

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

19/03

Ecole Nationale Polytechnique  
Département du Génie électrique  
Spécialité : Automatique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

Thème

**Communication Haut Débit à travers le  
Réseau Electrique Basse Tension  
( PLC )**

Proposé et dirigé par :  
Mr. O.STIHL.

Etudié par :  
M.H. HANNACHI.

*Promotion Septembre 2003*

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**  
10, AVENUE HASSANE BADI BP 182 EL HARRACH – ALGER  
tel. 021 52 14 98 – fax. 021 52 29 73

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

**Ecole Nationale Polytechnique**  
**Département du Génie électrique**  
**Spécialité : Automatique**



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

**Thème**

**Communication Haut Débit à travers le**  
**Réseau Electrique Basse Tension**  
**( PLC )**

**Proposé et dirigé par :**  
**Mr. O.STIHL.**

**Etudié par :**  
**M.H. HANNACHI.**

***Promotion Septembre 2003***

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**  
**10, AVENUE HASSANE BADI BP 182 EL HARRACH – ALGER**  
**tel. 021 52 14 98 – fax. 021 52 29 73**





## Remerciement

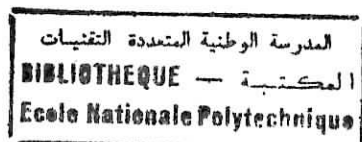
Je tiens à remercier tout d'abord et avant tout mes parents pour le soutien et la patience qu'ils m'ont apporté.

Je remercie également monsieur STIHI, mon professeur et encadreur, dont le suivi m'a permis de présenter ce travail.

Sans oublier tous mes professeurs de l'école nationale polytechnique, mes sœurs, Sousson et Amine ainsi que tous ceux qui se reconnaîtront.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

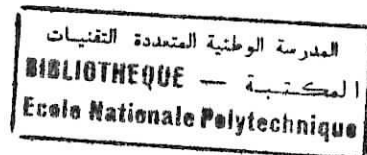
" La mer des difficultés est sans borne, mais en trouve  
le rivage une fois la tête tournée. "  
Proverbe le Taoïsme



## Abréviations

AC :	Alternating Current.
ADSL :	Asynchronous Digital Subscriber Line
AM :	Amplitude Modulation.
ANSI :	American National Standards Institute.
ASK :	Amplitude Shift Keying.
AWGN :	Additive White Gaussian Noise.
BER :	Bit Error Rate.
CDMA :	Coded Division Multiplexing Amplitude.
CEM :	Contrôle Electromagnétique.
CP :	Cyclic Prefix.
CX :	Coaxial.
DAB :	Digital Audio Broadcasting.
DAC :	Digital-to-Analog Converter.
DB :	Décibel.
DFT :	Discrete Fourier Transform.
DMT :	Discrete MultiTone.
DSP :	Densité Spectral de Puissance.
EHS :	European Home Standard.
ECTD :	Equipement Terminal du Circuit de Données.
ERBDB :	Emetteur – Récepteur en Bande De Base.
ETTD :	Equipement Terminal de Traitement de Données.
FDM :	Frequency Division Multiplexing.
FFT :	Fast Fourier Transform.
FSK :	Frequency Shift Keying.
FO :	Fiber Optic.
HAP :	House Access Point.
HF :	Haute fréquence.
IC :	Indoor controller.
ICI :	InterChannel Interference.
IDFT :	Inverse Discrete Fourier Transform.
IFFT :	Inverse Fast Fourier Transform.
IP :	
ISDN :	
ISI :	InterSymbol Interference.
ISO :	International Standards Organisation.

Mb/s :	Méga bits par seconde.
ML :	Maximum Likelihood.
MMSE :	Minimum Mean-Square Error.
NRZ :	Non – Retour à Zéro.
OAP :	Outdoor access point
OFDM :	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
OM :	Outdoor Master.
PL :	PowerLine.
PLC :	PowerLine Communication.
PLCC :	PowerLine Carrier Communication.
PSK :	Phase Shift Keying.
QAM :	Quadrature Amplitude Modulation.
QoS :	Quality of Service.
RF :	Radio Frequency.
RZ :	Retour à Zéro.
SNR :	Signal to Noise Ratio.
TDM :	Time Division Multiplexing.
TDMA :	Time Division Multiplexing Amplitude.
TF :	Transformée de Fourier.
TP :	Twisted Pair, (Paire Torsadée).
UST :	Unit Symbol Time.
ZF :	Zero-Forcing.



# Sommaire

## Introduction générale, 1

### *Chapitre 1*

## Powerline Communication, 3

- 1.1 A propos du Powerline, 4
    - 1.1.1 Au niveau d'un quartier, 4
    - 1.1.2 Au niveau d'une habitation, 4
  - 1.2 Avantages du Powerline Communication, 4
  - 1.3 Inconvénients du Powerline Communication, 5
  - 1.4 L'état de la Normalisation, 6
  - 1.5 Les domaines d'applications, 7
  - 1.6 L'avenir de cette technologie, 7
-



