

OFDM

Ce document est une brève introduction aux principes de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

Mérouane Debbah*

* Chaire Alcatel-Lucent en radio flexible, SUPELEC, 3 rue Joliot-Curie 91192 GIF SUR YVETTE CEDEX, France. Pour tout commentaire, contacter: merouane.debbah@supelec.fr

Sommaire

Abréviations	2
Notations	3
Abstract	4
I- Canaux sélectifs.....	5
II- Modulations Multi-porteuses	9
III- Les stratégies de transmission	11
IV- Principes généraux	13
V- Aspects pratiques	18
VI- COFDM.....	19
VII- Contexte Multi-Utilisateur.....	21
VIII- Conclusions.....	22
Références	23
Annexe: Article tiré de « hommage à Shannon », de Gérard Batail.	

Abréviations

ADSL	Assymetric Digital Subscriber Line
AMS	Adaptive Modulation Scheme
AP	Access Point
BER	Bit Error Rate. Taux d'erreur binaire.
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
COFDM	Coded Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
CP	Cyclic Prefix.
DAB	Digital Audio Broadcasting (Système de transmission audio numérique large bande basé sur l'OFDM)
DMT	Discrete Multi-Tone
DVB-T	Digital Video Broadcast. Système de transmission vidéo numérique large bande basé sur l'OFDM
FEC	Forward Error Coding.
FIR	Finite Impulse Response (Système à réponse impulsionnelle finie)
FFT	Fast Fourier Transform
ICI	Inter-Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
MC-CDMA	Multicarrier CDMA
MCM	Multi-Carrier Modulation (modulation multi-porteuses)
MMSE	Minimum Mean Square Error
MT	Mobile terminal
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency-Division Multiple Access
PAPR	Peak to average power ratio
TDD	Time Division Duplex
WLAN	Wireless Local Area Network
ZF	Zero-Forcing

Notations

$r(\mathbf{k})$	Vecteur temporel de dimension N reçu à l'instant k
$y(\mathbf{k})$	Vecteur fréquentiel de dimension N reçu à l'instant k
D	Taille de l'intervalle de garde
h_i	Réponse fréquentielle du canal à la fréquence discrète i/N
$s(\mathbf{k})$	Vecteur fréquentiel de dimension N émis à l'instant k
$\mathbf{x}(\mathbf{k})$	Vecteur temporel de dimension N émis à l'instant k
$\mathbf{q}(\mathbf{k})$	Vecteur temporel de dimension $N+D$ reçu à l'instant k
$s_l(\mathbf{k})$	Composante l du vecteur fréquentiel de dimension N émis à l'instant k

Abstract

Un des problèmes majeurs en télécommunications est d'adapter l'information à transmettre au canal de propagation. Pour des canaux sélectifs en fréquence, une technique est l'utilisation de modulations multi-porteuses dans laquelle un bloc d'information est modulé par une transformée de Fourier. Cette technique connue sous le nom d'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a connu un vif succès ces dernières années et est dans tous les futurs standards (Wi-MAX, LTE, IEEE802.11a). La technique OFDM a le grand mérite de transformer un canal multi-trajet large bande en un ensemble de sous-canaux mono-trajet très simples à égaliser. De plus, l'utilisation ingénieuse de redondance cyclique à l'émission permet de réduire la complexité des terminaux grâce à l'utilisation d'algorithmes à base de FFT rapides. Le but de ce chapitre est d'introduire la modulation OFDM. Les principes généraux sont décrits (chaîne de transmission...) ainsi que les avantages (simplicité de l'égalisation, utilisation d'algorithmes FFT rapides) et les inconvénients (manque de diversité).

L'histoire des modulations multi-porteuses a commencé il y a plus de 40 ans avec un système précurseur appelé Kineplex [14] conçu pour des liaisons radio militaires en bande HF

(1.8-30Mhz). L'utilisation de la transformée de Fourier pour la modulation et la démodulation fut proposée pour la première fois par Saltzberg en 1967 [20] puis par Weinstein et al. en 1971 [15]. La réalisation de filtres analogiques parfaitement orthogonaux étant coûteuse, ce système n'a pas connu le succès escompté. Ce n'est que vers le début des années 80, à l'aide d'une modélisation discrète basée sur des modulateurs numériques de transformée de Fourier rapide (ou encore FFT: Fast Fourier Transform), que les modulations multi-porteuses ont connu un gain d'intérêt ([16], [24],[13]). Ceci a permis le décollage quasi-immédiat de cette technologie en raison de sa faible complexité. L'algorithme de calcul de transformée de Fourier rapide a été inventé par Cooley et Tukey, tous deux ingénieurs dans le centre de recherche d'IBM au début des années 1960. Il a eu, du fait de son efficacité, un impact considérable sur le développement des applications en traitement numérique des signaux. Un calcul de transformée de Fourier discrète est un calcul de produit d'une matrice par un vecteur effectué de façon récursive. Ceci réduit la complexité du modulateur et donc la consommation des terminaux. Les systèmes multi-porteuses basés sur la FFT sont actuellement connus sous le nom d'*Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)* pour les réseaux sans fil ou encore *Discrete MultiTone (DMT)* pour les réseaux filaires.

I- Canaux sélectifs

Dans les communications à haut débit, les transmissions sont limitées par des contraintes physiques : le bruit dû aux imperfections des systèmes et la nature physique des composants affectent la transmission du signal émis. La déformation du signal au cours de la propagation est également une autre contrainte physique. Elle impose une bonne séparation temporelle des informations émises afin qu'elles restent bien séparées à la réception. La transmission d'un train de symboles s'accompagne presque inévitablement d'une dispersion des données dans le temps. Elle est à l'origine de l'interférence entre symboles. Les signaux réfléchis par les immeubles, les voitures ou le sol provoquent un phénomène nommé « affaiblissement par trajets multiples »: selon la longueur des différents chemins parcourus, le signal dévié arrive à l'émetteur plus ou moins longtemps après le signal principal, donc déforme plus ou moins celui-ci (voir figure.1). L'importance de ce phénomène dépend de la fréquence (les pertes sont plus faibles pour les basses fréquences et plus importantes pour les hautes fréquences) et varie lorsque le récepteur se déplace : il est bien connu des automobilistes, qui entendent le son de leur auto-radio s'affaiblir par endroits ou qui captent moins bien les stations dans les tunnels. Ce phénomène d'évanouissement ou « fading » résulte des variations aléatoires des phases du signal dans le temps (après réflexion sur un obstacle). Elles peuvent engendrer des signaux s'ajoutant de façon destructive en réception. Le signal résultant sera alors très faible ou nul. Les signaux multiples peuvent aussi s'ajouter de manière constructive, le signal résultant sera alors plus puissant que le trajet direct. Il faut noter que les multi-trajets n'ont pas que des inconvénients puisqu'ils permettent que la communication soit possible même lorsque l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vision directe! C'est en particulier en exploitant cette particularité que des communications trans-continentales peuvent avoir lieu.

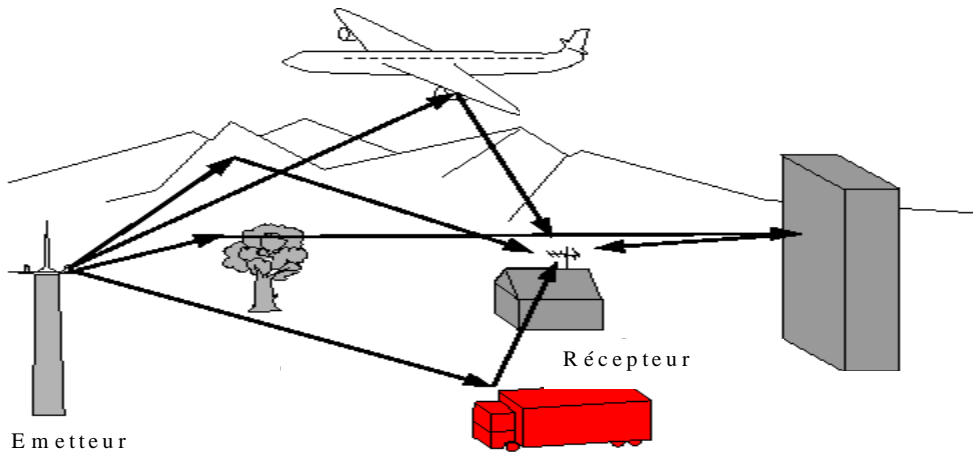


Figure.1 **Un signal** est déformé lorsqu'il parcourt plusieurs trajets différents entre l'émetteur et le récepteur : les bits de données qui arrivent au récepteur sont retardés par des réflexions sur des immeubles, sur des voitures ou sur le sol, parce que leur trajet est un peu plus long que celui des bits qui arrivent directement. Le signal déformé, qui résulte de l'addition de tous les symboles, peut-être mal interprété par le récepteur.



Pourquoi transmettre un signal numérique? Dans les communications à haut débit, les débits sont limités par des contraintes. On réduit dans ce cas les erreurs de transmission en numérisant le signal. Pour la voix par exemple, l'amplitude du signal est mesuré 8000 fois par seconde et sa valeur est codée par une suite de 8 bits qui prennent les valeurs 0 ou 1 (voir figure1). Le récepteur décode la séquence de bits pour reconstruire le signal original. Comme un bit ne prend que deux valeurs, la numérisation réduit la probabilité d'erreur...mais ne l'annule pas !

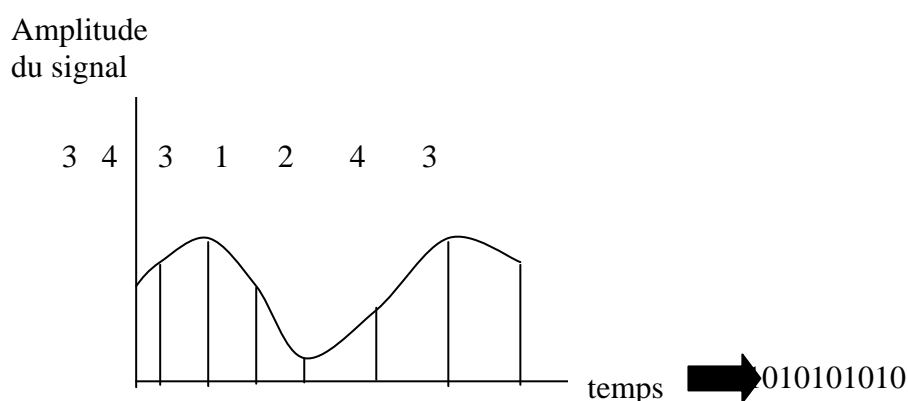


Figure1. **Le signal** est codé sous forme numérique par les systèmes modernes de télécommunications. Le signal analogique est mesuré des milliers de fois par seconde et l'amplitude de chaque échantillon est représentée par un nombre (ex :3). Ces nombres sont ensuite convertis en bits (ou chiffres binaires 0 ou 1) qui sont transmis.

