



# Le pourquoi et le comment du COFDM

**J.H. Stott**

*Département Recherche et Développement de la BBC*

***Le COFDM est un type de modulation particulièrement bien adapté aux besoins de la radiodiffusion par voie de Terre. Il s'accommode de niveaux élevés de propagation par trajets multiples et d'une gamme étendue de retards entre signaux reçus. Cette particularité débouche sur le concept des réseaux SFN, dans lesquels le même signal est acheminé sur la même fréquence par de nombreux émetteurs générant ainsi une situation par trajets multiples artificiel. Le COFDM réagit bien également aux brouillages de même canal en bande étroite des porteuses des services analogiques existants.***

***Le COFDM a été choisi pour deux nouvelles normes de radiodiffusion : la DAB et la DVB-T, qui ont toutes deux été optimisées pour leurs applications respectives. Elles comportent aussi des options permettant de satisfaire à des exigences particulières.***

***Les résultats exceptionnels du COFDM en matière de trajets multiples et de brouillages ne sont possibles que si on choisit avec soin les paramètres et la manière dont on applique le codage de correction d'erreurs directe.***

## 1. Introduction

Il y a longtemps que les radiodiffuseurs utilisent les techniques numériques pour produire, distribuer et conserver leurs programmes. Ils leur ont également confié des rôles de support pour la radiodiffusion proprement dite : télétexte et son numérique (NICAM) en télévision et système de radiodiffusion de données (RDS) en radio MF. Toutes ces techniques utilisent des formes relativement classiques de modulation numérique.



La radiodiffusion par voie de Terre, radio et télévision, entre maintenant dans une ère nouvelle. Les signaux audio et vidéo principaux eux-mêmes seront désormais diffusés en numérique. L'ETSI a normalisé pour la DAB [1] et la DVB-T [2] des systèmes, utilisés en Europe et ailleurs, conçus en fonction de leurs conditions d'utilisation.

- ⇒ La DAB (contrairement à ses prédécesseurs la MA et la MF) a été conçue pour répondre aux exigences de la réception dans des véhicules en mouvement, et en particulier pour traiter le problème des trajets multiple qui ici varie avec le temps.
- ⇒ La DVB-T nécessite quand à elle une capacité de données plus grande que la DAB. La réception mobile n'est pas essentielle mais la résistance à la réception par trajets multiples est cruciale du fait de l'utilisation très répandue d'antennes TV intérieures.

Un nouveau type de modulation, la COFDM a donc été choisi pour les deux systèmes. Cependant certains détails différents et des choix appropriés de paramètres ont été opérés afin de répondre à leurs exigences spécifiques. La DAB et la DVB-T sont des systèmes relativement souples.

En COFDM, les données sont modulées en MRF sur un grand nombre de porteuses. La COFDM est particulièrement bien adaptée aux chaînes hertziennes grâce à ses caractéristiques principales :

- ⇒ son *orthogonalité* (le "O" de COFDM) ;
- ⇒ la présence d'un *intervalle de garde* ;
- ⇒ l'utilisation du *codage d'erreurs* (le "C" de COFDM), de *l'entrelacement* et d'*informations sur l'état de la voie* (CSI).

Cet article se propose d'expliquer ces différentes caractéristiques et leur raison d'être.

### Abréviations

<b>C/N</b>	Rapport porteuse/bruit	<b>MDPQ</b>	Modulation par déplacement de phase quadrivalente
<b>COFDM</b>	Multiplex par division de fréquence orthogonale codée	<b>MRF</b>	Multiplex par répartition en fréquence
<b>CSI</b>	Information d'état du canal	<b>NICAM</b>	Compression-expansion et multiplexage quasi-instantané
<b>CW</b>	Onde porteuse	<b>OFDM</b>	Multiplex par division de fréquence orthogonale
<b>DAB</b>	Radiodiffusion sonore numérique	<b>R-S</b>	Reed-Solomon
<b>DVB</b>	Radiodiffusion vidéo numérique	<b>RDS</b>	Système de radiodiffusion de données
<b>DVB-T</b>	DVB par voie de Terre	<b>SC</b>	Porteuse unique
<b>ETSI</b>	<i>European Telecommunication Standards Institute</i>	<b>SFN</b>	Réseau à fréquence unique
<b>ICI</b>	Brouillage interporteuse	<b>S/B</b>	Rapport signal/bruit
<b>ISI</b>	Brouillage intersymbole	<b>TEB</b>	Taux d'erreur binaire
<b>MAQ 16</b>	Modulation d'amplitude en quadrature à 16 états	<b>TES</b>	Taux d'erreur de symbole
<b>MAQ 64</b>	Modulation d'amplitude en quadrature à 64 états	<b>TFD</b>	Transformée de Fourier discrète
<b>MDPB</b>	Modulation par déplacement de phase bivalente	<b>TFR</b>	Transformée de Fourier rapide

## 2. Pourquoi des porteuses multiples ?

L'utilisation de porteuses multiples résulte de la présence de niveaux importants de trajets multiples.

Examinons par exemple la modulation d'une porteuse par des informations numériques. A chaque symbole, on transmet la porteuse avec une phase et une amplitude particulières, choisies dans la constellation utilisée. Un symbole donné achemine un certain nombre de bits d'informations, égal au logarithme (en base 2) du nombre d'états différents dans la constellation.

Imaginons maintenant que ce signal est reçu selon deux trajets, avec un retard relatif entre eux. Si on prend le symbole transmis  $n$  comme exemple, le récepteur s'efforcera de démoduler les données envoyées dans ce symbole en examinant toutes les informations reçues (directement ou avec un retard) par rapport à ce symbole  $n$ .

Lorsque le retard relatif est *supérieur* à une période de symbole (*figure 1, à gauche*), le signal transmis sur le second trajet agit uniquement comme un brouillage, puisqu'il n'achemine que des informations appartenant à un ou plusieurs symbole(s) précédent(s). Un tel *brouillage intersymbole* (ISI) implique que le signal retardé ne peut avoir qu'un niveau très faible (le niveau exact dépendant de la constellation utilisée et de la perte de marge de bruit acceptable).