## Chapitre 2

# Les Connaissances Préliminaires, 9

- 2.1 Les supports de transmission, 10
  - 2.1.1 Les caractéristiques d'un support, 10
  - 2.1.2 Les supports à base de conducteurs électriques, 11
    - 2.1.2.1 Câbles plats à plusieurs conducteurs, 11
    - 2.1.2.2 Paires torsadées, 12
    - 2.1.2.3 Câbles coaxiaux, 12
    - 2.1.2.4 Fibres optiques, 13
- 2.2 Les paramètres de communication, 15
  - 2.2.1 La vitesse de transmission, 15
  - 2.2.2 La polarité, 15
  - 2.2.3 Protocoles de contrôle de flux, 16
  - 2.2.4 Propriétés et notions de base d'un canal de transmission, 17
- 2.3 Transmissions parallèle et série, 17
  - 2.3.1 Transmission parallèle, 17
  - 2.3.2 Transmission série, 18
- 2.4 Modes d'exploitation d'une voie de transmission, 19
- 2.5 Transmissions asynchrone et synchrone, 20
  - 2.5.1 Transmission asynchrone, 20
  - 2.5.2 Transmission synchrone, 20
- 2.6 Transmission par signaux numériques, 21
- 2.7 Modulation, 23
  - 2.7.1 Modulation numérique en Amplitude, 24
  - 2.7.2 Modulation numérique en fréquence, 25
  - 2.7.3 Modulation numérique en Phase, 25
  - 2.7.4 Modulation numérique d'amplitude et de phase, 26
- 2.8 Le multiplexage, 27
  - 2.8.1 Le multiplexage temporel ou TDM (Time Division Multiplexing), 28
  - 2.8.2 Le Multiplexage fréquentiel ou FDM (Frequency Division Multiplexing), 28
  - 2.8.3 Le multiplexage statique, d'étiquette ou de position, 29

## Chapitre 3

# Model de propagation multi-path pour Un Canal Powerline dans la classe haute fréquence, 30

- 3.1 Introduction, 31
- 3.2 Topologie des réseaux, 32
- 3.3 Les effets physiques de la propagation du signal, 33
  - 3.3.1 Multi-lignes de propagation du signal (Multi-Path signal propagation), 33
  - 3.3.2 Atténuation causée par les pertes en ligne, 34
- 3.4 Modèle du canal, 37
  - 3.4.1 Généralisation de la fonction de transfert du Multi-Path signal propagation, 37
  - 3.4.2 Simplification du modèle, 37
- 3.5 Vérification du model par des mesures, 38
- 3.6 Sources de bruit, 40
  - 3.6.1 Bruit externe et bruit interne, 40
    - 3.6.1.1 Bruit externe, 40
    - 3.6.1.2 Bruit interne, 40
  - 3.6.2 Bruit thermique, 41
  - 3.6.3 Bruit de grenaille et autres modèles, 41
- 3.7 Classification des Bruits, 42
- 3.8 Conclusion, 43

## Chapitre 4

# Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), 44

- 4.1 Introduction à l'OFDM, 44
- 4.2 Orthogonalité, 46
- 4.3 Modèles du système, 48
  - 4.3.1 Modèle Temps – Continue, 49

- 4.3.2 Modèle Temps – Discret, **52**
- 4.4 Description mathématique de l'OFDM, **52**
- 4.5 Transformé de Fourier, **54**
  - 4.5.1 L'utilisation de FFT en OFDM, **54**
- 4.6 Génération des symboles OFDM, **56**
- 4.7 Interférence Intersymbole et Interporteuse, **57**
- 4.8 Période de Garde, **58**
- 4.9 Choix des Eléments Clefs, **60**
  - 4.9.1 La durée du symbole utile, **60**
  - 4.9.2 Nombre de porteuses, **60**
  - 4.9.3 Système de modulation, **60**
- 4.10 Conversion Série – Parallèle, **60**
- 4.11 Synchronisation, **61**
  - 4.11.1 Erreur de timing, **61**
  - 4.11.2 Synchronisation des fréquences porteuses, **62**
- 4.12 Equalization et estimation du canal, **62**
- 4.13 Résultats de simulation, **68**

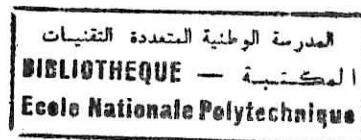
## **Conclusion, 72**

## **Références, 74**

## **Annexe, 77**

Système de transmission de données synchrone, **78**

---



## Introduction Générale

Les communications numériques sont en train d'envahir la quasi-totalité des domaines d'activités, la demande des systèmes de transmission, assurant de très hauts débits avec une qualité de service importante, ne cesse de croître. De nombreuses applications sont apparues récemment sur la plupart des supports physiques de transmissions possibles (tant câblé que hertziens). Ceci a motivé la recherche de nouveaux schémas capables de supporter des transmissions à large bande. En effet le signal utile est perturbé par de nombreuses dégradations lors de sa transmission (pollution par du bruit et des parasites, atténuation et distorsion lors de la propagation, ...). Pour cette raison, il est nécessaire de disposer de techniques de transmission efficaces combinées à des algorithmes de réception adéquats. En outre, le canal de propagation est généralement partagé entre plusieurs sources (la bande de fréquence est par exemple partagée entre les utilisateurs dans les systèmes cellulaires) ce qui nécessite des techniques d'accès multiples pour permettre plusieurs transmissions simultanées.

Depuis plusieurs années, des recherches sont menées pour réussir à faire passer des données à haute vitesse sur un câble électrique de basse tension (entre 230 et 400 volts). Lorsque l'on sait qu'au niveau mondial 95% des habitations sont équipés en électricité contre seulement 40% en téléphone fixe, le marché du *Powerline* est de ce fait très attractif. Cette nouvelle technologie ouvre la possibilité à de nouveaux types de services comme la domotique, la télésurveillance ou le télécontrôle, qui jusqu'à aujourd'hui n'étaient pas envisageables à bon marché.