Le canal de propagation peut-être modélisé par une réponse impulsionnelle donnée par $c(t)=\sum_l \lambda_l g(t-\tau_l)$ pour laquelle $g(t)$ est le filtre de mise en forme. Dans note cas, $\tau_l (l=0, \dots, L-1)$ et $\lambda_l (l=0, \dots, L-1)$ sont respectivement les retards et les gains complexes du canal de propagation..

Le signal reçu $r(t)$ n'est alors rien d'autre que le filtrage du signal émis $x(t)$ par le canal de propagation $c(t)$ et peut donc s'écrire sous la forme suivante en bande de base :

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} c(\tau)x(t - \tau)d\tau + b(t) \quad (1)$$

$b(t)$ est un bruit additif modélisant les imperfections du système. On parle de canaux sélectifs en fréquence quand le signal transmis $x(t)$ occupe une bande de fréquence $[-W/2, W/2]$ plus grande que la bande de cohérence du canal de propagation $c(t)$ (définie comme l'inverse du temps de retard maximum du canal de propagation T_r , appelé encore delay spread). Dans ce cas, les composantes fréquentielles de $x(t)$ séparées de la bande de cohérence subissent des atténuations différentes.

Dans les systèmes de transmission numériques haut débit, les symboles sont souvent transmis à intervalle de temps régulier T , appelé période d'échantillonnage. Comme cette période est souvent petite au regard du temps de retard maximum des trajets T_r , le signal reçu à un instant t peut s'exprimer comme une somme pondérée (affectée des atténuations des trajets) du signal émis au même instant (la durée de propagation des ondes électromagnétiques est souvent négligée vu qu'ils se propagent à la vitesse de la lumière) et des signaux émis aux instants précédents, multiple de la période d'échantillonnage

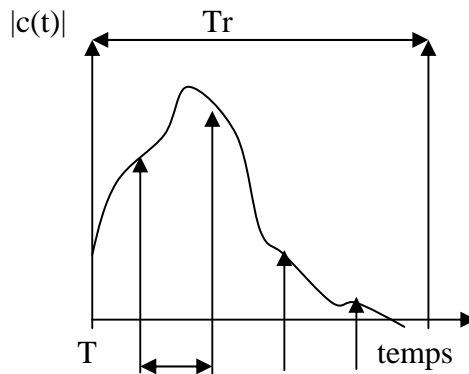


Figure.2 **Représentation** temporelle d'un canal multi-trajets. Les coefficient du canal de propagation sont donnés par les valeurs prises aux différents instants T : $[c(0)], |c(T)|, |c(2T)|, |c(3T)|, |c(4T)|, |c(5T)|]$. Plus T est petit, plus le nombre de coefficient est important. A titre d'exemple, dans le contexte des futurs communications radio-mobiles intra-batiments à 5Ghz, T est de l'ordre de 50 ns alors que T_r vaut 450ns.

La figure 2 représente une réponse impulsionnelle typique d'un canal multi-trajets. Dans le cas de transmissions à débits élevés, T est petit devant T_r . Ces signaux appelés large bande sont des signaux sélectifs en fréquence et le canal de propagation peut être modélisé par un certain nombre de coefficients d'atténuation (par exemple $[c(0), c(T), c(2T), c(3T), c(4T), c(5T)]$ dans le cas de la figure figure.2)

La principale tâche des concepteurs radio est la réduction des interférences provoquées par les réflexions multiples du signal et l'extraction du signal. L'égalisation est le procédé qui consiste à compenser l'effet des distorsions des multi-trajets. Pour cela, il faut identifier les coefficients d'atténuation qui modélisent l'effet du canal de propagation $c(t)$, puis retrouver le signal en résolvant le système. A ce jour, les techniques utilisées dans les applications industrielles font appel à une séquence d'apprentissage. Cela signifie que régulièrement, on envoie une séquence bien choisie connue à la fois de l'émetteur et du récepteur. Cette méthode permet de déterminer les différents déphasages et retards du canal et donne de bons résultats en pratique. Par contre, lorsque la période d'échantillonnage est trop petite par rapport au retard T_r (ce qui est le cas pour les transmissions à haut débit), le nombre de coefficients $c(iT)$, (dans notre cas, $0 \leq i \leq 5$) à déterminer peut-être grand et l'inversion du système devient complexe. La transmission de débits élevés en présence de trajets multiples peut donc rapidement augmenter la complexité et par suite le coût des terminaux.



Qu'est-ce qu'un canal sélectif en fréquence? *La sélectivité en fréquence d'un canal est un concept intimement lié au signal à transmettre. Il exprime le fait que le signal à transmettre a des composantes fréquentielles qui sont atténuées différemment par le canal de propagation. En d'autres termes, ce phénomène apparaît si le signal possède une bande de largeur de fréquence plus large que la bande de cohérence du canal de propagation ; la bande de cohérence d'un canal étant définie comme la largeur de bande minimale pour laquelle deux atténuations du canal sont indépendantes. Ce phénomène a donné du « fil à retordre » à beaucoup de chercheurs ces dernières années et est un des principaux obstacles à des transmissions fiables: il faut en effet d'une part estimer le canal (ce qui fait perdre du débit dans des environnements mobiles) et l'égaliser (ce qui augmente la complexité des récepteurs).*

La complexité d'un égaliseur numérique dépend du nombre de trajets du canal de propagation (déterminé par le rapport entre le delay spread T_r et la période d'échantillonnage T) mais également du type de constellation émise : en effet, les bits sont transmis sous forme de symboles et non tel quel. Le nombre de bits inclus dans chaque symbole désigne la taille de la constellation. Plus cette taille sera grande et plus le débit sera élevé. Etant donné les contraintes de puissance sur les terminaux, l'amplitude moyenne de ces constellations est en général fixée à un seuil. Les constellations usuelles sont données sous forme de puissance de 2.

Constellation	Nombre de bits
BPSK	1
QPSK	2
16-QAM	4
64-QAM	16

BPSK

QPSK



i





Figure.3 **DANS** le cas d'une BPSK (Binary Phase Shift Keying), les nombres réels (constellations) suivant utilisés (1,-1) correspondant respectivement aux bits suivants (0,1) alors que pour une QPSK (quadrature phase shift keying), les constellations complexes suivantes sont utilisées (1, i, -1, i) correspondant aux paires de bits suivants (00,01,10,00)

A titre d'exemple, pour un canal BRAN A (modèle de canal de propagation pour un environnement bureau dans le cadre de la norme HiperLAN/2 à 5Ghz), le nombre de trajets est de l'ordre de 8 ($c(iT)$, $0 \leq i \leq 8$). Par conséquent, pour une modulation d'amplitude en quadrature à 4 états QPSK, le décodeur devra effectuer 4^8 opérations par symbole reçu.



Pourquoi ne peut-on pas augmenter indéfiniment les débits en augmentant la taille de la constellation? On peut effectivement augmenter le débit (en tant que vitesse de transmission) en augmentant la constellation. Par contre, si l'on parle de débit en tant que nombre de bits par seconde arrivant **sans erreur** au niveau du récepteur, alors ceci n'est pas possible. En effet, plus la taille de la constellation augmente (à puissance fixée, la puissance est toujours normalisée pour des questions de coût de transmission) et plus les symboles émis ont des valeurs de plus en plus proches. Il est alors difficile au niveau du récepteur de discriminer entre 2 valeurs entachées d'erreurs dues au bruit. Les performances du système en seront alors affectées. Le débit a donc une limite déterminée par un seuil que l'on appelle la capacité du canal. Le fait de pouvoir transmettre à un débit non nul sans erreur était une idée à contre-courant des travaux de scientifiques avant 1949. Il était alors naturel à l'époque de réduire la probabilité d'erreur d'une transmission en réduisant le débit. Ce n'est qu'avec les travaux de Shannon que le codage est apparu comme une issue à ce dilemme.

II- Modulations Multi-porteuses

Dans le cas d'un canal à trajets multiples, les techniques de modulation classiques sont très sensibles à l'interférence inter-symboles (intersymbol interference ou ISI). Cette interférence est d'autant plus importante que la durée d'un symbole est petite par rapport au delay spread du canal. En d'autres termes, une démodulation simple est favorisée si la durée des symboles utiles est grande par rapport au delay spread du canal.

L'intérêt des modulations multi-porteuses (Multi-Carrier Modulation) est de placer l'information dans une fenêtre temps-fréquence telle que sa durée soit bien plus grande que le delay spread du canal de propagation. Cette avantage, primordial pour les communications sans fils, en fait une solution pressentie pour les différents types de réseaux haut débit sans fils: réseaux cellulaires, réseaux locaux sans fils et boucle locale radio.

L'idée originale des modulations multi-porteuses est de transformer l'étape d'égalisation dans le domaine temporel par une égalisation simplifiée dans le domaine fréquentielle pour retrouver le signal émis. Afin de décrire le principe, considérons un circuit électrique pour lequel la réponse du courant (ici, le signal émis) est régi par une équation différentielle. Interpréter et résoudre l'équation différentielle pour déterminer le courant n'est pas forcément facile: les électroniciens savent bien qu'il est beaucoup plus aisé d'estimer la réponse du circuit

à certaines impulsions sinusoïdales et de déterminer ainsi la fonction de transfert du circuit (qui correspond au canal de transmission). Chaque composante fréquentielle du courant d'entrée est alors filtrée par la réponse du circuit à cette fréquence. Une fois la fonction de transfert acquise, la détermination du courant se fait en divisant la tension (en d'autres termes, le signal reçu) par la fonction de transfert du circuit (qui dans ce cas n'est rien d'autre que l'impédance).