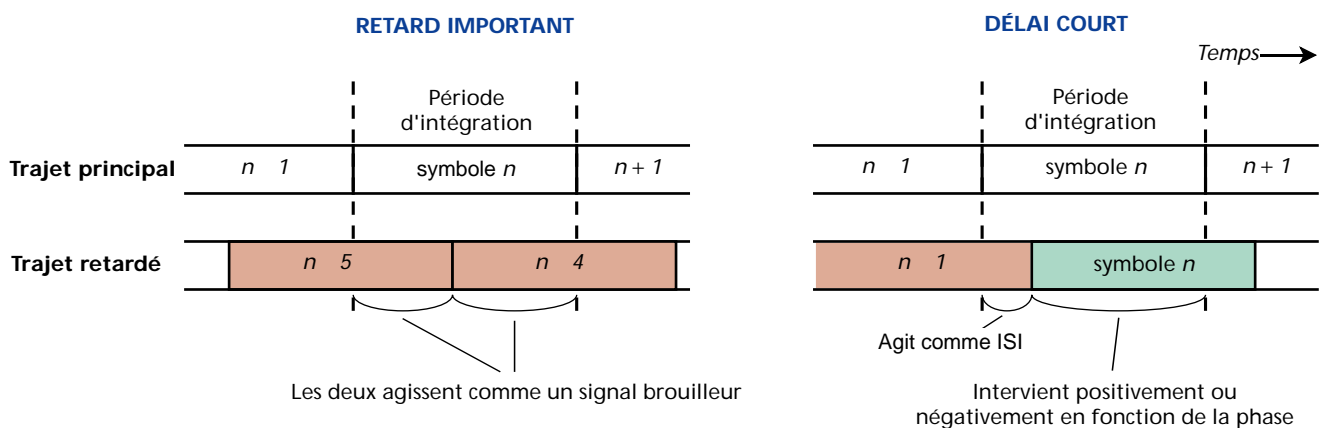


Figure 1

Comment un trajet retardé induit un brouillage inter-symbole (exemple avec deux retards différents).

Lorsque le retard relatif est *inférieur* à une période de symbole (*figure 1, à droite*), seule une partie du signal transmise sur ce trajet agit comme un brouillage, puisqu'elle n'achemine que des informations appartenant au symbole précédent. Le reste achemine des informations du symbole utile, mais peut s'ajouter de manière constructive ou destructive aux informations du trajet principal.

Il s'ensuit que pour répondre à un niveau non négligeable des signaux retardés, il faut réduire le débit de symboles pour que la gamme des retards (entre le premier trajet reçu et le dernier) ne représente qu'une partie minime de la période de symbole. Les informations susceptibles d'être acheminées par une porteuse unique sont dès lors limitées en cas de trajets multiples. Si une porteuse ne peut transporter le débit de symboles nécessaire, on arrive tout naturellement à diviser ce débit de données élevé en plusieurs flux parallèles de débit moins élevé, acheminés chacun par sa propre porteuse. Leur nombre peut être élevé. Il s'agit d'une forme de MRF, première étape vers la COFDM.



Même lorsque le retard est inférieur à une période de symbole, il reste un certain niveau de brouillage intersymbole à imputer au symbole précédent. On peut le supprimer si la période de transmission d'un symbole est plus longue que la période d'intégration du signal dans le récepteur. C'est là le premier argument en faveur de l'addition d'un *intervalle de garde*. (Nous y reviendrons bientôt).

### 3. Orthogonalité et utilisation de la TFD/TFR

#### 3.1. Orthogonalité

L'utilisation d'un très grand nombre de porteuses est une perspective presque effrayante : *il faut sûrement beaucoup de modulateurs / démodulateurs et de filtres?* Il faut aussi davantage de largeur de bande. Il est heureusement simple de résoudre ces deux problèmes en spécifiant un espacement rigoureusement régulier de  $f_u = 1/T_u$  entre les porteuses, où  $T_u$  est la période (utile ou active) du symbole pendant laquelle le récepteur intègre le signal démodulé. Les porteuses forment alors ce que les mathématiciens appellent un *ensemble orthogonal*.

La  $k^{\text{ème}}$  porteuse (en bande de base) peut s'écrire sous la forme

$$\psi_k(t) = e^{jk\omega_u t}$$

où,  $\omega_u = 2\pi/T_u$  et où les porteuses doivent satisfaire la condition d'orthogonalité

$$\int_{\tau}^{\tau+T_u} \psi_k(t) \psi_l^*(t) dt = 0, \quad k \neq l$$

$$= T_u, \quad k = l$$

Plus intuitivement, je dirais qu'il s'agit là de la procédure commune de démodulation d'une porteuse consistant à la multiplier par une porteuse<sup>1</sup> de *même* fréquence (en générant un battement de fréquence zéro), puis à intégrer le résultat. Toutes les autres porteuses donneront des battements qui se situent à des multiples entiers de  $\omega_u$ . Tous ces battements (brouilleurs) ont un nombre entier de cycles pendant la période d'intégration  $T_u$ . Ils intègrent donc à zéro.

Sans filtrage<sup>2</sup> « explicite », nous pouvons démoduler séparément toutes les porteuses sans aucune diaphonie mutuelle, simplement en choisissant leur espacement. En outre, nous ne gaspillons pas de spectre. Les porteuses sont tassées de manière à occuper en tout la même largeur de spectre qu'une seule porteuse modulée avec toutes les données et filtrée avec un filtre idéal.

#### 3.2. Préservation de l'orthogonalité

Dans la pratique, les porteuses sont modulées par des nombres complexes qui changent d'un symbole à l'autre. Si la période d'intégration porte sur deux symboles (cas des trajets retardés de la *figure 1*), on aura non seulement un brouillage ISI à l'intérieur de la même porteuse, mais

1. En fait une conjuguée complexe, correspondant au processus standard de démodulation en quadrature I-Q.
2. En fait, le processus « d'intégration et décharge » peut lui-même être considéré comme équivalent à un filtre à fonction de synchronisation sinc ( $\omega\omega_u$ ), dans lequel toutes les porteuses ont une valeur nulle, sauf la porteuse utile.



aussi un ICI. En effet, les battements provenant des autres porteuses ne peuvent plus intégrer à zéro si leur phase ou leur amplitude varient pendant la période. Pour éviter ce phénomène, on ajoute un intervalle de garde pour garantir que toutes les informations intégrées viennent du même symbole *et* apparaissent constantes pendant sa durée.

