solution MC (avec codage) se révèle pouvoir supporter des niveaux de CCI de l'ordre de 20 dB supérieur à la solution SC équivalente.

Considérons le signal interférent PAL dont la DSP est décrite figure 2, et reprenons les 2 systèmes du §3 avec une efficacité spectrale de 2 bit/Hz (16QAM, code 1/2). Les courbes de taux d'erreur en fonction du rapport signal à interférence C/I (bruit gaussien supposé nul, et canal réduit au trajet direct) données figure 3 montrent avec évidence la supériorité du système MC.

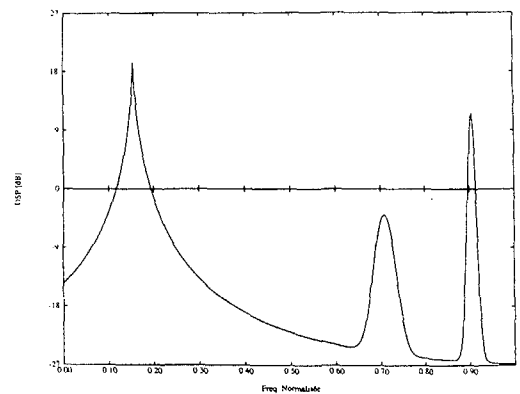


Figure 2 : DSP de l'interférence co-canal PAL

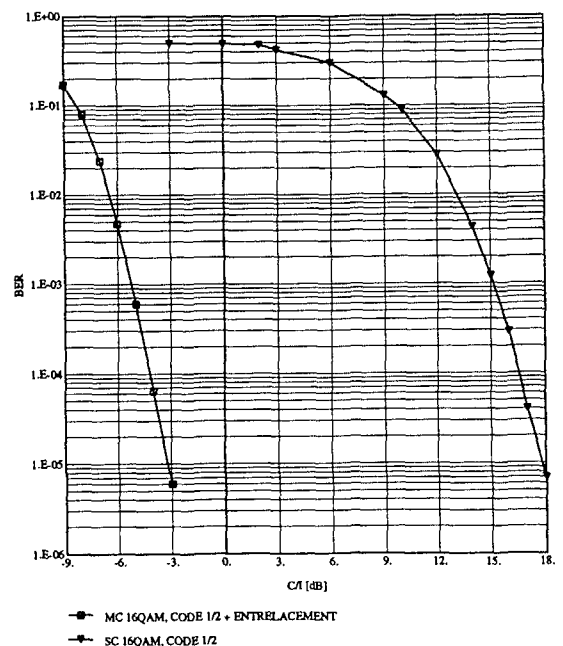


Figure 3 : Systèmes MC et SC avec interférence co-canal

Les deux systèmes ont par contre un comportement équivalent vis à vis des interférences canal-adjacent (ACI), et des solutions consistant à augmenter la cadence d'échantillonnage en réception peuvent être utilisées efficacement pour les combattre. Néanmoins, du fait de sa capacité d'extinction de porteuses sur les bords du spectre, l'approche MC peut sembler un peu mieux adaptée.

En ce qui concerne le bruit impulsif, le système MC est a



priori moins sensible, puisque les impulsions temporelles sont étalées en fréquence. Cependant avec codage et entrelacement temporel, la solution SC devient plus performante.

Enfin, vis à vis du bruit de phase (bruit d'OL et jitter résiduel de récupération de porteuse), des simulations avec un modèle de tuner grand public ont montré que, même avec un nombre élevé de porteuses (8K), le système MC était un peu moins sensible que le système SC, la dégradation restant faible dans les 2 cas, de l'ordre de 0.5 dB à  $10^{-4}$ .

## 5 - EFFETS DES DISTORSIONS NON LINEAIRES

Le point faible de l'approche MC est lié à la dynamique importante du signal transmis, qui le rend très sensible aux distorsions non linéaires introduites dans les étages d'amplification de l'émetteur.

On peut limiter les effets de ces non-linéarités sur le taux d'erreur, en se plaçant en recul par rapport au point de fonctionnement nominal de l'amplificateur, de façon à n'utiliser que la partie linéaire de la caractéristique, ce qui revient à limiter la puissance d'émission. On parle alors du backoff de sortie (OBO) de l'émetteur. On peut également utiliser une technique de prédistorsion numérique, cherchant à inverser la caractéristique de l'amplificateur dans sa partie bijective. Idéalement cette technique fournit une caractéristique équivalente linéaire jusqu'à un point de saturation, par rapport auquel l'OBO est ensuite défini.