Les modulations multi-porteuses ont été conçues sur le même principe. En effet, la représentation fréquentielle de l'équation (1) nous donne:

$$Y(f)=H(f)S(f)+N(f) \quad (2)$$

- $Y(f)$ représente la transformée de Fourier du signal reçu $r(t)$.
- $H(f)$ représente la transformée de Fourier du canal $c(t)$.
- $S(f)$ représente la transformée de Fourier du signal transmis $S(f)$.
- $N(f)$ représente la transformée de Fourier du bruit $b(t)$.

en émission, le signal fréquentiel $S(f)$ est transmis sur un certain nombre de sinusoïdes à des fréquences différentes (appelé également porteuses). Cette opération s'effectue à l'aide d'une transformée de Fourier inverse. En réception, le signal est démodulé à l'aide d'une transformée de Fourier : le signal obtenu est alors tout simplement filtré par la fonction de transfert du canal ; en d'autres termes, chaque composante du signal est multipliée par un coefficient correspondant au gain fréquentiel du canal (voir Figure.4). Il s'avère alors facile pour le récepteur d'égaliser le canal puisqu'il suffit de diviser chaque signal reçu par le gain correspondant (on parle dans ce cas d'égalisation scalaire). De ce fait, à la réception, l'interférence entre symboles est supprimée et les symboles émis ne subissent qu'une atténuation. Chaque sous-canal peut être alors considéré comme une transmission mono-trajet dotée de son propre rapport signal à bruit (fonction de l'atténuation) et de largeur Δf . Cette stratégie rend les modulations multi-porteuses moins sensibles au bruit impulsif que les transmissions mono-porteuses (puisque chaque sous-canal est traité indépendamment) et simplifie l'égalisation. Il faut bien noter que malgré la présence du terme 'multi', il s'agit bien, dans la version de base d'une modulation multi-porteuses, de la transmission d'une seule source d'information.

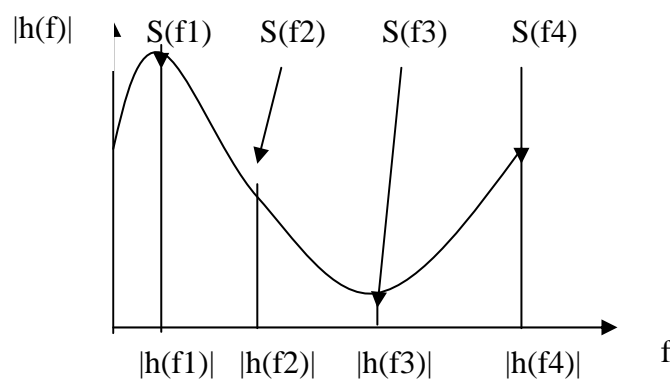


Figure.4 **REPRESENTATION** de la fonction de transfert du canal. Le canal comporte des atténuations qui dépendent de la fréquence. Le signal d'information est transmis sur chaque porteuse sinusoïdale de fréquence f_i ($i=1, \dots, 4$) et est atténué du gain $|G(f_i)|$

Le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (Orthogonal Frequency Division Multiplexing ou OFDM) est une technique de modulation multi-porteuses à base de transformée de Fourier rapide. D'un point de vue implémentation numérique, les systèmes

OFDM transmettent les données par blocs: le flux originel de données de débit R est multiplexé en N flux parallèles de débit R/N . Il s'agit bien d'un multiplexage fréquentiel puisque les données sont transmises sur N canaux différents. Afin d'effectuer cette transmission, au lieu de transmettre les données en série comme le font les systèmes mono-porteuses, les schémas OFDM transmettent les données par bloc en introduisant aux informations utiles de la redondance (appelée intervalle de garde) dont la structure cyclique permet, à l'aide de transformées de Fourier, une inversion simple (scalaire) du canal de propagation. Ceci sera expliqué dans la suite de ce chapitre.

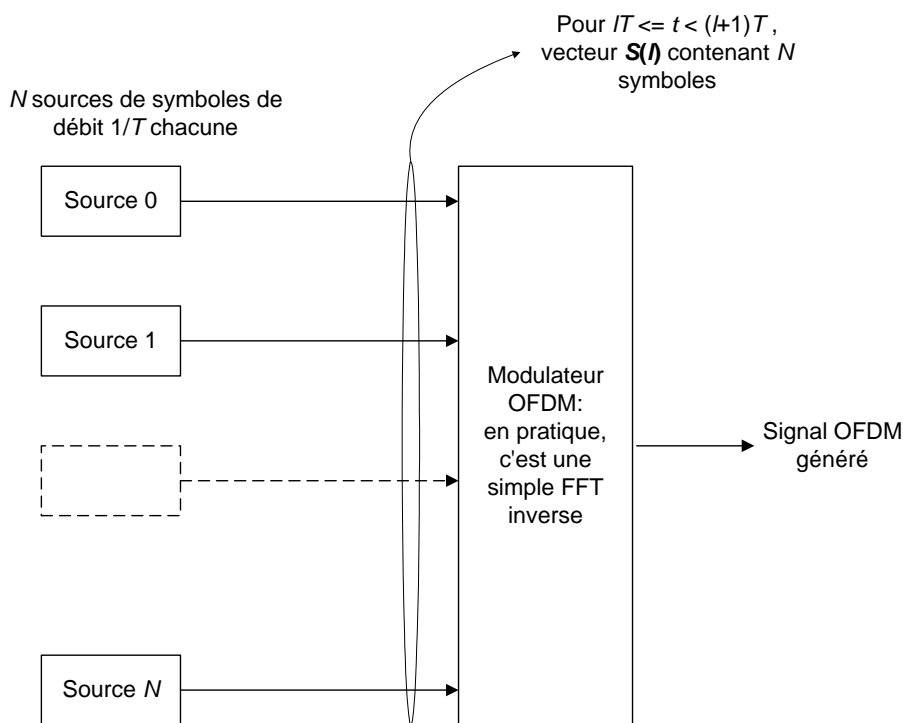


Figure.5 **LES SYSTEMES OFDM** transmettent les données par blocs. Chaque source est transmise indépendamment sur des sous-porteuses différentes à un débit de l'ordre de R/N .

III- Stratégies de transmission

Bien que les systèmes multi-porteuses facilitent grandement l'égalisation du canal, les phénomènes d'évanouissement (faible valeur du gain de la fonction de transfert $h(f)$) ne sont pas pour autant résolus. En effet, si le gain fréquentiel du canal à une certaine fréquence est faible ou nul (f3 par exemple sur la Figure 4), l'information portée par la sinusoïde à cette fréquence est complètement perdue. Deux approches existent pour résoudre ce problème.

Canal connu à l'émission: La fonction de transfert du canal de propagation est parfois connue au niveau de l'émetteur : ceci arrive lorsque l'environnement ne varie pas trop et que le récepteur renvoie à l'émetteur sa connaissance du canal. C'est le cas par exemple des transmissions multi-porteuses sur paire de cuivre torsadés ADSL. Comme le canal ne varie pas trop, l'émetteur dispose via le récepteur de la fonction de transfert du canal durant la période de transmission. Dans ce cas, la stratégie optimale de transmission connue sous le nom de « water pouring » a été développée par C.E Shannon [26]: sous contrainte de puissance fixée (la puissance des émetteurs

est limité pour des contraintes de normes et de consommation), la puissance du signal émis doit être maximale lorsque l'amplitude du canal est maximale et minimale lorsque celle-ci est minimale. En d'autres termes, le profil de puissance du signal doit être adapté au profil du canal de transmission. Une analogie peut être effectuée avec un architecte construisant une maison sur un terrain glissant. A budget fixé, l'architecte n'a pas les moyens de changer de terrain ou de fortifier les fondations de la maison par des piliers supplémentaires. Par contre, afin d'assurer la stabilité de la maison, l'architecte va devoir positionner ses seuls piliers disponibles dans les endroits les plus solides du terrain. D'un point de vue pratique, il est possible d'adapter en fonction du rapport signal à bruit sur chaque sous-porteuse :

- la puissance de chaque symbole émis (« power loading »)
- la taille de la constellation (« bit loading »)

Ces techniques sont connues sous le nom d'AOFDM (Adaptive OFDM dans la littérature). La connaissance du canal à l'émetteur peut être effectuée en mode TTD puisque dans ce cas, le canal de l'émetteur vers le récepteur ou du récepteur vers l'émetteur sont identiques. Cette technique est adaptée à des canaux à variations lentes et à faible mobilité.



Existe-t-il d'autres techniques de transmissions pour atteindre la capacité du canal ? Lorsque le canal est connu à l'émetteur, les techniques de transmission monoporteuses peuvent aussi atteindre la capacité du canal par l'utilisation conjointe d'un précodeur et d'égaliseurs à retour de décision (du type MMSE-DFE) [27] mais ceci se fait au prix d'une complexité accrue (qui croît avec le débit, suivant la longueur du canal) (cf. figure 6)

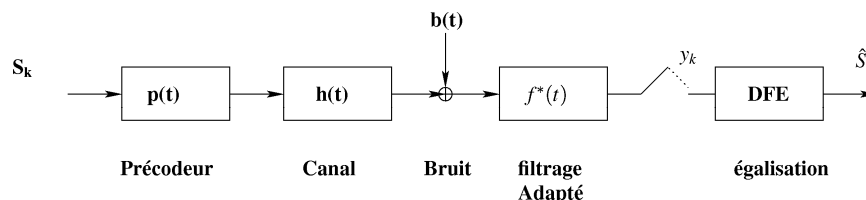


Figure.6 L'UTILISATION conjointe d'un précodeur en émission adapté au profil du canal ainsi que d'un égaliseur à retour de décision permet d'atteindre la capacité du canal au prix d'une forte complexité.

Canal inconnu à l'émission: Lorsque le canal n'est pas connu de l'émetteur (c'est en pratique le cas dans les transmissions sans fils), des techniques de diversité et de codage sont employées afin de réduire la probabilité d'erreur du message à transmettre. On ajoute dans ce cas des bits de correction d'erreur au signal (on le fait d'ailleurs également dans le cas où le canal est connu à l'émetteur).