La *figure 2* illustre l'adjonction d'un intervalle de garde. La période du symbole est prolongée de manière à être supérieure à la période d'intégration  $T_u$ . Toutes les porteuses étant cycliques à l'intérieur de  $T_u$ , il en va de même pour l'ensemble du signal modulé. Le segment ajouté au début du symbole pour former l'intervalle de garde est donc identique au segment de même longueur à la fin du symbole. Tant que le retard d'un trajet par rapport au trajet principal (le plus court) est inférieur à l'intervalle de garde, les composantes du signal à l'intérieur de la période d'intégration viennent toutes du même symbole : le critère d'orthogonalité est satisfait. Les brouillages ICI et ISI ne se produisent que lorsque le retard relatif est plus long que l'intervalle de garde.

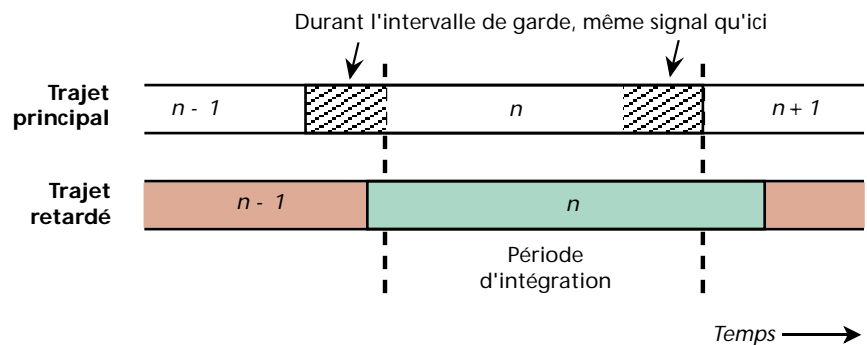


Figure 2  
L'adjonction d'un intervalle de garde.

La longueur de l'intervalle est choisie de manière à correspondre au niveau de trajets multiples prévu. Elle ne devrait pas représenter une trop grande partie de  $T_u$ , pour ne pas sacrifier trop de capacité en données (et de rendement spectral). Pour la DAB, on utilise un intervalle de garde d'environ<sup>3</sup>  $T_u/4$  ; la DVB-T comporte davantage d'options, la plus grande étant  $T_u/4$ . Pour accepter des retards très longs (comme pour les « trajets multiples artificiels » d'un réseau SFN),  $T_u$  doit donc être étendue, couvrant des centaines, voire des milliers de porteuses.

Les trajets représentés *figure 2* peuvent s'ajouter de manière constructive ou destructive. En fait, il est possible de montrer que le signal démodulé à partir d'une porteuse donnée est très similaire au signal émis : il est simplement multiplié par la réponse en fréquence équivalente de la voie (à propagation par trajets multiples) sur la même fréquence porteuse<sup>4</sup>.

De nombreux autres éléments peuvent entraîner une perte d'orthogonalité donc un brouillage ICI : erreurs dans l'oscillateur local (OL) ou dans les fréquences d'échantillonnage du récepteur, bruit de phase dans l'OL [3, 4]. En pratique, si on fait attention on peut maintenir leurs effets dans des limites acceptables.

3. Précisément  $63T_u/256 \approx 0,246T_u$ .

4. Pour les forts en maths, l'adjonction de l'intervalle de garde a transformé le processus normal de "convolution du signal avec la réponse impulsionnelle de la voie" en une *convolution circulaire* qui correspond à la multiplication des coefficients fréquentiels de la TFD.





### 3.3. Utilisation de la TFR

Après avoir échappé à des milliers de filtres grâce à l'orthogonalité, passons maintenant à la mise en œuvre des porteuses de démodulation et de tous les multiplicateurs et intégrateurs.

Dans la pratique, nous travaillons sur le signal reçu sous forme échantillonnée (naturellement au-dessus de la limite de Nyquist). Le processus d'intégration devient alors une simple sommation, et l'ensemble de la démodulation prend une forme identique à une transformée de Fourier discrète (TFD). Heureusement, nous disposons de réalisations efficaces de la transformée de Fourier rapide (TFR) (on trouve déjà les circuits intégrés), ce qui nous permet de réaliser relativement facilement des équipements COFDM de laboratoire. Les versions communes de la TFR fonctionnent sur un groupe de  $2^M$  échantillons temporels (correspondant aux échantillons pris dans la période d'intégration) et donnent le même nombre de coefficients fréquentiels. Ceux-ci correspondent aux données démodulées à partir des nombreuses porteuses. Etant donné que nous effectuons l'échantillonnage au-dessus de la limite de Nyquist, les coefficients obtenus ne correspondent pas tous aux porteuses actives que nous avons utilisées<sup>5</sup>.

On utilise de même la TFR inverse dans l'émetteur pour générer le signal OFDM à partir des données d'entrée.

## 4. Modulation de base

Dans chaque symbole, chaque porteuse est modulée (multipliée) par un nombre complexe pris dans un ensemble de la constellation. Plus la constellation comporte d'états, plus chaque porteuse peut acheminer de bits pendant un symbole, mais plus les points de la constellation sont rapprochés, si on suppose une puissance transmise constante. On arrive alors au traditionnel compromis entre robustesse et capacité.

Dans le récepteur, la valeur démodulée correspondante (le coefficient fréquentiel de la TFR) a été multipliée par un nombre complexe arbitraire (la réponse de la voie à la fréquence de la porteuse). La constellation subit ainsi une rotation et un changement de taille. Comment alors déterminer le point de la constellation qui a été envoyé ?