A l'heure actuelle, la capacité de transfert des données est possible à 4,5 Mbps au niveau d'un quartier. Toutefois, des recherches annoncent déjà pour 2004 des vitesses de transfert encore nettement supérieures. On considérant le câble électrique comme étant le troisième moyen d'accès existant au niveau des habitations après le fil en cuivre du téléphone et le téléseu. Cette technologie a été présentée en mars 1999 par *ASCOM* mais aucun élément ne permettait de prévoir la possibilité d'un déploiement commercial à grande échelle. Les trois segments de marché sont visés :

- Les particuliers.
- Les collectivités publiques.
- Les petites et moyennes entreprises et industries (PME/PMI).

Bien que des technologies comme l'ADSL ou le télé-réseau soient sensiblement dans les mêmes prix, la technologie Powerline offre une plus grande souplesse d'utilisation et ne demande pas de prise supplémentaire au niveau de l'utilisateur. De plus, l'association d'un opérateur et d'une entreprise électrique démontre une excellente alternative.

Plusieurs techniques existent pour transmettre des données sur un canal de transmission fixé. Celles-ci peuvent être globalement divisées en trois catégories : *multiplexage en temps*, *par code* ou *en fréquence*. Le *multiplexage en temps* (TDMA, *Time Division Multiplexing Amplitude*) est utilisé par exemple dans les systèmes de téléphonie cellulaire de deuxième génération tandis que le *multiplexage par code* (CDMA, *Coded Division Multiplexing Amplitude*) est utilisé dans les systèmes cellulaires de troisième génération. La troisième technique : le *multiplexage fréquentiel*, a été popularisée principalement avec le succès des systèmes dit OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Le principe des systèmes OFDM est d'utiliser plusieurs fréquences porteuses pour répartir un flot d'information à transmettre à travers un canal de transmission à large bande sur plusieurs sous-canaux à bandes étroites (chacun correspond à une fréquence).

Ce mémoire porte sur l'étude d'un nouveau type de système de transmission multi-porteuses : "*PowerLine Communication*" par application de la technique "OFDM".

Ce document est composé de quatre chapitres :

- Chapitre 1 : Introduction à la technologie "PowerLine Communication" (PLC).
- Chapitre 2 : Supports et mode de transmissions. Modulations et multiplexages
- Chapitre 3 : Topologie, effets physiques de la propagation et fonction de transfert d'une ligne type du réseau "PowerLine". Sources et classification des bruits influents.
- Chapitre 4 : Etude de la technique OFDM.

On terminera par une conclusion et quelques directions de recherche qui pourraient être suivies dans le but de compléter le travail présenté.

## Chapitre 1

# Powerline Communication

Les bébés ont sans doute la plus grande expérience du *Powerline*. C'était au début des années 80 que sont apparus les " *babyphones* ", permettant de surveiller un nourrisson à distance. Branchés sur deux prises électriques suffisamment proches l'une de l'autre, les deux appareils communiquaient à travers le cuivre du réseau électrique *Powerline Communication (PLC)*.

Transférer outre le courant des télécommunications à travers le réseau électrique est loin d'être une découverte récente. Depuis 75 ans déjà, les réseaux à haute tension sont surveillés grâce à cette technologie. Les sceptiques étaient néanmoins nombreux à douter que PLC puisse jamais atteindre un stade permettant une commercialisation de services Internet à haut débit, de téléphonie ou de " *Domotique* ", les techniques de gestion automatisée appliquées aux habitations.

**PLC** ou **Powerline Communication** est une technologie utilisant comme média de transport les câbles électriques 230 ou 400 volts qui alimentent les habitations.

L'idée d'utiliser le réseau électrique comme moyen de transport de données, n'est pas nouvelle. Toutefois, les techniques utilisées jusqu'à présent ne permettaient pas d'envisager un déploiement de ces systèmes à grande échelle. Après de longues années de recherches dans différents laboratoires, la *technologie PLC (Powerline Communications)* a pu enfin voir le jour en obtenant des résultats suffisamment bons pour permettre d'atteindre des vitesses de transfert de données à plus de 2 Mbps au travers des câbles électriques et pouvant de la sorte être comparable à des technologies telles que l'*xDSL*.

Avec une pénétration du réseau électrique de pratiquement 100%, la technologie PLC devient une réelle alternative pour l'accès à la boucle locale au même titre que le cuivre ou le

télé-réseau. De plus, contrairement aux technologies concurrentes, le courant électrique est disponible à tous les niveaux d'un bâtiment.

## 1.1 A propos du Powerline

La technologie PLC est basée sur la transmission de données de type IP au travers des câbles électriques de basse tension (230 – 400 volts). Les premiers problèmes qui ont dû être résolus sont les **perturbations** et les **atténuations** au niveau du réseau électrique. Il a fallu plusieurs années avant que des recherches permettent d'obtenir des résultats satisfaisant et transmettre des données sur des *fréquences hautes* (au-dessus du MHz) *sans perturbations*. Comme expliqué plus haut, le concept **PLC** est prévu pour alimenter des quartiers d'habitations et l'intérieur des bâtiments et des installations diverses. Il fonctionne de la manière suivante :

### 1.1.1 Au niveau d'un quartier

Un quartier d'habitation est alimenté à partir d'une station de distribution locale (*Energie électrique*) sur laquelle est connecté un "*relai principale de diffusion PLC*" (**OM**, *Outdoor Master*) vers les différents utilisateurs, et d'un boîtier d'alimentation situé à l'entrée de l'habitation (**OAP**, *Outdoor Access Point*).