Qu'est ce que le codage ? Afin de rendre les transmissions plus fiables, on ajoute des bits de correction d'erreur dont les valeurs dépendent de celles des bits du signal qu'il accompagne. Cette opération appelée codage est caractérisée par un coefficient R, appelé rendement du code, qui témoigne de la redondance introduite (un rendement de 1/2 équivaut à transmettre deux fois plus de bits). Plus R est petit et plus grande sera la redondance: par contre, le débit utile (bits d'information et non de redondance) peut alors devenir négligeable

par rapport au débit total. Le nombre de bits utiles maximum par seconde pouvant être transmis sans erreur (appelé également capacité) par un terminal a été déterminé par Shannon en 1949. Malheureusement, Shannon a uniquement déterminé la limite de ce débit et n'a pas fourni de preuves constructives. Des recherches sont encore en cours pour déterminer des codes efficaces et surtout simples à décoder... car en matière de communication, tout est une question de complexité vu que les terminaux doivent être autonomes en énergie et peu encombrants. En réception, le décodeur évalue les bits spéciaux de redondance et, comme il connaît les règles qui les ont engendrés et les erreurs les plus fréquentes, il corrige les désaccords.

Mais ajouter de la redondance s'avère inutile si tous les bits redondants sont transmis sur la même porteuse du canal affecté d'un évanouissement! Afin d'éviter ces inconvénients, les bits redondants sont transmis sur un grand nombre de porteuses. Comme l'affaiblissement du canal dépend de la fréquence, le message redondant pourra passer sans déformation au moins sur quelques fréquences. Cette « éparpillement de l'information » peut s'effectuer par différentes techniques d'entrelacements :

- Entrelacement fréquentielle : l'information redondante est transmise sur différentes porteuses fréquentielles. Ces différentes porteuses doivent être séparées par la bande de cohérence du canal (la bande de cohérence est la bande pour laquelle deux porteuses fréquentielles sont complètement indépendantes). Dans le contexte de transmission à bande limitée tel qu'HiperLAN/2, la bande de cohérence est de l'ordre de 2.5 Mhz pour une bande d'utilisation de 20Mhz (tous les systèmes sont bien sûr à bande limitée pour assurer la coexistence d'autres systèmes de transmission).
- Entrelacement temporelle : l'information redondante dans ce cas est transmise sur la même porteuse fréquentielle mais à deux instants différents. Cela présuppose que l'environnement change assez vite au cours du temps (déplacement du récepteur..) pour que la valeur du gain du canal à cette porteuse ait changé. L'inconvénient de la diversité temporelle est le délai introduit pour récupérer et décoder l'information au niveau du récepteur. En effet, dans le cas d'un environnement statique, le délai de latence (temps d'attente pour que la valeur du gain du canal ait changé) peut devenir inadmissible pour des applications temps réel (voix, films diffusés...).
- Entrelacement spatiale : l'utilisation d'antennes multiples au niveau de l'émetteur et du récepteur peut être un moyen pour pallier le manque de diversité du canal. En effet, il est possible de mettre plusieurs antennes au niveau des terminaux en raison de la taille réduite qu'ils occupent à haute fréquence : dans les futures normes à 60 Ghz, il sera possible de mettre plusieurs antennes sur un émetteur. L'information redondante passe alors par plusieurs canaux différents et une recombinaison judicieuse du signal reçu permet d'extraire le signal utile.

IV-Principes généraux :

Nous n'aborderons que la présentation à base de transformée de Fourier. Pour une présentation plus générale à base de transmultiplexeurs, le lecteur peut consulter [25].

Les systèmes OFDM subdivisent le canal en N sous canaux (appelés également **porteuses**) dont les fréquences centrales sont espacés d'un multiple de l'inverse de la **période symbole** $1/T$. Contrairement aux modulations mono-porteuses où les données sont émises en série, ces systèmes reposent sur le principe de transmission par bloc. La modulation d'un **bloc de**

symboles (ce bloc constituant un **symbole OFDM**) est réalisée par une transformée de Fourier inverse.

Soit $\mathbf{s}(\mathbf{k}) = \{s_l(k), 1 \leq l \leq N\}$ le vecteur (**symbole OFDM**) de dimension N transmis. Chaque composante $s_l(k)$ est transmise à l'instant $(kN+l)T$, où k est un entier positif. L'entier positif l désigne le numéro de la porteuse sur laquelle est transmise la composante $s_l(k)$ du **symbole OFDM**. Le modulateur FFT génère au rythme N/T le signal discret transmis à l'instant iT , $i \geq 0$:

$$x_i = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_k s_l(k) p_{i-kN} \exp(j2\pi l i / N)$$

Les fonctions $\{p_i, i \geq 0\}$ sont les fonctions temporelles de mise en forme ayant un spectre en bande de base $P(f)$. On pourra remarquer que la séquence $\{x_i\}$ possède un spectre N/T périodique et comporte des sous-canaux dont les fréquences sont localisés à des multiples de $1/T$ (voir figure 7)

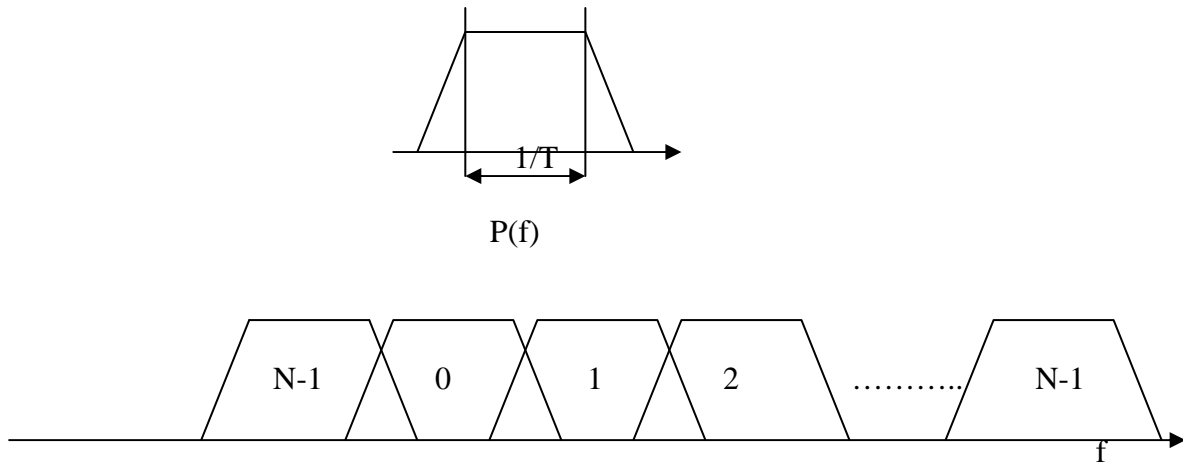


Figure.7 **SPECTRE** d'une modulation multi-porteuse à base de transformée de Fourier. Les différents canaux se chevauchent tout en étant orthogonaux.

Si on exprime l'indice i sous la forme $i = mN + n$, avec $m \in \mathbb{Z}$ et $1 \leq n \leq N$ (m est le numéro du **bloc OFDM** et n est le numéro de la **porteuse**), alors le système peut se réécrire sous la forme :

$$x_{mN+n} = x_n(m) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_k p_{(m-k)N+n} \left(\sum_{l=0}^{N-1} s_l(k) \exp(j2\pi l n / N) \right)$$

Si on note $p_{(m-k)N+n} = g_{m-k}(n)$ alors l'équation précédente montre que les signaux $\{x_n(m)\}$ peuvent être générés comme N produit de convolutions par les fonctions de mise en forme $\{g_l(n)\}$.

$$x_n(m) = \sum_k g_n(m-k) \tilde{s}_n(k)$$

ou $\{\tilde{s}_l(k), 1 \leq l \leq N\}$ est la transformée de Fourier inverse discrète de $\mathbf{s}(\mathbf{k}) = \{s_l(k), 1 \leq l \leq N\}$

définie par : $\tilde{s}_n(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{N-1} s_l(k) \exp(j2\pi l n / N)$.

En l'absence de distorsions, les symboles $s_l(k)$ peuvent être récupérés à partir de la séquence $x_n(m)$ par un banc de filtre d'analyse qui effectue un filtrage adapté :

$$\sum_m x_n(m)g_n(m-l)=q_n(l)$$

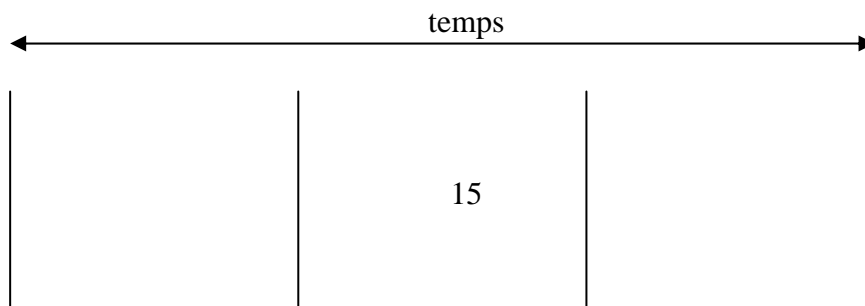
Dans le cas d'une orthogonalité parfaite, nous avons

$$\sum_m g_n(m)g_n(m-l)=\delta_l$$

pour tout $l \in \mathbb{Z}$ et $0 \leq n \leq N-1$. Par conséquent, $q_n(l) = \tilde{s}_n(l)$. La condition d'orthogonalité peut être assurée si les fonctions de mise en forme sont des portes rectangulaires de durée T . Cependant, en raison du recouvrement spectral des sous-porteuses selon la forme $\sin(x)/x$, une légère distorsion peut être suffisante pour détruire l'orthogonalité et engendrer des interférences (ICI, inter-carrier interference). Pour certaines applications, une localisation spectrale plus fine peut être préférable mais aboutit dès lors à un système de filtre plus complexe à mettre en oeuvre. Dans le cas d'un filtre rectangulaire, le signal $x_n(m)$ vaut tout simplement $s_n(m) = \tilde{s}_n(m)$. Dans ce cas, le vecteur de dimension N à l'instant $(kN)T$ $\mathbf{s}(\mathbf{k}) = \{s_l(k), 1 \leq l \leq N\}$ peut être obtenu comme une Transformée de Fourier Discrète du vecteur $\mathbf{x}(\mathbf{k}) = \{x_n(k), 1 \leq n \leq N\}$

En l'absence de distorsion dû au canal, ce schéma eu été suffisant. Cependant, lorsque le canal de propagation $c(t)$ (tel que $c(iT) = c_i$ pour tout i) a une longueur L ($c_0 \neq 0, \dots, c_{L-1} \neq 0$), alors les L dernières composantes du bloc N transmis à l'instant $(k-1)NT$ $\mathbf{x}(\mathbf{k}-\mathbf{1}) = \{x_n(k-1), 1 \leq n \leq N\}$ (obtenu après transformée de Fourier inverse) interfèrent avec les L premières composantes du bloc $\mathbf{x}(\mathbf{k}) = \{x_n(k), 1 \leq n \leq N\}$ suivant (en supposant bien sûr que $L < N$) en raison de la mémoire du canal. Certes, des techniques de pré-égalisation et post-égalisation peuvent être mises en oeuvre pour remédier à ce problème mais au prix d'une complexité accrue.