Une méthode simple consiste à utiliser une *démodulation différentielle* telle que la MDPQ différentielle utilisée en DAB. Les informations sont acheminées par le changement de phase entre un symbole et le suivant. Tant que la voie évolue suffisamment lentement, sa réponse est sans importance. En utilisant un processus de démodulation différentielle (plutôt que cohérente), on perd un peu de la performance en termes de bruit thermique, mais la DAB reste tout de même un système très robuste.

La *démodulation cohérente* est préférable lorsqu'on a besoin de davantage de capacité (comme pour la DVB-T). Dans ce cas, la réponse de la voie pour chaque porteuse est d'une manière ou l'autre déterminée et la constellation reçue convenablement *équilibrée* avant d'identifier

5. Notons que cela n'entraîne aucune perte de capacité ou utilisation inefficace de la largeur de bande. Cette valeur correspond simplement à la marge du filtrage analogique dans le système.



le point de la constellation qui a été transmis, et par conséquent les bits transmis. Pour y parvenir en DVB-T, on transmet quelques informations pilotes (appelées *pilotes dispersés*<sup>6</sup>) de manière à transmettre, dans quelques symboles de certaines porteuses, des informations connues (figure 3) à partir desquelles on mesure une version sous-échantillonnée<sup>7</sup> de la réponse en fréquence. On interpole le résultat à l'aide d'un filtre uni ou bidimensionnel afin de compléter les espaces inconnus et d'équilibrer les constellations qui acheminent les données.

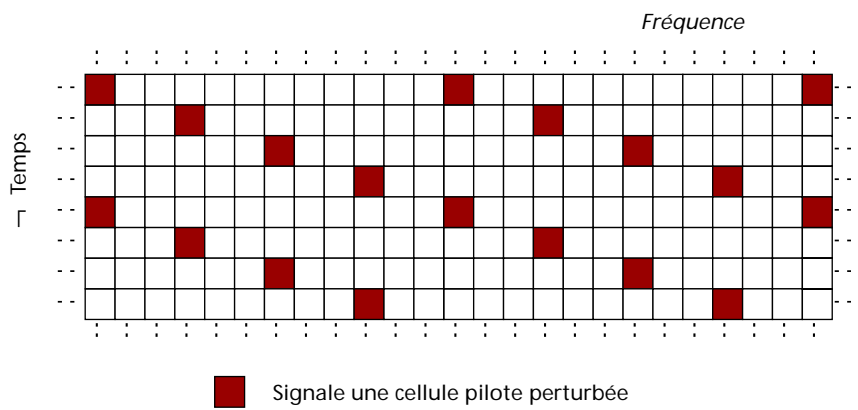


Figure 3  
La configuration des cellules pilotes dispersées en DVB-T.

## 5. Codage des erreurs

### 5.1. Pourquoi un codage des erreurs ?

En fait, on devrait utiliser un codage correcteur d'erreurs directe dans presque tous les systèmes de communications numériques pour pouvoir atteindre un TEB acceptable avec un rapport S/B raisonnablement bas. Ce n'est peut-être pas nécessaire avec un rapport S/B élevé, ni pour l'OFDM non codé (mais seulement lorsque la voie est relativement plate). L'OFDM non codé n'est cependant pas très performant dans une voie sélective. Ses performances peuvent être évaluées pour toutes les voies sélectives et tous les systèmes de modulation :

- ⇒ en notant le rapport S/B pour chaque porteuse ;
- ⇒ en calculant le TEB correspondant pour les données de chaque porteuse ;
- ⇒ en obtenant le TEB pour le signal de données complet, en moyennant ceux de toutes les porteuses utilisées.

Illustrons ceci par des exemples très simples. Si un écho de 0 dB est retardé de sorte que chaque  $m^{\text{ème}}$  porteuse est totalement évanouie, le TES sera de l'ordre de  $1/m$ , même pour un rapport S/B infini. (On entend ici par « symbole » le groupe de bits transportés par une porteuse dans un symbole OFDM). Un retard de  $T_u/4$  par exemple – maximum pour éviter la perte d'orthogonalité lorsque la fraction d'intervalle de garde est de  $1/4$  (comme en DAB et dans certains modes DVB-T) – donnerait donc un TES de  $1/4$ . Si parmi les  $N$  porteuses, une est sérieusement affectée par le brouillage, le TES sera alors de l'ordre de  $1/N$ , même avec un rapport S/B infini.

6. Certaines porteuses transportent en permanence d'autres informations, les "*pilotes continus*", pour la synchronisation.

7. A la fois en fréquence et en temps.



Deux conclusions :

- ⇒ le multiplexage OFDM *non codé* n'est pas satisfaisant pour des utilisations dans des voies extrêmement sélectives ;
- ⇒ pour un nombre raisonnable de porteuses, le brouillage CW affectant une porteuse est moins grave qu'un écho de 0 dB.

Toutefois, il ne suffit pas d'ajouter un simple codage à décision formelle à ce système non codé. Il faudrait en effet un code à décision formelle remarquablement puissant pour traiter un TES de  $\frac{1}{4}$  ! La solution consiste à associer un codage convolutionnel à un décodage à décision progressive, *correctement intégré* au système OFDM.

### 5.2. Décisions progressives et informations sur l'état de la voie

Reprenons tout d'abord, pour des raisons de simplicité, la modulation à deux niveaux d'une porteuse unique : chaque symbole achemine un bit, par exemple un « 0 » est envoyé par un signal modulé à -1 V et un « 1 » à +1 V. Dans le récepteur, si on suppose que le gain est correct, nous devrions avoir à démoduler un signal aux alentours de -1 V ou de +1 V, selon que c'est un « 0 » ou un « 1 » qui a été transmis. Tout écart par rapport à ces valeurs exactes serait dû au bruit inévitable ajouté pendant la transmission.