Cette technique permet de relier entre 100 et 200 maisons réparties dans un rayon d'environ 300 mètres à une vitesse actuelle de 4 à 5 Mbps, les fréquences utilisées sur le réseau d'introduction au niveau des bâtiments se situent entre 1.6Mhz et 10Mhz pour le transport de données.

### 1.1.2 Au niveau d'une habitation

Une habitation est interconnectée au travers d'un "*boîtier de commande*" (**IC**, *Indoor controller*) situé à l'arrivée du courant électrique, aux points d'accès du système "*boîtier d'alimentation*" (**OAP**). Ces deux modules sont rassemblés à un endroit défini comme un "*Panneau d'alimentation*" (**HAP**, *House Access Point*) dont la fonction est de relier le réseau IP extérieur au réseau IP intérieur afin de créer une coupure fréquentielle entre le réseau d'introduction et le réseau électrique interne.

Côté utilisateur, un "*Adaptateur PLC*" est nécessaire par endroit où une interconnexion au réseau est demandée. Cette technique permet, pour l'instant, de relier jusqu'à 1000 utilisateurs internes se trouvant dans un rayon maximum de 100 mètres à une vitesse de 4 à 5 Mbps partagée entre eux.

Les fréquences utilisées sur ces réseaux à l'intérieur des bâtiments se situent entre 10 MHz et 30 MHz, ce qui permet de rester à l'abri des interférences de fréquences entre les deux réseaux. Comme dans un télé-réseau, les mêmes fréquences sont partagées par plusieurs utilisateurs, ce qui limite la bande passante. Raison pour laquelle, une ou plusieurs fréquences peuvent être allouées par boîtier (interne ou externe), permettant également de segmenter le réseau IP et d'augmenter les performances en termes de vitesse de transmission.

## 1.2 Avantages du Powerline Communication

La PLC est une infrastructure légère, elle utilise les installations électriques existantes comme moyen de communication.

Elle répond à tous les critères suivants :

- **Leur mise en œuvre est rapide** : puisqu'elle repose sur l'utilisation d'un réseau existant.
- **Ils couvrent directement l'ensemble d'un bâtiment** : puisque le réseau électrique d'un bâtiment l'innerve de façon très complète. Les longueurs sont parfaitement compatibles avec les portées courantes de propagation de la PLC, et, avec le savoir-faire approprié, il est possible de concevoir des systèmes de répétition.
- **Leur coût est faible** : Toutes les prises électriques deviennent des points communicants. Ce coût est sans commune mesure avec le coût d'un réseau lourd. Pour utiliser la communication sur une prise, il faut un boîtier terminal qui se branche d'un côté dans la prise et de l'autre côté sur l'ordinateur utilisateur. Ce boîtier peut être déplacé. Le coût total de la solution PLC dépend du nombre de boîtiers terminaux nécessaires, sachant qu'ils peuvent être acquis de façon progressive, au fur et à mesure que les besoins se développent.
- **Un débit suffisant pour l'application majeure que constitue l'Internet Haut Débit** : Aujourd'hui, les réseaux PLC sont capables de partager des débits de 4 à 5 Mbits/s. Ils sont dès à présent en mesure de relayer les accès Internet Hauts Débit pour l'amener dans chaque prise électrique. A ce niveau de puissance, il est possible de satisfaire des communications informatiques ordinaires. Les laboratoires universitaires et industriels travaillent à de futures générations de courants porteurs, à terme les débits pourront être décuplés.
- **Le positionnement du PLC** : est à deux niveaux :

**OUTDOOR** : Au niveau extérieur : la solution PLC se différencie des autres technologies par la disponibilité immédiate d'un câble électrique en ne demandant aucune modification du réseau existant. Ce qui est rarement le cas pour des solutions d'accès via le télé-réseau ou des lignes cuivre.

**INDOOR** : Au niveau intérieur : la solution PLC est un excellent complément à d'autres technologies d'accès, quelles qu'elles soient, en permettant de relier l'équipement de l'opérateur à l'équipement de l'utilisateur final à travers le réseau électrique interne.

Par sa souplesse d'utilisation au niveau connexion et sa transportabilité, le PLC n'a pas d'équivalent aujourd'hui sur le marché.

- **Pérennité des investissements** : Avec des débits allant jusqu'à 4,5 Mbits par seconde, la transmission de données sur le réseau électrique est, pour les PME et les professionnels, une alternative aux autres technologies à large bande et permet aux particuliers qui ont besoin de hauts débits de découvrir l'excellent rapport prix/performance du *Powerline Access*.

Autres avantages ; Il s'agit d'une liaison permanente, facturée selon le principe du prix unique. Le **Powerline** permet une bande passante importante. Comparé à une ligne ISDN de 64 KB/s, la prise électrique offre aujourd'hui avec 4,5 MB/s un débit 32 fois plus important. Chez CEGECOM on parle déjà de 9 MB/s alors que d'un point de vue théorique, la limite n'est atteinte qu'à 100 MB/s.