Afin de préserver une égalisation simplifiée, Les systèmes OFDM actuelles emploient une astuce appelée préfixe cyclique, suggérée dans [16]. Le but est d'introduire de la redondance et de structurer celle-ci afin de transformer le produit de convolution classique de l'équation (1) en un produit de convolution circulaire. Si le canal est composé de L coefficients, alors chaque bloc $\mathbf{x}(\mathbf{k}) = \{x_n(k), 1 \leq n \leq N\}$ est cycliquement étendue après transformée de Fourier inverse de D coefficients tel que $D \geq L-1$. Par conséquent, un vecteur temporel de dimension $N+D$ est émis. A l'aide de la transformée de Fourier, l'opération de convolution cyclique se transforme alors en un produit fréquentiel scalaire très simple à égaliser.



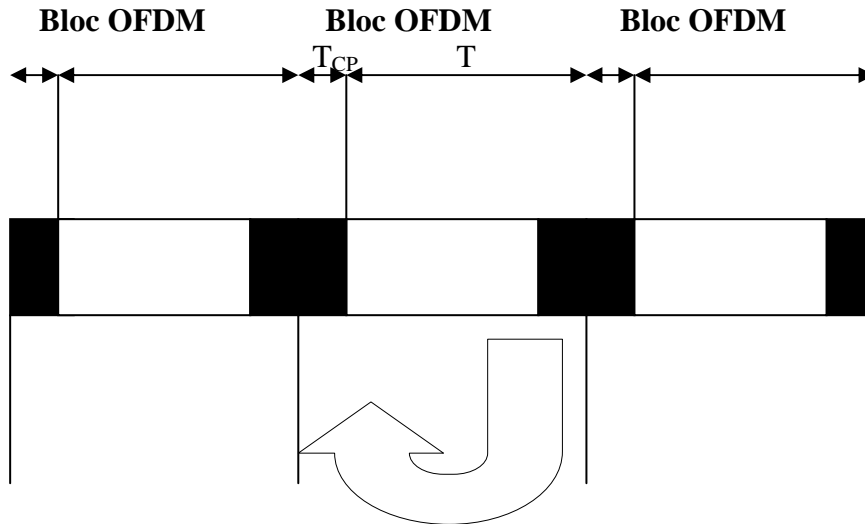


Figure.8 Chaque bloc $\mathbf{x}(\mathbf{k}) = \{x_n(k), 1 \leq n \leq N\}$ est cycliquement étendue après transformée de Fourier inverse de D coefficients afin d'éliminer les interférences entre blocs dû à la mémoire du canal. T_{cp} correspond à la durée du cyclique préfixe alors que T correspond à la durée du bloc de données utiles.

Soit $\mathbf{x}(\mathbf{k}) = (x_1(k), x_2(k), \dots, x_N(k))$ le symbole OFDM transmis. Avec l'extension dû au préfixe cyclique, le bloc temporel transmis se transforme de (voir figure 8) :

$$\begin{aligned} & \{x_1(k), x_2(k), \dots, x_N(k)\} \\ & \quad \quad \quad \text{à} \\ & \{x_{N-D+1}(k), \dots, x_N(k), x_1(k), \dots, x_N(k)\} \end{aligned}$$

Le bloc de symbole reçu à temps discret (après échantillonnage à la période T) peut alors s'écrire sous la forme :

$$\begin{bmatrix} q_1(k) \\ q_2(k) \\ \vdots \\ q_{N-D}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & c_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N-D+1}(k) \\ \vdots \\ x_N(k) \\ x_1(k) \\ \vdots \\ x_N(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & \dots & c_{L-1} & \dots & c_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N-D+1}(k-1) \\ \vdots \\ x_N(k-1) \\ x_1(k-1) \\ \vdots \\ x_N(k-1) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Dans cette partie, seul le modèle de transmission sans bruit additif sera considéré. La première matrice de l'équation (2) correspond à l'interférence entre les composantes du symboles OFDM émis à l'instant $(kN)T$ alors que la deuxième matrice correspond à l'interférence entre les deux bloc de symboles OFDM $\mathbf{x}(\mathbf{k})$ et $\mathbf{x}(\mathbf{k}-1)$.

Les systèmes multi-porteuses sont souvent conçus de telle sorte que D soit plus grand que L (afin d'éliminer l'interférence entre blocs). On supposera dans toute la suite que $D=L-1$.



Comment choisir N ? Le choix de N dépend donc de plus facteurs : type de canal (variations rapides, longueur de la réponse impulsionnelle..) et de la complexité que l'on veut bien accepter pour le modulateur de Fourier. Afin de ne pas perdre en débit utile, il est serait judicieux de choisir N très grand devant D puisque que le facteur de redondance vaut $N/(N+D)$. En effet, pour D fixé, le facteur de redondance tend vers 1 quand le nombre de porteuses augmente. Cependant, la complexité du modulateur FFT croît avec la taille du bloc. De plus, le canal ne doit pas varier au sein d'un symbole OFDM afin de garder le modèle de matrices circulante. Enfin, l'espacement entre porteuses est lié au facteur $1/NT$ qui diminue lorsque N augmente. Il n'y a donc aucun gain en termes de diversité lorsque N augmente. En pratique, dans les systèmes tels qu'HIPERLAN/2, N est l'ordre de 4D.

Au niveau de la réception, les D premiers échantillons contenant l'interférence avec le bloc précédent sont mis de côté.

$$\begin{bmatrix} q_{D+1}(k) \\ q_{D+2}(k) \\ \vdots \\ q_{N+D}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n(k) \\ n(k) \\ \vdots \\ n(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{L-1} \cdots c_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & c_{L-1} \cdots c_0 & & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N-D+1}(k) \\ \vdots \\ x_N(k) \\ x_1(k) \\ \vdots \\ x_N(k) \end{bmatrix}$$

Ce système peut se réécrire sous la forme:

$$\begin{bmatrix} n(k) \\ n_2(k) \\ \vdots \\ n_N(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_0 & 0 & c_{L-1} & \cdots & c_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{L-1} & & c_{L-1} & & c_{L-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & & c_{L-1} & \cdots & c_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ \vdots \\ x_N(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_0 & 0 & c_{L-1} & \cdots & c_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{L-1} & & c_{L-1} & & c_{L-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & & c_{L-1} & \cdots & c_0 \end{bmatrix} \mathbf{F}^H \begin{bmatrix} s_1(k) \\ \vdots \\ s_N(k) \end{bmatrix}$$

Or, du fait que toute matrice circulante est diagonalisable dans une base de vecteurs propres de Fourier [33], on obtient :

$$\begin{bmatrix} c_0 & 0 & c_{L-1} \cdots c_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{L-1} & & c_{L-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & & c_{L-1} \cdots c_0 \end{bmatrix} = \mathbf{F}^H \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & & 0 & \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots \\ 0 & 0 & h_{N-1} \end{bmatrix} \mathbf{F}$$

où $[h_0, \dots, h_{N-1}] = \mathbf{F}[c_0, \dots, c_{L-1}, 0, \dots, 0]$ est la transformée de Fourier discrète du canal aux fréquences $f=n/T$ ($n=0, \dots, N-1$)

La transformée de Fourier du bloc N est alors : $\{ h_n s_n(k), 0 \leq n \leq N-1 \}$

$$\begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2(k) \\ \vdots \\ y_N(k) \end{bmatrix} = F \begin{bmatrix} n_1(k) \\ n_2(k) \\ \vdots \\ n_N(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & h_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(k) \\ \vdots \\ s_N(k) \end{bmatrix}$$

L'égalisation est alors trivial puisqu'il suffit d'effectuer des inversions scalaires au lieu d'effectuer des inversions matricielles. Dans le cas d'une transmission avec bruit additif Gaussien, on obtient le même modèle fréquentiel avec l'ajout d'un bruit additif scalaire Gaussien fréquentiel indépendant de même variance sur chaque porteuse (Ceci est dû au fait que la transformée de Fourier d'un vecteur gaussien ne modifie pas ses statistiques)

Le schéma fréquentiel peut alors se résumer tout simplement au schéma suivant :

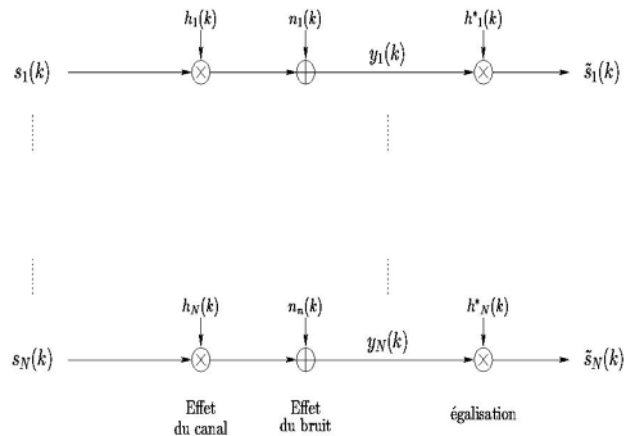


Figure.9 **CHAQUE** donnée émise $s_l(k)$ est multipliée par un scalaire $h_l(k)$ correspondant à la réponse fréquentielle du canal sur cette porteuse auquel est ajouté un bruit additif dû aux imperfections du systèmes. Pour récupérer l'information, une simple égalisation scalaire peut-être effectuée.