Un récepteur à *décision formelle* fonctionnerait suivant la règle suivante : un signal négatif devrait être décodé en « 0 » et un positif en « 1 », 0 V étant la *limite de décision*. Si l'amplitude instantanée du bruit ne dépassait jamais  $\pm 1$  V, ce récepteur simple ne ferait pas d'erreur. Mais le bruit peut parfois avoir une grande amplitude (cette probabilité est cependant moins grande que pour des valeurs plus petites). Ainsi, si on reçoit +0,5 V par exemple, cela veut très probablement dire que c'est un « 1 » qui a été transmis, mais il existe une probabilité plus faible que ce soit en fait un « 0 ». Il est logique de penser que la décision formelle est plus fiable avec un signal de grande amplitude qu'avec un signal de faible amplitude.

C'est cette notion de degré de confiance qui est exploitée dans les décodeurs de Viterbi à *décision progressive*. Ces décodeurs contiennent un historique de nombreuses séquences transmises possibles, élaborent un tableau de leurs vraisemblances relatives et choisissent finalement la valeur « 0 » ou « 1 » pour chaque bit selon celle qui a la *vraisemblance maximale*. Par commodité, un décodeur de Viterbi *ajoute* des vraisemblances logarithmiques (au lieu de *multiplier* des probabilités) afin d'accumuler la vraisemblance de chaque séquence possible. Il est possi-



**Jonathan Stott** est ingénieur électricien (Churchill College, Université de Cambridge) diplômé avec mention en 1972. Il est entré au département Recherche de la BBC (aujourd'hui BBC R&D), et est maintenant directeur de projet dans le groupe Planification du spectre. Il a consacré la majeure partie de sa carrière à l'application des techniques numériques à la radio-diffusion, et plus particulièrement aux signaux de télévision.

Ces dernières années, M. Stott s'est beaucoup occupé de l'élaboration et du lancement de la télévision numérique par voie Terre, en participant notamment au projet européen dTTb RACE. Il est ensuite devenu membre du Groupe spécialisé sur la comparaison des systèmes qui, sous la présidence de la Danoise Lis Grete Møller, a rédigé les spécifications DVB-T pour la modulation et le codage de la télévision numérique par voie de Terre. Il dirige actuellement les travaux théoriques et de simulation réalisés par l'équipe de R&D de la BBC qui se trouve en première ligne pour le développement de la télévision numérique en Europe.



ble de montrer avec une MDP-2 ou une MDPQ, la *métrique* (mesure de type logarithmique appropriée) de la certitude de la décision est simplement proportionnelle à la « distance » de la limite de décision. La pente de cette relation linéaire dépend elle aussi du rapport signal/bruit. Le décodeur de Viterbi est ainsi alimenté par une *décision progressive* composée à la fois de la décision formelle (le signe du signal) et de la mesure de l'amplitude du signal reçu.

Dans d'autres systèmes de modulation à constellation rectangulaire comme la MAQ-16 et la MAQ-64, chaque axe achemine plus d'un bit, généralement avec un codage de Gray. Dans le récepteur, il est possible de prendre une décision progressive séparée pour chaque bit reçu. Les métriques, différentes pour chaque bit, sont alors plus compliquées que pour la MDPQ mais le principe (le décodeur exploite sa connaissance de la fiabilité prévue de chaque bit) reste le même.

En COFDM, les métriques sont encore légèrement plus compliquées. Il faut tout d'abord comprendre que l'information pour la décision progressive est une mesure de la confiance à donner à la décision formelle associée.

Lorsqu'on module des données sur une porteuse unique dans un système invariant temporel, tous les symboles de données sont affectés *a priori* par la même puissance de bruit moyenne ; l'information pour la décision progressive doit noter les variations aléatoires, symbole par symbole, résultant de ce bruit.

Lorsqu'on module des données sur les multiples porteuses COFDM, les métriques deviennent légèrement plus compliquées puisque que les diverses porteuses ont des rapports S/B différents. Par exemple, une porteuse qui tombe dans une encoche de la réponse en fréquence comportera essentiellement du bruit, alors que celle qui se trouve sur une crête sera beaucoup moins affectée. Les décisions progressives doivent ainsi prendre en compte un autre facteur que les variations symbole par symbole : les données acheminées par des porteuses ayant un rapport S/B élevé sont *a priori* plus fiables que celles qui sont transportées par des porteuses ayant un rapport S/B bas. C'est cette information *a priori* qu'on appelle *information sur l'état de la voie* (CSI).

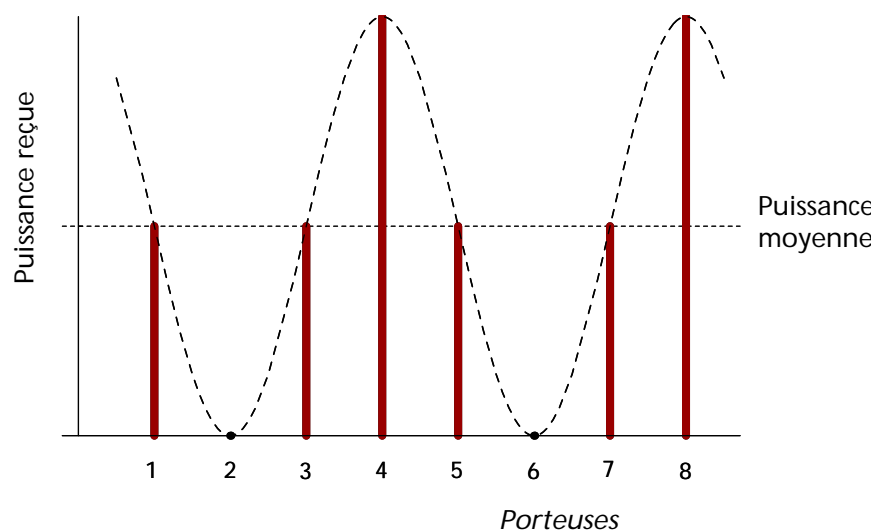


Figure 4  
Effet d'une voie à écho unique de 0 dB avec un retard tel que exactement une porteuse sur quatre devient inopérante.

Le concept de CSI peut être étendu au *brouillage* affectant les porteuses de manière sélective.