### 1.3 Inconvénients du Powerline Communication

- Les freins au déploiement de la PLC sont à la fois techniques et réglementaires. D'une part la transmission de données sur les fils électriques cause des rayonnements dont il faut s'assurer qu'ils ne perturbent pas les transmissions radio et qu'ils respectent les normes qui diffèrent de pays en pays. D'autre part, l'intervention des compagnies d'électricité ne va pas s'inquiéter des régulateurs et les opérateurs installés. D'un point de vue technique enfin, la jeunesse de cette technologie en limite encore le potentiel. Pour le moment les débits ne permettent pas des miracles.
- L'un des problèmes majeurs de cette technologie est le partage de la bande passante et des informations entre tous les utilisateurs. Ce handicap n'est pas négligeable comparativement à des réseaux point à point (**xDSL**) ou des réseaux commutés (**Switch**) ou routés. Pour pallier ce problème, les développeurs de la technologie PLC sont en train de prévoir des solutions pouvant gérer des qualités de services (**QoS**). La limitation de bande passante par modem côté utilisateur et la gestion du trafic, permet aujourd'hui de garantir des bandes passantes par applications.

### 1.4 L'état de la Normalisation

Comme toute nouvelle technologie, la technique PLC n'est pas encore normalisée au niveau international. Les seuls points qui doivent être respectés actuellement portent sur les problèmes de perturbations électromagnétiques (**CEM**) et la sécurité électrique. Pour les autres normes telles que la gestion des bandes de fréquences ou l'interopérabilité des systèmes, des groupes de travail composés du **PLC Forum** (*spécification de cette technologie*), de l'**ETSI** (*spécifications techniques*) et du **CENELEC** (*spécifications européennes*) sont en discussion afin d'établir un standard.

L'efficacité des mesures de lutte contre les perturbations vise en premier lieu à traiter la source de perturbation, en l'occurrence le réseau électrique, par l'élaboration d'une **norme** fixant les limites du rayonnement perturbateur de l'installation.

Les **normes** peuvent être subdivisées en trois niveaux :

- **Normes génériques** : applicables à tous les produits opérant dans un environnement,
- **Normes de base** : définissent l'instrumentation et la configuration de base du test pour chaque dérangement EMC considéré,
- **Normes de produit.**

Aux termes de la présomption de conformité, seules les *Normes génériques* ou les *Normes de produit* sont valables.

Les caractéristiques requises de protection de la directive EMC peuvent être satisfaites en appliquant les *Normes techniques*. En particulier, un constructeur de systèmes pour PLT utilise les normes suivantes.

- Normes internationales,
- Normes existantes au niveau du marché ciblé,
- Normes nationales, reconnues au niveau international comme étant équivalentes aux normes existantes.

Du côté de l'*Office fédéral de la communication*, un opérateur désirant utiliser la technologie PLC est soumis pour le moment uniquement à l'octroi d'une concession pour la fourniture de services de télécommunication. Le choix du produit et des fréquences reste du ressort de l'opérateur.

### 1.5 Les domaines d'applications

S'effectuant sur la base du protocole IP, le transport des données permet d'envisager des domaines d'applications multiples tels que l'accès aux réseaux des opérateurs ou à des réseaux privés de type intra- entreprises. Toutefois, aujourd'hui, les domaines porteurs et prometteurs sont :

- **Les demandes en télécommunications de base comme :** l'accès à Internet, le transport de la voix sur IP, la vidéo à la demande ou encore l'usage de Webcam.
- **Des possibilités de gestion de l'énergie comme :** l'analyse des courbes de charges pour des consommateurs importants, permettant de mieux gérer leurs besoins en électricité, la gestion des pompes à chaleur, localisation des défauts d'une ligne électrique, la Domotique (activation ou désactivation de certains interrupteurs et contacteurs) ou encore le relevé des compteurs.
- **Le domaine de la sécurité comme :** la vidéo- surveillance ou encore la gestion des alarmes, régulation des systèmes, automatisation des bâtiments. De par la densité des réseaux électriques et la facilité de son intégration, la solution PLC peut être facilement installée et utilisée pour ces différents besoins.

### 1.6 L'avenir de cette technologie

Les tests effectués jusqu'à ce jour démontrent que cette technologie pourra très prochainement être commercialisée à grande échelle. Toutefois, auparavant, les entreprises électriques ou les opérateurs intéressés par celle-ci au niveau de la boucle locale devront avoir obtenu des réponses à un certain nombre de points. Il s'agit notamment :

- de la régulation et de la normalisation de cette technologie.
- Du plan de déploiement au niveau des différentes zones intéressantes à desservir (en tenant compte que pour chaque sous-station électrique, une arrivée des données IP par fibres optiques et du matériel actif sont nécessaire pour relier les utilisateurs du réseau PLC au réseau principal de l'opérateur).
- Des aspects financiers et commerciaux.
- Des services à valeur ajoutée proposés à court, moyen et long terme.

La technologie PLC est promise à un bel avenir, mais il est encore trop tôt pour connaître des dates de déploiement, même si, des projets sont en cours de réalisation. Les différents points mentionnés ci-dessus démontrent bien que le PLC n'en soit qu'à ses débuts.

L'objectif majeur est d'obtenir un rapport signal sur bruit satisfaisant à l'endroit du récepteur. Les réseaux et diverses installations électriques n'ont pas été optimisés pour le transport d'information. On fait en sorte que la transmission de données par PLC ne remette pas en cause la qualité du kilowattheure et n'oblige pas à transformer l'installation existante.