V- Aspects pratiques

Un des grands avantages des schémas de transmission OFDM est d'avoir partager la complexité de l'égalisation entre l'émetteur et le récepteur, contrairement aux schémas de transmission mono-porteuses. Ceci permet d'avoir des récepteurs simples et peu coûteux.

Les avantages des différentes variantes de l'OFDM sont nombreux :

- Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions classiques de multiplexage fréquentiel. Ceci est dû au fait que dans l'OFDM, les canaux se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite (voir figure. 7)
- Une égalisation numérique et un décodage simple et optimal grâce à l'utilisation de l'intervalle de garde (au prix d'une diminution du débit) et de l'algorithme de Viterbi.

De plus, l'utilisation de différents systèmes de codage comme les codes convolutifs et les codes en blocs (Reed-Salomon) s'avère très efficace.

- Les techniques multi-porteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque porteuse est affecté d'un bruit indépendant des autres porteuses. Contrairement aux modulations monoporteuses ou le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affectent pas les autres symboles.
- Les techniques OFDM ont également une très grande flexibilité dans l'allocation de bit/débit dans des contextes multi-utilisateurs. En effet, en fonction de la valeur du gain instantané du canal, chaque porteuse peut-être codée indépendamment des autres porteuses. Il est alors possible d'implémenter la méthode de 'water pouring' lorsque le canal est connu à l'émission.
- Enfin, il est à noter que l'estimation du canal dans le contexte OFDM est facilité par l'envoi de séquences d'apprentissage dans le domaine fréquentiel. L'identification des coefficients du canal se fait sans inversion de systèmes d'équations.

Cependant, une telle mise en oeuvre comporte également des inconvénients.

- Après transformée de Fourier inverse discrète du bloc de symbole fréquentiel, l'OFDM peut engendrer des symboles temporels à forte amplitude en comparaison avec des techniques mono-porteuses (pour lesquelles les constellations sont émises directement). Ceci crée des contraintes énormes sur les amplificateurs et conduit à une consommation de puissance importante. A titre d'exemple, si le vecteur de symboles fréquentiel $[1, 1, 1, \dots, 1]$ est émis, le signal temporel $[\sqrt{N}, 0, 0, \dots, 0]$ est alors obtenu. La première composante du bloc de symbole temporel émis possède alors une très forte amplitude. Afin d'éviter le seuillage (appelé aussi clipping) du signal qui détruit l'orthogonalité des porteuses et par conséquent dégrade les performances du système, il est obligatoire d'utiliser des amplificateurs linéaires au prix d'un accroissement du prix des émetteurs. Actuellement, les techniques de transmission s'attachent plus à la réduction de l'amplitude du signal appelé également PAPR (Peak to Average Power Ratio). En pratique, la plupart des méthodes de réduction de PAPR sont basées sur des modifications du signal émis à l'aide d'un vecteur de correction [29]. Le vecteur de correction est ajouté aux symboles fréquentiels créant une nouvelle constellation avec de meilleures propriétés. Ceci induit un accroissement de complexité non-négligeable au niveau de l'émetteur
- L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence (frequency offset) et de synchronisation [30]. Dans le premier cas, le frequency offset engendre de l'interférence entre porteuses qui peut détruire l'orthogonalité des porteuses. Dans le second cas, les erreurs de synchronisation induisent un déphasage sur les symboles reçus. Les techniques mono-porteuses de compensations sont mal adaptés aux techniques multi-porteuses et de nouvelles approches sont à l'étude. Dans les nouveaux standards, les débits plus élevés accentuent ces difficultés.
- Il est à noter que le modèle OFDM précédent ne s'applique pas quand le préfixe cyclique est plus petit que la longueur du canal. Dans ce cas, un symbole émis sur une porteuse pourra interférer avec les symboles de porteuses adjacentes. Une solution (déjà utilisée dans le contexte ADSL) est de réduire la longueur du canal [31] à l'aide d'un pré-égaliseur.

VI- COFDM

Un des grands inconvénients des techniques OFDM est leur manque inhérent de diversité. Les schémas OFDM ont sacrifié la diversité des schémas mono-porteuses au profit d'une égalisation simplifiée. En effet, lorsque qu'une sous-porteuse est affectée d'une atténuation, l'information émise sur cette porteuse est irrémédiablement perdue. En pratique, des schémas OFDM codés connus sous le nom de COFDM (Coded OFDM) sont utilisés pour remédier à ces inconvénients.

Parmi les systèmes utilisant le COFDM, on peut énumérer :

- le Digital Audio Broadcasting qui va bientôt remplacer la radio.
- le Digital Video Broadcasting qui été adapté à la télévision numérique.
- HIPERLAN/2 et IEEE 802.11a pour les réseaux locaux sans fils.

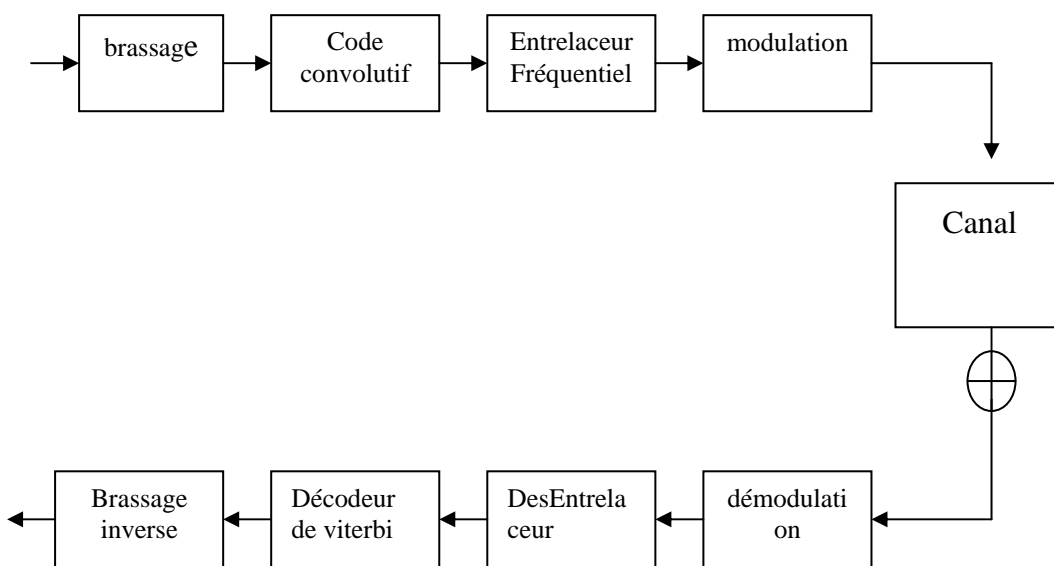


Figure.10 SCHEMA de principe d'un système COFDM.

Le schéma de principe d'un système COFDM est représenté sur la figure 10. Tout d'abord, un module de brassage est incorporé en début de chaîne de transmission afin de répartir l'énergie sur l'ensemble des bits. Ceci évite de longues suites de 0 ou 1 qui pourraient créer des raies dans le spectre. Cette opération est effectuée en multipliant le signal par la sortie d'un générateur pseudo-aléatoire.

Comme il convient de renforcer la protection de bits quand à des erreurs éventuelles, un code convolutif est utilisé. Le rôle du code convolutif est de lier les bits entre eux pour retrouver la valeur de chacun cas de transmission erronée.

Dans le cadre de la norme HiperLAN/2, le codeur ci-dessus est utilisé. C'est un codeur convolutif de longueur de contrainte 7. Chaque bit incident va générer 2 bits sortant et sera lié aux 6 bits précédents (la longueur de contrainte est le nombre de registres augmenté d'une unité). Le rendement du codeur est de $1/2$ puisque pour 1 bit d'entrée, nous avons 2 bits de sortie. Le bit X de sortie est un « ou exclusif » entre les bits 1, 2, 3, 4 et 7 alors que le bit Y de sortie est un « ou exclusif » entre les bits 1, 3, 4, 6 et 7.

Afin d'augmenter les débits et réduire la redondance du code, un module de poinçonnage est souvent utilisé. Le poinçonnage consiste à ne transmettre que certains bits en sortie du codeur. Dans le cas d'un rendement $\frac{3}{4}$, pour 3 bits se présentant à l'entrée du codeur, le poinçonnage n'en transmettra que 4 au lieu des 6 bits habituels. Au niveau du décodeur, les bits non transmis sont remplacés par la valeur 0 et les erreurs dû au poinçonnage n'affectent pas trop en général les performances du système. L'intérêt du poinçonnage est de pouvoir modifier le rendement des codes sans pour autant mettre en place un nouveau code convolutif.

En sortie du codeur convolutif, un entrelaceur fréquentiel est utilisé. L'entrelaceur « éparpille » les bits contenant la même information sur plusieurs porteuses. En pratique, l'entrelaceur est une table qui fait correspondre à chaque bit une position sur une porteuse donnée. S'il y a suffisamment de porteuses fréquentielles indépendantes, il est alors possible de récupérer et reconstituer l'information à partir des échantillons n'ayant pas subi d'atténuation. Ceci permet de corriger une longue suite de bits consécutifs erronés. Dans ce contexte, la diversité est apportée par l'utilisation conjointe de codage et d'entrelacement.

En sortie de l'entrelaceur, les bits sont modulés sous forme de symboles tel que BPSK, QPSK, QAM 16 ou QAM 64. En fonction de la taille de la constellation émise, le débit sera modifié. Au niveau du récepteur, le signal reçu, après démodulation FFT, est désentrelacé selon la table de correspondance de l'émetteur. Des métriques tenant compte de la constellation des symboles émis et de l'évanouissement sur chaque porteuse sont alors calculés. Ces métriques sont utilisées par le décodeur de Viterbi pour corriger les erreurs : les bits n'ayant pas subi d'atténuation ou amplifiés auront plus de poids dans le décodage que les bits issus de porteuses à faible gain. Aucune égalisation à proprement dite n'est effectuée et le décodage est un décodage du maximum de vraisemblance grâce à l'algorithme de Viterbi. On peut noter que les performances s'améliorent avec la longueur de contrainte du code et la taille de l'entrelaceur. Mais ceci peut conduire à des treillis au niveau du décodeur de Viterbi très complexe et des délais de décodage importants. Enfin, en sortie du décodeur, les paquets d'information sont débrassés.