**L'utilisation de l'information sur l'état de la voie dans les décisions progressives est la clé de la qualité de fonctionnement unique du COFDM en présence d'évanouissements sélectifs des fréquences et de brouillage.**

Reprenons maintenant l'exemple simple dans lequel nous avons un écho de 0 dB avec un retard (et une relation de phase) tel qu'une porteuse sur quatre a une valeur nulle. La *figure 4* illustre l'effet de cette voie sélective : une porteuse sur quatre devient inopérante, une est amplifiée et



les deux autres ne sont pas affectées. Notons que la *puissance* reçue, à laquelle les rapports S/B des porteuses seront proportionnels si le bruit du récepteur est plat, apparaît comme elle est habituellement. La puissance moyenne indiquée sur le schéma est la moyenne de toutes les porteuses. Elle est égale à la puissance totale reçue (sur les deux trajets), répartie entre les porteuses.

Bien que peu de porteuses COFDM soient représentées, le motif se répète par cycles. La courbe en pointillés représente la réponse en fréquence de la puissance de la voie formée par les deux trajets.

En COFDM, les métriques de Viterbi pour chaque bit doivent être pondérées en fonction du rapport S/B de la porteuse qui l'a transporté. Plus précisément, les bits des porteuses « annulées » sont effectivement affectés d'un drapeau « confiance zéro ». Il s'agit pratiquement d'un effacement, le décodeur de Viterbi enregistrant en effet uniquement qu'il ne possède aucune information sur ces bits.

Il existe un autre cas bien connu d'effacements à occurrence régulière : les *codes perforés*. Normalement, les codes convolutionnels ont intrinsèquement des débits exprimés en fractions simples comme  $1/2$  ou  $1/3$ . Lorsqu'on a besoin d'un code à plus grand débit (moins de redondance), on « *perfore* » l'un des codes parents de débit inférieur, c'est-à-dire, tout simplement, qu'on ne transmet pas certains des bits codés, selon une forme régulière connue du récepteur. Dans le récepteur, on remplace les bits omis par des faux, tout en les signalant comme des effacements (bits de confiance zéro) pour que le décodeur de Viterbi les traite en conséquence. Les codes perforés sont évidemment moins puissants que le code parent, mais ils constituent un compromis constant acceptable entre qualité de fonctionnement et débit, qui augmente avec le degré de perforation.

Soit un code  $1/2$  qu'on perfore en supprimant 1 bit sur 4. Le code  $1/2$  produit 2 bits codés pour chaque bit non codé et 4 bits codés pour 2 bits non codés. Si on perfore un de ces bits codés sur 4, on finit évidemment par transmettre 3 bits codés pour 2 bits non codés. En d'autres termes, nous avons généré un code  $2/3$ . En fait, c'est exactement ainsi que l'option  $2/3$  de la DVB-T est réalisée.

Reprenons maintenant notre exemple simple de COFDM dans lequel une porteuse sur 4 est rendue inopérante par la voie et les bits correspondants signalés comme des effacements grâce à l'application de l'information sur l'état de la voie. Deux des trois porteuses restantes sont reçues avec le même rapport S/B que la voie totale, l'autre étant en fait amplifiée puisque son rapport S/B est amélioré. Supposons qu'on utilise un codage  $1/2$  pour le signal COFDM. Il s'ensuit que la performance du rapport S/B du COFDM avec cette voie *sélective* devrait être légèrement meilleure (une porteuse sur 4 est amplifiée) que celle d'un système à porteuse unique utilisant le code perforé correspondant à  $2/3$  dans une voie *plate*. Autrement dit, l'effet de cette voie très sélective sur le COFDM peut être estimé directement à partir de la connaissance du comportement d'une perforation du même code utilisé dans un système à porteuse unique sur une voie plate.

C'est pourquoi, la pénalité imposée sur le rapport C/N pour un système COFDM soumis à des échos de 0 dB peut être très petite, pour peu qu'on utilise un code convolutionnel relativement puissant et qu'on utilise les informations sur l'état de la voie.

### 5.3. Entrelacement

Jusqu'à présent, nous avons étudié un exemple particulier pour faciliter l'explication, en recourant à une analogie étroite avec l'utilisation d'une perforation de code. Qu'en est-il des autres valeurs du retard ?



Si le retard relatif de l'écho est plus court que celui que nous venons d'étudier, les encoches de la réponse en fréquence de la voie seront plus larges et toucheront de nombreuses porteuses adjacentes. En conséquence, les données codées transmises ne devraient pas simplement être affectées aux porteuses OFDM dans un ordre séquentiel, puisque cela entraînerait l'arrivée dans le décodeur de Viterbi à décision progressive du récepteur de « grappes » de bits non fiables. On sait que cela entraîne une diminution importante de la qualité de fonctionnement. On l'évitera en *entrelaçant* les données codées avant de les affecter aux porteuses OFDM dans le modulateur. On utilise le désentrelaceur correspondant dans le récepteur avant décodage. De cette manière, la grappe d'erreurs qui aurait dû se produire si des porteuses adjacentes sont simultanément affectées (comme en cas d'encoche large dans la réponse en fréquence de la voie) est brisée, ce qui permet au décodeur de Viterbi de mieux fonctionner.

Le processus que nous venons de décrire pourrait s'appeler *entrelacement des fréquences*. C'est tout ce dont on a besoin si la voie ne varie que lentement avec le temps. C'est celui qu'on utilise d'ailleurs en DVB-T. En réception mobile (une application essentielle pour la DAB), nous pouvons nous attendre à ce que les divers trajets subissent des effets Doppler importants et variables, c'est-à-dire à une réponse en fréquence variable avec le temps (voir *figure 5*). De plus, un véhicule peut se trouver dans des zones d'ombre (tunnels par exemple) où tous les signaux sont sérieusement affaiblis pour un certain temps (non illustré *figure 5*). C'est pourquoi, dans le système DAB, les données codées sont également redistribuées par rapport au temps, afin d'assurer un *entrelacement temporel*.