- les débits utiles sont aujourd'hui de quelques Mbits par seconde, avec la perspective d'atteindre plusieurs dizaines de Mbits par seconde.

- les distances de propagation sont de quelques centaines de mètres pour les débits cités ci-dessus.
- Les puissances injectées peuvent être modérées, ce qui évite les interférences éventuelles qui perturberaient l'usage des autres appareils électriques, ou la réception des ondes radio à proximité des fils électriques.

## Chapitre 2

# Les Connaissances Préliminaires

Le réseau électrique [Chuita00] s'avère être un support critique pour assurer une transmission de qualité à haut débit, ceci étant principalement dû à un canal sélectif en fréquence et à la présence de bruit bande étroite et impulsif. En effet la structure même du réseau, avec ses appareils électriques, dont les impédances de charges varient fortement d'un appareil à l'autre et qu'ils soient branchés ou non, se présente comme un support multi-trajet variable dans le temps. La **topologie** du réseau électrique est **de type arborescent** ou **en bus**, ce qui représente une limite puisque d'une part la capacité disponible est partagée entre tous les utilisateurs actifs et d'autre part, les données accessibles à un utilisateur le sont potentiellement aussi par les autres. Une attention particulière devra donc être accordée aux aspects de sécurité. Pour la **topologie en bus**, les éléments du réseau sont connectés les uns à coté des autres, en parallèle sur le même support. Les données se propagent le long du support à partir du point de connexion de la station émettrice vers les prises électriques (côté utilisateur), dans les deux directions. La **topologie arborescente** est une topologie en bus dans laquelle une connexion donne naissance à un nouveau bus commun. Elle nécessite l'utilisation des répéteurs qui permettent une remise en forme des signaux. L'avantage est qu'on peut facilement faire une extension du réseau.

Pour réaliser la transmission des données numériques, il est nécessaire que le signal soit codé de façon à faciliter sa transmission sur le support physique. Il existe pour cela différents supports, systèmes et techniques de codage. Le but de la transmission de données est d'acheminer

des données (des signes ou des caractères) d'un système source à un système destination. On peut prendre l'exemple d'une station de travail, qui, à l'aide d'un Onduleur et d'une ligne électrique, envoie des données à un serveur. Le modem joue le rôle d'adaptateur entre le système source et le système de transmission.

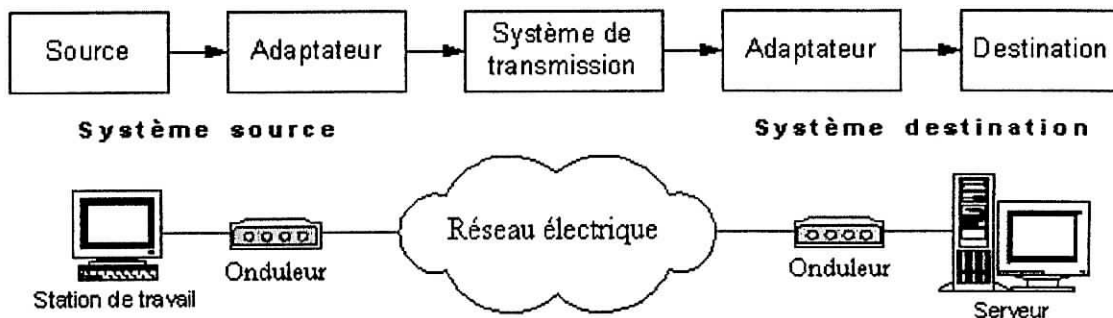


Figure (2.1) Transmission de données numérique.

Le système source est appelé **ETTD** (Equipement Terminal de Traitement de Données). L'adaptateur est appelé **ETCD** (Equipement Terminal de Circuit de Données). Il peut s'agir d'un **Modem** (Modulateur - Démodulateur) ou d'un **Onduleur** pour la transmission analogique à partir d'un signal numérique, ou d'un **ERBDB** (Emetteur - Récepteur en Bande De Base) pour la transmission numérique. Le signal analogique sera créé grâce à la modulation. On appelle "jonction" la partie qui relie l'ETTD et ETCD.

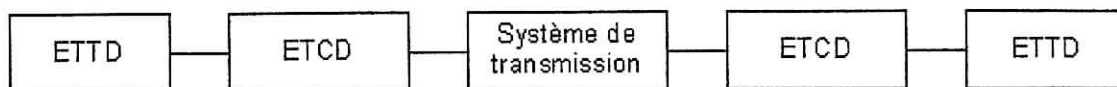


Figure (2.2) Représentation schématique d'un système de transmission.

Quand on parle des réseaux, on dit souvent qu'on envoie des données sur le support de transmission, en binaire. En réalité, ce qui transite sur le système de transmission (la fibre optique, le câble ou l'air), n'est qu'une représentation des 0 et des 1. Mais avant de définir les types de transmission commençant par les supports.

## 2.1 Les supports de transmission

Ce paragraphe ne donne que quelques indications sommaires sur les supports de transmission utilisés dans les réseaux.

### 2.1.1 Les caractéristiques d'un support

Pour la mise en place d'un réseau local ou étendu, le choix d'un média se fera en fonction de certaines caractéristiques :

- Le **débit maximal** possible : Il est fonction de la bande passante du support, elle-même liée aux caractéristiques physiques du support. Ce débit peut également être fonction des

distances à parcourir (un débit élevé sur de faibles distances peut être impossible à tenir sur des distances plus importantes).