Quelle est la différence entre égalisation et décodage ? *L'égalisation permet de compenser l'effet du canal alors que le décodage permet d'inverser l'algorithme de codage de l'émetteur. L'opération de codage ne sert qu'à réduire les effets du bruit (en général à distribution Gaussienne) dus aux imperfections du système. Ce découpage du récepteur en deux modules est certes sous-optimal mais a le mérite d'être moins complexe qu'une égalisation/décodage conjointe. Dans le cas du COFDM, égalisation et décodage sont faits de façon conjointe.*

VII-Le contexte multi-utilisateurs

L'autre grande difficulté dans la mise au point de réseaux par radio pour les futurs communications à base d'OFDM est la répartition des ressources entre le maximum d'utilisateurs. En effet, jusqu'à présent, l'OFDM n'est apparu que comme une technique de transmission haut débit à faible complexité dans un contexte mono-utilisateur.

Il s'avère que toutes les techniques d'accès multiples connues à ce jour telles que l'accès multiple par répartition de fréquence, l'accès multiple par répartition du temps et l'accès multiple par répartition de codes sont compatibles avec les modulations multiporteuses.

Elles apparaissent comme un ajout en amont de la chaîne de transmission pour discriminer les utilisateurs. Beaucoup de ces techniques d'accès reposent sur le principe de la réutilisation des fréquences: les canaux radio disponibles sont répartis en sous-ensemble, dont un seul est utilisé sur une zone géographique donnée (la cellule), et l'on attribue le même sous-ensemble de fréquences qu'à des cellules éloignées.

Les cellules, dont la taille est définie par l'espacement des points d'accès fixes, ont généralement deux kilomètres de diamètre dans les zones urbaines, plus dans les campagnes. Dans les zones très denses, la capacité des réseaux cellulaires est augmentée par l'utilisation de micro cellules, de 500 mètres environ.

Les points d'accès utilisent diverses méthodes pour séparer les signaux provenant de différents émetteurs.

- La plus simple et la plus utilisée est celle de l'accès multiple par répartition de fréquence: Une fréquence particulière est attribuée à chaque utilisateur. Le point d'accès (ou station de base) sait quel mobile utilise quelle fréquence et trie les signaux OFDM exactement comme nous choisissons notre station de radio préférée en tournant le bouton du transistor jusqu'à la bonne position.
- La numérisation des communications permet le partage d'une même fréquence entre plusieurs utilisateurs. Dans l'accès multiple par répartition du temps, chaque appareil mobile émet ou reçoit dans des tranches de temps d'une milliseconde. Le point d'accès fixe sait quel appareil émet dans chaque tranche de temps et il reconstitue le message à partir des morceaux ainsi envoyés.
- L'accès multiple par répartition de codes est un procédé concurrent. Chaque appareil mobile possède son codage propre, ce qui permet à plusieurs utilisateurs de transmettre en même temps sur la même plage de fréquences. Le point d'accès teste le flux de données arrivant sur cette plage de fréquences et détermine les corrélations dans les séquences de chaque mobile afin de retrouver quels bits sont envoyés par chacun. Cette méthode est déjà normalisée dans le cadre de la troisième génération de mobiles (UMTS)

Pour illustrer les différences entre ces différentes techniques d'accès, considérons une grande salle et un nombre important de personnes désireuses de communiquer par paires entre elles (on les appellera des couples même si elles ne le sont pas forcément !). Les couples veulent se parler entre eux et ne sont pas du tout intéressés par ce que disent les autres personnes. Afin que ces conversations puissent avoir lieu, tentons de définir les différentes possibilités pour chaque conversation.

Appliquons tout d'abord l'analogie aux systèmes d'accès multiple par accès de fréquence. Ce système peut-être représenté par la construction de murs au sein de la salle, créant ainsi plusieurs petites salles. Chaque couple entrerait dans une salle et pourrait se parler sans être gêné par les discussions des autres couples. Une fois la discussion terminée, le couple sortirait et un autre couple entrerait dans la petite salle.

Dans un système d'accès multiple par répartition de temps, chaque couple parlerait dans la grande salle chacun à son tour. Chaque couple aurait le droit de parler une vingtaine de secondes pendant lesquels les autres couples se tairaient. Ils s'échangeraient ainsi le temps de parole à tour de rôle.

Dans le contexte d'accès multiple par répartition par code, chaque couple parlerait une langue différente. Les couples peuvent parler en même temps de n'importe quel endroit de la salle. L'analogie réside dans le fait que les langages sont ici les codes. De plus, on suppose que les couples ne comprennent pas les langues des autres couples. Le langage apparaît ici comme un filtre si bien que les français ne peuvent pas comprendre la conversation du couple allemand ou celui de l'espagnol voisin. Cette technique a bien sûr des limites puisque nous ne pouvons plus ajouter de couples dès lors

que le bruit ambiant généré par les autres discussions devient trop important (pour s'écouter) ou que plus aucune nouvelle langue n'est disponible.

VIII- Conclusion

Un énorme chemin a été effectué depuis 40 ans afin de rendre les modulations multi-porteuses attractives pour le marché des télécommunications sans fils. C'est surtout grâce à la version OFDM (à base de FFT) des modulations multi-porteuses que le décollage a pu avoir lieu en réduisant de façon drastique la complexité des modulateurs. L'OFDM a apporté une solution aux problèmes d'égalisation mais les débits théoriques en termes de transmission sont encore loin d'être atteints faute d'algorithme de codage/décodage à complexité réduite. Beaucoup de chercheurs se préparent déjà pour le prochain rendez-vous de la quatrième génération .

Références

- [1] R. van Nee, R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House Publishers, 2000.
- [2] T. Yoshiki, S. Sampei, N. Morinaga, "High Bit Rate Transmission Scheme with a Multilevel Transmit Power Control for the OFDM based Adaptive Modulation Systems," in Proc. of *IEEE Vehicular Technology Conference 2001 Spring, VTC 2001 Spring*, May 2001.
- [3] J. H. Stott, "Explaining some of the magic of COFDM," in Proc. of *International Television Symposium 1997*, 2001.
- [4] A. Papathanassiou, A. K. Salkintzis, P. T. Mathiopoulos, "A Comparison Study of the Uplink Performance of W-CDMA and OFDM for Mobile Multimedia Communications via LEO Satellites," *IEEE Pers. Com.*, June 2001.
- [5] C.-H. Yih, E. Gerianotis, "Power Allocation and Control for Coded OFDM Wireless Networks," in Proc. of *IEEE Symposium on Computers and Communications 2000, ISCC2000*, June 2000.
- [6] K.-C. Chen, S.-T. Wu, "A Programmable Architecture for OFDM-CDMA," *IEEE Com. Mag.*, Nov. 1999.
- [7] P. Mahonen, T. Saarinen, Z. Shelby, L. Munoz, "Wireless Internet over LMDS: architecture and experimental implementation," *IEEE Com. Mag.*, May 2001.
- [8] A. Santamaria, F. J. Lopez-Hernandez, *Wireless LAN standards and applications*. Artech House, 2001.
- [9] F. Cuomo, A. Baiocchi, R. Cautelier, "A MAC protocol for a wireless LAN based on OFDM-CDMA," *IEEE Com. Mag.*, Sep. 2000.
- [10] S. Hara, R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA," *IEEE Com. Mag.*, Dec. 1997.
- [11] H. Sari, Y. Levy, G. Karam, "An analysis of orthogonal frequency-division multiple access," in Proc. of *IEEE Global Telecommunications Conference, 1997, GLOBECOM'97*, Nov. 1997.
- [12] H. Sari, F. Vanhaverbeke, M. Moeneclaey, "Extending the Capacity of Multiple Access Channels," *IEEE Com. Mag.*, Jan 2000.
- [13] J.A. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 5-14, May 1990.

- [14] M. L. Doeltz, E. T. Heald and D.L. Martin, “*binary data transmission techniques for linear systems*,” *Proc. IRE*, vol. 45, pp 656-661, May 1957.
- [15] S. B. Weinstein and P. M Ebert, “*Data transmission by frequency division multiplexing*”, *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-19, pp.628-34, Oct. 1971.
- [16] A. Peled and A. Ruiz, “*Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms*,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing*, Apr. 1980, pp. 964-967.
- [17] K.Fazel,"*Performance of CDMA/OFDM for Mobile Communications*,"*IEEE Int. Conference on Universal Personal Communications*, pp.975-979,October 1993.
- [18] N.Yee, J.Linnartz, and G.Fettweis,"*Multi-carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks*,"*IEICE Trans.Commun.*,Vol. E77-B,pp.900-904,July 1994.
- [19] J.Lindner,"*MC-CDMA and General Multi-user/Multisubchannel Transmission Techniques: An Overview*", in *Multi-Carrier Spread-Spectrum*, ed. K.Fazel and G.P.Fettweis, Kluwer, Boston 1997, pp.3-12
- [20] B.R.Saltzberg,"*Performance of an efficient Parallel Data Transmission System*,"*IEEE Trans.Comun.*,Vol.COM-15,pp.805-811,December 1967
- [21] M.Debbah, W. Hachem, P. Loubaton, M. de Courville, “*MMSE Analysis of Certain Large Isometric Random Precoded Systems*”, *Information Theory Workshop 2001*, Cairns, Australia, Sept 2-7
- [22] M.Debbah, “*Linear Precoders for Wireless OFDM Communications*”, rapport de these, 2002
- [23] P. Maillé, M. Debbah, P. Loubaton and M. de Courville “*Asymptotic Analysis of non-linear MMSE detectors for Block Precoded OFDM Systems*”, 39th Annual Allerton Conference on Communication, Control and Computing, Illinois, October 2001
- [24] B.Hirosaki, “*An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier Transform*,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, pp.982-989, July 1981.
- [25] A.N Akansu, P. Duhamel, X. Lin and M. de Courville, “*Orthogonal transmultiplexers in communications : A review*”, *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 4, pp.979-995, Apr.1998.
- [26] C.E. Shannon, “*Communication in the presence of noise*”, *Proc. IRE*, vol. 37, pp. 10-21, 1949
- [27] J.M. Cioffi, G. P. Dudevoir, M. V. Eyuboglu, and G. D. Forney, Jr., "*MMSE decision-feedback equalizers and coding- Parts I and II*", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp.2582-2604, Oct. 1995.
- [28] Teich, W.G.; Bury, A.; Egle, J.; Nold, M.; Lindner, J. "*Iterative detection algorithms for extended MC-CDMA*"*Spread Spectrum Techniques and Applications*, 1998. *Proceedings.,1998 IEEE 5th International Symposium on* , Volume: 1 , 1998 Page(s): 184 -188 vol.1
- [29] J. Tellado-Mourello, “*Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation*”, PhD Thesis, Standford University, September 1999.
- [30] T. Pollet, M. van Bladel and M. Moeneclay,”*BER Sensitivity of OFDM Systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise*, *IEEE Trans. On Communications*, 43: 191-193, February 1995
- [31] P. Melsa, R.C. Younce and C.E. Rohrs, “*Impulse response shortening fro discrete multitone transceivers*, *IEEE Trans. On Communications*, 44:1662-1672, December 1996
- [33] S. Kaiser, “*Trade-off between Channel Coding and Spreading in Multi-Carrier CDMA*, in *IEEE Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings*, volume 3, pages 1366-1370, 4th International Symposium, 1996

Article tiré de « hommage à Shannon », de Gérard Batail.