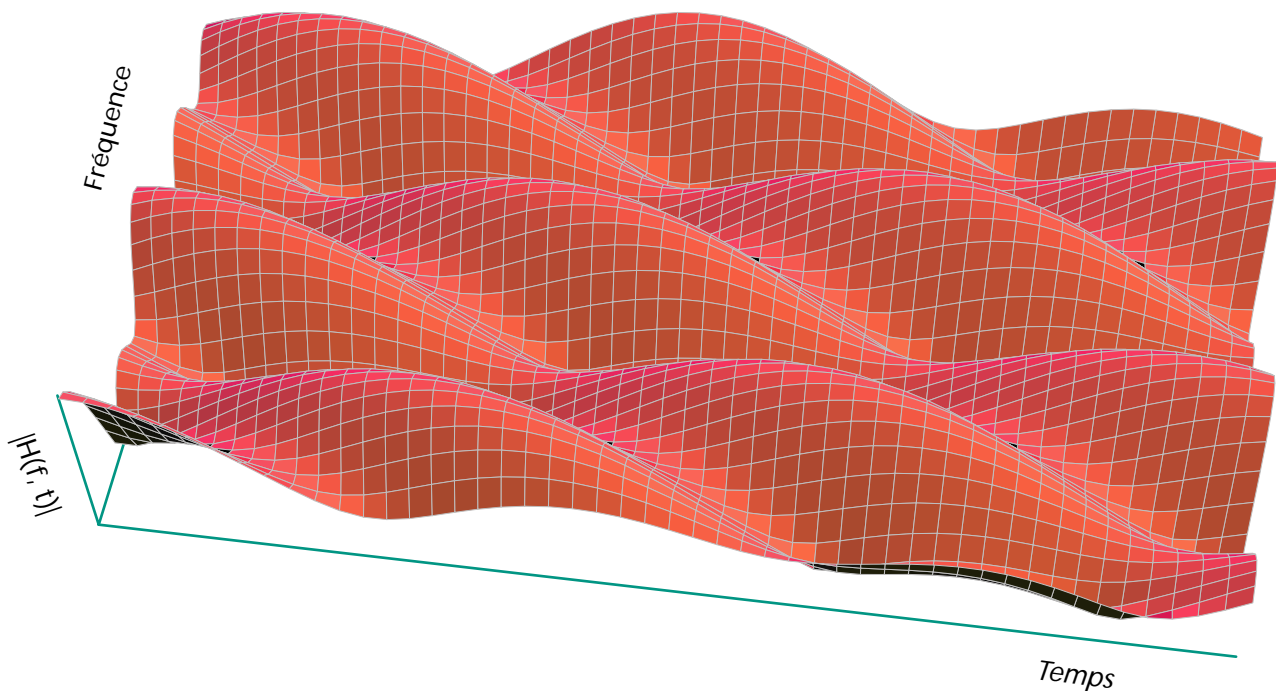


Figure 5  
Voie variant au cours du temps avec deux trajets retardés, chacun affecté d'un effet Doppler différent, et un trajet direct. L'amplitude de la réponse de la voie est portée en z.

#### 5.4. Et encore du codage

La DAB achemine des données audio qui, bien que comprimées par un codage à la source, résistent relativement bien aux effets des erreurs de transmission<sup>8</sup>. Le TEB après correction par le



décodeur de Viterbi est correct. Les données vidéo comprimées de la DVB-T sont plus sensibles aux erreurs, ce qui fait que le TEB résiduel à la sortie du décodeur de Viterbi est trop élevé.

La DVB-T comporte donc un second niveau de codage des erreurs, appelé codage « externe » puisque, sur le schéma global, il entoure le codage convolutionnel (« interne »). Les données à transmettre sont tout d'abord codées à l'aide d'un code Reed-Solomon, entrelacées par un entrelaceur « externe » supplémentaire et enfin transmises au codeur convolutionnel « interne ». Dans le récepteur, le décodeur de Viterbi est suivi par un entrelaceur externe et le décodeur R-S externe. Le décodeur R-S utilise des décisions formelles, mais peut limiter considérablement le TEB, malgré la redondance supplémentaire très restreinte ajoutée dans l'émetteur.

## 6. Réseaux SFN

Notre exemple simple d'un écho de 0 dB se produit souvent dans des réseaux SFN. Si deux émetteurs COFDM synchronisés fonctionnent sur la même fréquence, il y aura des endroits où les deux signaux seront reçus avec la même intensité (et avec un retard relatif, selon la topographie du lieu, que nous supposons dans les limites du système). Une question évidente se pose alors : *cette situation est-elle un avantage ou un inconvénient en termes de réception?*

Naturellement, comparé à la réception d'un seul émetteur, le rapport S/B (en puissance) total reçu est doublé, c'est-à-dire augmenté de 3 dB. Toutefois, la présence de deux transmissions rend la réception *sélective* plutôt que *plate* (comme on pourrait l'espérer avec une transmission unique, sans échos naturels). Cela augmente le rapport C/N requis pour obtenir le même TEB, d'une manière qui dépend du code de correction d'erreurs utilisé.

Nous avons déjà vu, du point de vue qualitatif, comment cette exigence concernant le rapport C/N peut être liée au fonctionnement des codes perforés. Des simulations montrent que le C/N entre voies plates et écho à 0 dB augmente juste d'un peu moins de 3 dB pour un code 1/2, davantage pour des codes à débit plus élevé déjà perforés. Les expériences pratiques réalisées ont confirmé cette valeur de 3 dB pour le code 1/2 et l'ont évaluée à 6 dB pour un débit 2/3.

Avec un code 1/2, le rapport C/N reçu augmente de 3 dB lorsqu'on reçoit deux signaux d'égale intensité (plutôt que chaque signal séparément) : le rapport C/N requis pour assurer une réception satisfaisante (dans la voie maintenant fortement sélective) augmente aussi d'environ la même valeur. Le fonctionnement reste donc inchangé avec un second trajet.

Le cas de l'écho de 0 dB est en pratique plus ou moins considéré comme le plus mauvais. Ces résultats sont donc très encourageants pour la planification et le développement des réseaux SFN.

## 7. Caractéristiques essentielles de la DAB et de la DVB-T

La DAB et la DVB-T ont été dotées d'une certaine souplesse afin de convenir dans diverses conditions et pour diverses utilisations.