- Le **type du signal** véhiculé : électrique, lumineux ou ondes. Dans le troisième cas, le support est inexistant ou plutôt c'est l'air !
- La **distance maximale** de transmission correcte du signal : Au bout d'une certaine distance, le signal va s'affaiblir, il devra donc être régénéré.
- La **sensibilité aux perturbations électromagnétiques**. Elle sera forte pour un simple fil de cuivre, elle sera totalement nulle pour une fibre optique.
- Les **coûts de fabrication et d'installation**. La fibre optique est plus coûteuse que le fil de cuivre. La pose d'une fibre optique est une opération relativement délicate (rayon de courbure à respecter par exemple). La mise en place d'une liaison satellite ou la pose d'une fibre optique sous marine sont des opérations longues et extrêmement coûteuses.

### 2.1.2 Les supports à base de conducteurs électriques

Les paramètres de base d'un câble [Cottet02] sont ses caractéristiques électriques qui permettent d'obtenir une modélisation ou schéma équivalent de la ligne pour un tronçon élémentaire  $dx$  (Figure (2.3)). Les paramètres électriques de base sont :

- Résistance linéique :  $R$ .
- Inductance linéique :  $L$ .
- Capacité linéique :  $C$ .
- Perditance linéique (conductance transversale) :  $G$ .

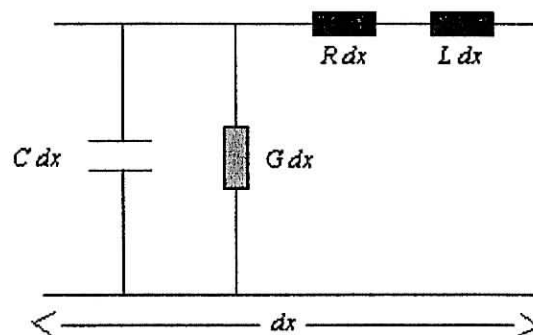


Figure (2.3) Modélisation électrique d'un câble.

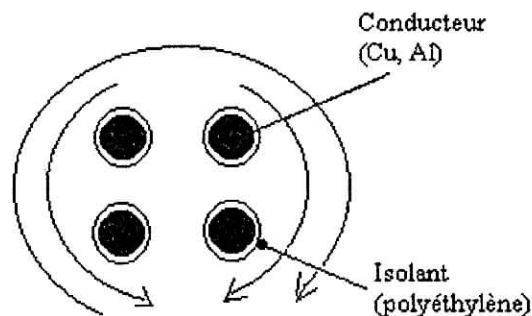
Ces paramètres intrinsèques permettent de déterminer les deux caractéristiques les plus importantes d'un câble : le *bande passante* et l'*impédance*. Ils dépendent à la fois des composants utilisés pour la réalisation du câble et de la géométrie de ce câble. Une autre caractéristique essentielle est l'*immunité aux bruits*. Quatre catégories de câbles sont en général utilisées pour ces applications : Le *câble en nappe*, la *paire torsadée*, le *câble coaxial* ou la *fibre optique*.

#### 2.1.2.1 Câbles plats à plusieurs conducteurs

Ces câbles plats à plusieurs conducteurs, dits câbles en nappe, ne comportent en générale pas un conducteur de retour séparé pour chacun des signaux transportés. Ceci peut alors causer un phénomène de diaphonie (couplage entre les conducteurs) nuisible à la qualité de la mesure. L'utilisation de tels câbles doit être limitée à des signaux provenant de source base impédance et sur des très courtes distances ( $<0.5\text{m}$ ).

### 2.1.2.2 Paires torsadées

On appelle "*paire torsadée blindée*" ou "*paire symétrique blindée*" une ligne bifilaire dans laquelle les deux conducteurs sont identiques au niveau de leurs caractéristiques électriques. C'est le support le plus simple convenant à beaucoup d'applications. ces câbles sont constitués de paires de fils isolés et toronnés, l'ensemble étant protégé des influences mécaniques ou électriques extérieurs par un manteau(**Figure (2.4)**)



**Figure (2.4)** Toronnage d'un câble constitué de deux paires isolées et toronnées.

Le conducteur, constitué de cuivre ou d'aluminium, a un diamètre variant entre 0.2 à 1.5mm. en général le toronnage est réalisé par paire de fils et ensuite par deux paires pour constituer une *quarte*. Le toronnage permet d'équilibrer l'influence du bruit sur les deux conducteurs et de pouvoir ainsi l'éliminer par la suite.

Ce type de câble, possédant un conducteur de retour par signal, permet de réaliser tous les types de connexions.

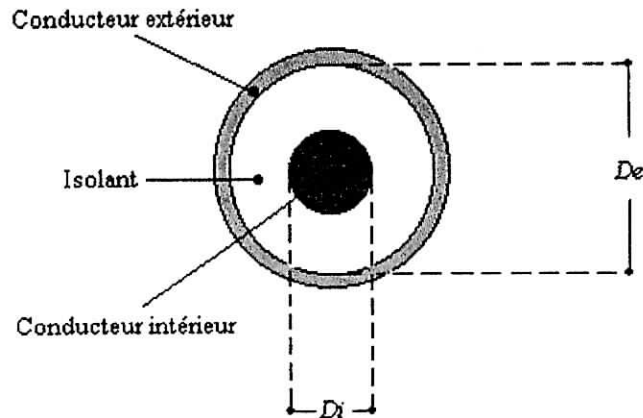
La limite d'utilisation de ce type de câbles se situe vers quelques MHz. Dans le cas d'une qualité supérieure, il est possible d'atteindre des fréquences plus élevées sur des distances courtes de quelques 10MHz, voire supérieures à 100MHz.