Claude Edwood Shannon est né le 30 avril 1916 à Petoskey, Michigan, aux États-Unis. Son père, homme d'affaires et magistrat, descendait des premiers colons du New Jersey. Sa mère, fille d'immigrés allemands, professeur de langues, dirigeait le collège (*high school*) de Gaylord, Michigan, où il a passé toute son enfance. Il admire alors Edison, lointain cousin de la famille, et fait preuve d'ingéniosité dans divers bricolages et inventions en mécanique, électricité et radioélectricité.

Il quitte le collège de Gaylord en 1932 pour entrer à l'Université du Michigan à Ann Arbor. Il y obtient en 1936 le grade de *bachelor* en ingénierie électrique ainsi qu'en mathématiques. Il entre alors comme assistant de recherche au Massachusetts Institute of Technology (MIT) près de Boston, poste à temps partiel qui lui permet de continuer ses études. Sa thèse de *master of science* est consacrée à l'application de l'algèbre de Boole aux circuits de relais et commutateurs. Elle est publiée en 1938, rencontre un très grand succès et lui vaut en 1940 l'*Alfred D. Nobel prize* qui récompense annuellement aux États-Unis le travail d'un ingénieur de moins de 30 ans (ne pas confondre ...).

En 1938, il quitte le département d'ingénierie électrique pour le département de mathématiques, à l'instigation du vice-président du MIT Vannevar Bush (qui deviendra, pendant et après la guerre, un conseiller écouté du président Franklin Roosevelt). Bush était un ingénieur d'une imagination visionnaire, qui avait inventé des machines anticipant sur l'ordinateur mais trahies par les moyens technologiques du temps. Il venait d'accéder à la présidence de la Carnegie Institution à Washington, dont une branche étudiait la génétique (et l'eugénisme, qui ne sera discrédité qu'après que la guerre aura révélé l'usage monstrueux qui en a été fait). Avec le mémoire de Shannon, la conception de circuits de commutation était passée du statut d'art à celui de science, grâce à la formalisation mathématique du problème, et Bush espérait qu'une démarche similaire du même Shannon féconderait la génétique. De retour au MIT après un stage au laboratoire de génétique de la Carnegie Institution à Cold Spring Harbor, Shannon écrit, sous la direction de l'algébriste Frank L. Hitchcock, sa thèse intitulée '*An algebra for theoretical genetics*'.

Incidemment, le travail de Shannon a été examiné par Barbara Burks, psychologue spécialiste de la '*génétique des génies*', membre de la société américaine d'eugénisme. Son diagnostic est dénué d'ambiguïté: le jeune Shannon est un génie qu'elle compare, dans une lettre adressée à Bush en 1939, à Pascal réinventant à 12 ans la géométrie d'Euclide .

Le doctorat (*Ph.D.*) est décerné à Shannon au printemps 1940. Il passe l'été de cette même année aux Bell Telephone Laboratories (Bell Labs) pour appliquer, avec succès, la méthode qui a fait l'objet de son mémoire de 1938 à la simplification des circuits de commutation (un enjeu considérable pour la conception des centraux téléphoniques). Après avoir travaillé pendant l'année scolaire 1940-1941 à l'Institute for Advanced Studies de Princeton, sous la direction de Hermann Weyl, il retourne aux Bell Labs en 1941, appelé à s'intégrer à une équipe de recherche (dont les principaux membres étaient H.S. Black et H.W. Bode) sur les systèmes de défense anti-aérienne: un problème d'une pressante actualité en ce temps de guerre. Les travaux de cette équipe ont abouti à la mise au point et à la fabrication du système de conduite de tir anti-aérien M6 qui a permis à l'Angleterre de limiter les dégâts causés par les fusées V1 et V2 et a contribué à donner

aux Alliés la maîtrise du ciel, pas décisif vers leur victoire. Le contexte de la guerre a aussi amené Shannon à travailler sur la cryptographie comme consultant du National Defense Research Committee (NDRC), créé dès avant l'entrée en guerre des États-Unis et présidé par Vannevar Bush. C'est à ce titre qu'il a rencontré Alan Turing à plusieurs reprises. Il semble que la cryptographie ait été pour Shannon une source d'inspiration, mais aussi et surtout un masque, honorable en ce temps de guerre, pour les études qu'il avait déjà entreprises sur la théorie des communications et de l'information: elles ne contribuaient pas à l'effort de guerre et leur utilité éventuelle ne pouvait être justifiée qu'*a posteriori*. Les Bell Labs étaient une très féconde pépinière de chercheurs et ingénieurs dans tous les domaines de la physique et des mathématiques. La théorie de l'information ne sont pas la moindre production des Bell Labs. L'invention du transistor en est une autre, miraculeusement complémentaire de la théorie de l'information à laquelle elle a fourni, ainsi qu'à la technique des ordinateurs, des moyens qui manquaient cruellement en 1948. Shannon est resté 15 ans aux Bell Labs qu'il n'a quittés que pour aller enseigner au MIT.

Des témoins dignes de foi ont rencontré Shannon dans les couloirs des Bell Labs, juché sur un monocycle et jonglant (avec trois balles, précisait l'intéressé). Par delà l'anecdote, cela atteste le goût immodéré du jeu qui était une dominante de sa personnalité, l'intérêt pour les équilibres précaires et, bien sûr, un anticonformisme qu'il ne craignait pas d'afficher. Peut-être était-ce d'ailleurs un moyen paradoxal de se protéger des indiscretions: Shannon ne se livrait guère et vivait retiré. C'est ainsi qu'il se débarrassait des journalistes qui essayaient de l'interviewer en leur faisant visiter sa collection de 'jouets'. Shannon aimait le jeu, tous les jeux. Les jeux de hasard, les échecs, la musique (il jouait de la clarinette et collectionnait les instruments de toute sorte) et, plus encore peut-être, les jouets savants qu'il construisait. Son vif intérêt pour la roulette l'avait rendu indésirable dans les casinos. Faut-il ranger parmi les jeux de hasard les investissements financiers? Shannon y avait réussi au point de faire fortune, ce qui lui avait permis de ne plus dépendre pécuniairement des Bell Labs. Il jouait excellemment aux échecs (lors d'un voyage en URSS, en 1965, il avait brillamment résisté au champion du monde Mikhail Botvinnik, manquant de peu la nullité), ce qui l'a naturellement conduit à s'intéresser à la conception de machines expertes en ce jeu. Son article de 1950 "Programming a computer for playing chess" en a fait un des pionniers en ce domaine..

Professeur invité au MIT en 1956, il y devint enseignant permanent en 1959, encadrant notamment les thèses de chercheurs dont beaucoup ont fait une brillante carrière en théorie de l'information et codage. Il y est resté jusqu'en 1972. Il s'est retiré dans une grande maison près d'un lac, à Winchester (Massachusetts), où il pouvait s'adonner à ses passe-temps favoris. Ses derniers articles publiés dans le domaine de la théorie de l'information l'ont été en 1967, co-signés de R.G.Gallager et E.R. Berlekamp. L'un des derniers articles publiés sous son seul nom, en 1959, "Probability of error for optimal codes in a Gaussian channel", d'ailleurs remarquable, contient peut-être l'une des clés du comportement de Shannon vis-à-vis de la théorie de l'information. Un mot que l'on n'a pas l'habitude de lire dans les écrits scientifiques y est répété à plusieurs reprises: *tedious*. De fait, Shannon a dû effectuer des calculs d'algèbre élémentaire longs et peu passionnants pour obtenir des bornes de probabilité d'erreur (avec l'aide, mentionnée explicitement, de sa femme Betty), en contraste évident avec l'exaltation qui n'avait pu qu'accompagner les découvertes des débuts. Sans nul doute, la peur de l'ennui était une motivation majeure pour cet amateur passionné de jeux..

Son célèbre théorème décodage de canal établissait l'existence de codes rendant la probabilité d'erreur arbitrairement petite pourvu que l'entropie de la source soit inférieure à la capacité du canal, résultat dont la démonstration reposait sur un procédé

extraordinaire qui ne laissait aucun espoir de réalisation effective: le codage aléatoire, inspiré probablement par la cryptographie et peut-être aussi par Darwin. Pourquoi Shannon n'a-t-il pas contribué à la recherche de procédés de codage efficaces pour les critères de la théorie de l'information, mais explicites et non plus aléatoires? Ses co-auteurs des articles précités, Gallager et Berlekamp, ont été l'un et l'autre des acteurs éminents de cette recherche qui allait s'apparenter à la quête du Graal (et se poursuit aujourd'hui encore, bien qu'elle ait fait un progrès décisif avec l'invention des turbo codes en 1993, il est vrai que le chemin qui y a conduit a été tortueux et peu conforme aux directions initiales de ces recherches). Était-ce la conscience de l'importance des efforts qu'il fallait consentir, celle que ce travail ne pourrait être que collectif, lent et risquait d'être passablement ennuyeux? Peut-être aussi la réticence de Shannon à toute finalité utilitaire, illustrée par la gratuité des `jouets' qu'il construisait?