La DAB utilise quatre modes à 192, 384, 768 ou 1536 porteuses, avec des intervalles de garde correspondants échelonnés de 31 à 246  $\mu$ s. Dans chacun de ces modes, les porteuses occupent

---

8. Certaines données plus sensibles reçoivent un traitement spécial.





une largeur de bande totale de 1536 MHz, utilisent une MDPQ différentielle et un entrelacement à la fois temporel et fréquentiel.

La DVB-T dispose de deux modes à 1705 ou 6817 porteuses dans une largeur de bande de 7,61 MHz, avec des intervalles de garde compris entre 7 et 224  $\mu$ s. Elle utilise une démodulation cohérente, avec des constellations MDPQ/MAQ-16/MAQ-64. Avec ses options de débit de code interne, elle constitue un bon compromis entre robustesse et capacité (de 5 à 31,7 Mbit/s). Elle n'utilise pas d'entrelacement temporel. Le code convolutionnel interne est complété par un code R-S externe. (Les valeurs données ci-avant se rapportent à l'utilisation de voies nominales à 8 MHz. Pour adapter la spécification DVB-T à des voies à 6 ou 7 MHz, il suffit de modifier en proportion l'horloge. La capacité et la largeur de bande suivront dans la même proportion.)

## 8. Conclusions

La COFDM, tel qu'utilisée en DAB et en DVB-T, est bien adaptée aux canaux hertziens de par sa capacité à traiter les trajets multiples importants et la présence de brouillage dans le même canal en bande étroite. Elle permet aussi les réseaux SFN.

On peut adapter la COFDM en choisissant correctement les paramètres. La DAB et la DVB-T comportent de nombreuses options en vue de faciliter l'exploitation de cette possibilité.

Le COFDM ne marche que parce que tous ses éléments fondamentaux sont correctement intégrés : nombreuses porteuses orthogonales, intervalle de garde, entrelacement, codage de Viterbi à décision progressive et utilisation des informations sur l'état de la voie.

## Remerciements

Cet article est une mise à jour d'une communication donnée à l'université d'été de l'IEE sur les nouvelles normes et nouveaux systèmes de radiodiffusion (Surrey, Royaume-Uni, 7 - 11 juillet 1997).

L'auteur tient à remercier ses nombreux collègues de la BBC et d'autres organisations européennes, qui l'ont aidé à développer ses connaissances sur le COFDM.

## Bibliographie

- [1] ETS 300 401 (1994) : **Radio broadcast systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers**  
<http://www.etsi.fr>
- [2] ETS 300 744 (1997) : **Digital broadcasting systems for television, sound and data services; framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television**  
<http://www.etsi.fr>
- [3] J.H. Stott : **The effects of frequency errors in OFDM**  
BBC Research and Development Report No.RD 1995/15.  
[http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/reports/1995\\_15.html](http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/reports/1995_15.html)





- [4] J.H. Stott : **Les effets du bruit de phase dans la COFDM**  
UER - Revue Technique, n° 276, été 1998.  
<http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/pdffiles/jsebu276.pdf>

Autres lectures intéressantes :

- [a] **Advanced digital techniques for UHF satellite sound broadcasting. Collected papers on concepts for sound broadcasting into the 21st century**  
Union Européenne de Radio-Télévision, 1988
- [b] M.C.D. Maddocks : **An introduction to digital modulation and OFDM techniques**  
BBC Research Department Report No. RD 1993/10.
- [c] J.H. Stott : **The DVB terrestrial (DVB-T) specification and its implementation in a practical modem**  
Actes de la Convention internationale de radiodiffusion 1996, IEE Conference Publication No. 428, pp. 255 to 260.
- [d] A. Oliphant, R.P. Marsden, R.H.M. Poole et N.E. Tanton : **The design of a network for digital terrestrial TV trials**  
Actes de la Convention internationale de radiodiffusion 1996, IEE Conference Publication No. 428, pp. 242 to 247.
- [e] L.G. Møller : **COFDM and the choice of parameters for DVB-T**  
Actes du 20<sup>e</sup> Symposium international de Télévision de Montreux, 1997.  
[http://www.bbc.co.uk/validate/paper\\_17.htm](http://www.bbc.co.uk/validate/paper_17.htm)
- [f] J.H. Stott : **Explaining some of the magic of COFDM**  
Actes du 20<sup>e</sup> Symposium international de Télévision de Montreux, 1997.  
[http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/paper\\_15/paper\\_15.html](http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/paper_15/paper_15.html)
- [g] A. Oliphant : **VALIDATE – verifying the European specification for digital terrestrial TV and preparing for the launch of services**  
Actes du 20<sup>e</sup> Symposium international de Télévision de Montreux 1997.  
[http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/paper\\_16/paper\\_16.html](http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/paper_16/paper_16.html)
- [h] A. Morello, G. Blanchietti et al. : **Performance assessment of a DVB-T television system**  
Actes du 20<sup>e</sup> Symposium international de Télévision de Montreux, 1997.
- [i] J. Mitchell et P. Sadot : **The development of a digital terrestrial front end**  
Actes de la Convention internationale de radiodiffusion 1997, IEE Conference Publication No. 447, pp. 519-524.  
[http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/paper\\_12/paper\\_12.html](http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/paper_12/paper_12.html)
- [j] C.R. Nokes, I.R. Pullen et J.E. Salter : **Evaluation of a DVB-T compliant digital terrestrial television system**  
Actes de la Convention internationale de radiodiffusion 1997, IEE Conference Publication No. 447, pp. 331-336.  
[http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/paper\\_08/paper\\_08.html](http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/paper_08/paper_08.html)
- [k] A. Oliphant : **VALIDATE – a virtual laboratory to accelerate the launch of digital terrestrial television**  
ECMAST Conference, mai 1998, Berlin, Allemagne.  
<http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/ecmast22/ecmast22.html>
- [l] C.R. Nokes : **Results of tests with domestic receiver ICs for DVB-T**  
Actes de la Convention internationale de radiodiffusion 1998, pp. 294-299.