C'est dans ces conditions de prédistorsion idéale que l'on se place maintenant. L'OBO doit alors être choisi de façon à minimiser la dégradation totale TD, définie par :

$$TD = SNR_{NL} + OBO - SNR_G \text{ (dB)}$$

où  $SNR_{NL}$  est le rapport signal à bruit nécessaire en réception pour obtenir le taux d'erreur désiré, et  $SNR_G$  la quantité équivalente en l'absence de non-linéarité.

Le tableau suivant donne les valeurs minimales de TD au taux d'erreur de  $10^{-4}$  (OBO réglé sur sa valeur optimale) pour les 2 systèmes MC et SC dans différentes configurations : 4QAM, 16QAM, 64QAM, avec et sans codage (code convolutif de rendement 1/2). Les résultats concernant le système MC sont indépendants du nombre de porteuses dès lors que celui-ci est supérieur à 16. D'autre part, pour le système SC, on a considéré un filtre de Nyquist de coefficient de roll-off 0.3, sachant qu'une valeur plus faible a tendance à accroître TD.

Les résultats sont conformes à ce que l'on pouvait attendre, en faveur du système SC. Sans codage, le gain en faveur de la solution SC varie de 1.7 dB (64QAM) à 3.3 dB (4QAM). Cependant, l'addition d'un codeur de canal à la chaîne de transmission (et pratiquement un tel codeur est nécessaire pour la diffusion terrestre) permet de limiter la dégradation apportée par l'approche MC à 1.8 dB environ, ce qui est tout à fait acceptable si l'on considère les résultats des paragraphes précédents.

	TD SC	TD MC	GAIN SC
4 QAM Non Codée	1. dB	4.27 dB	3.27 dB
4 QAM Code 1/2	0.32 dB	2.2 dB	1.88 dB
16 QAM Non Codée	3.83 dB	6.28 dB	2.45 dB
16 QAM Code 1/2	2.50 dB	4.10 dB	1.6 dB
64 QAM Non Codée	5.14 dB	7.41 dB	2.27 dB
64 QAM Code 1/2	3.7 dB	5.4 dB	1.7 dB

## 6 - CONCLUSION

Cette contribution a permis de montrer que l'approche multiporteuse OFDM est bien la meilleure candidate pour l'introduction d'un service de diffusion numérique terrestre de télévision.

En effet, même si la solution monoporteuse est moins sensible aux distorsions non linéaires (la différence est de l'ordre de 1.8 dB avec prédistorsion et codage de canal), elle ne fournit pas une qualité de transmission suffisante sur des canaux portables, en présence d'échos forts ou d'interférences co-canal, qui sont parmi les contraintes fortes pour l'introduction d'un service numérique. Associée à une stratégie appropriée de codage de canal et d'entrelacement fréquentiel, l'OFDM démontre un gain pouvant aller jusqu'à 6 dB et plus vis à vis de la solution monoporteuse sur canal sélectif en fréquence. Qui plus est, sur certains canaux critiques, une transmission monoporteuse est tout simplement impossible à établir. Par ailleurs, en présence d'interférences co-canal PAL/SECAM, l'OFDM peut accepter un rapport de protection C/I de l'ordre de 20 dB inférieur à un système monoporteuse équivalent.

## 7 - REFERENCES

- [1] B. Le Floch, R. Lassalle, D. Castelain, "Digital sound broadcasting for mobile receivers", IEEE Trans. Consumer Electronics, Aug 1989.
- [2] P. Pirat, "Etudes et développements en modulation numérique en Europe : le projet dTTb", Journées SEE, Dec. 1994, CCETT, Rennes.
- [3] P de Bot, B. Le Floch, V. Mignone, H.D. Schütte, "An overview of the modulation and channel coding schemes developed for digital terrestrial television broadcasting within the dTTb project", IBC, May 1994, Amsterdam.
- [4] H. Sari, G. Karam, I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting", IEEE Communications Magazine, Feb. 1995.

### Remerciements :

L'auteur remercie l'ensemble des partenaires dTTb/M3 pour leur collaboration fructueuse qui a permis d'élaborer l'ensemble des résultats résumés dans cette contribution. Ces partenaires sont : Barco, CCETT, DLR, DTB-TCE, EBU, EPFL, Franco-Polish School, FI DBPT, FUB, Integan, IRT, Italtel, ITC, LEP, NTL, Philips, PKI, Polit. di Torino, RAI, Retevision, Seleco, TBS, Telekom Denmark, Univ Madrid, Univ Padova.