Constituée de paires de fils torsadés entre eux. C'est le support le moins cher du marché, le plus facile à installer. C'est, à l'heure actuelle, le support privilégié des réseaux reposant sur Ethernet. Les débits varient de 10 à 100 Mbps.

### 2.1.2.3 Câbles coaxiaux

Le câble coaxial est constitué de deux conducteurs concentriques dont le conducteur extérieur est mis à la terre et le conducteur intérieur est isolé et centré à l'aide d'un diélectrique. Les dimensions caractéristiques du câble coaxial sont le diamètre du conducteur intérieur  $D_i$  et le diamètre intérieur du conducteur extérieur  $D_e$  (diamètre de l'isolant)(**Figure (2.5)**). A partir de ces données, deux caractéristiques électriques importantes peuvent être calculées :

- L'affaiblissement linéique.
- L'impédance caractéristique.



**Figure (2.5)** Structure d'un câble coaxial.

De différentes tailles, leur système de blindage permet une meilleure protection contre les perturbations électromagnétiques. Beaucoup utilisés aux débuts des réseaux locaux, ce type de câblage a été progressivement remplacé par la paire torsadée. Quoique l'affaiblissement fréquentiel de ces câbles étant beaucoup plus faible, ce qui leur permettait d'être utilisés pour transmettre des fréquences élevées jusqu'à environ plusieurs centaines de mégahertz. Ces câbles sont couramment utilisés maintenant pour la connexion de signaux télévision.

#### 2.1.2.4 Fibres optiques

Dans des cas très particuliers comme l'éloignement d'un capteur et la présence de perturbations électriques externes fortes, il est possible de mettre en œuvre un câble de type  *fibre optique*  pour le transport de l'information dans les applications d'acquisition de données. Celui-ci présente les avantages suivants :

- Une bande passante très large.
- Affaiblissement plus réduit.
- Insensibilité aux parasites électromagnétiques.
- Réduction de taille (diamètre de 0.1mm).
- Réduction de poids (qq. Grammes au kilomètre).

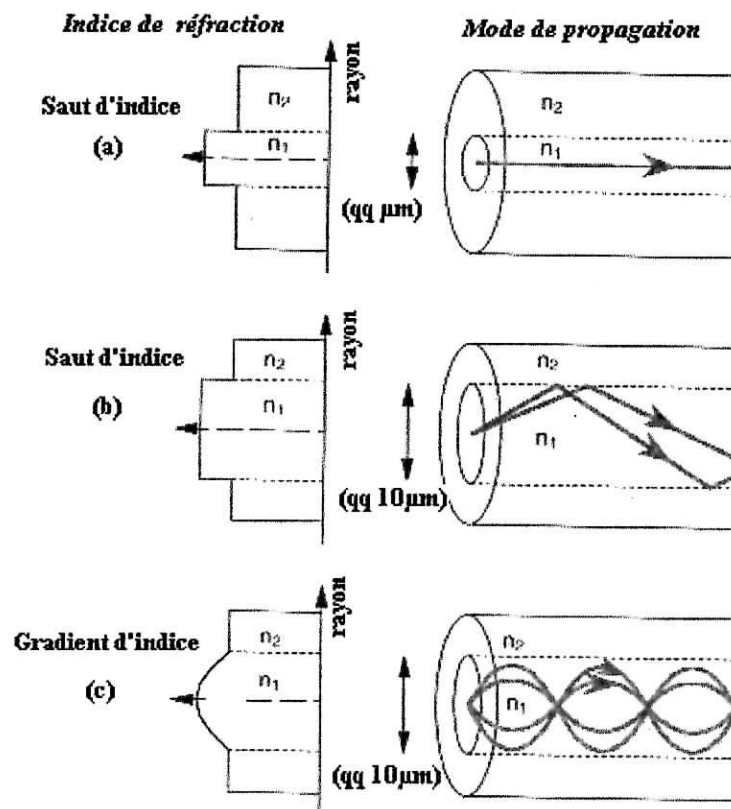
Le système de transmission est basé sur le  *principe physique de la réflexion totale d'un rayon lumineux sur un milieu possédant un indice supérieur* . Ce principe est utilisé dans la fabrication : les fibres sont constituées d'un fil central d'indice  $n_1$  qui joue le rôle du guide d'onde et d'une gaine cylindrique d'indice  $n_2$  avec  $n_2 > n_1$ . les différents chemins, que peut emprunter un rayon lumineux qui se propage à travers le cœur de la fibre, sont appelés " *mode de propagation* " et l'on distingue, d'après ce critère, trois catégories de fibres (**Figure (2.6)**) :

- **Les fibres monomodes** : le diamètre du cœur étant très faible (qq.  $\mu\text{m}$ ), il n'y a qu'un seul mode de propagation possible.



- **Les fibres multimodes à saut d'indice** : le diamètre du cœur étant plus grand ( $qq. 10\mu\text{m}$ ), différentes trajectoires sont alors possibles et conduisent à des distorsions du temps de propagation.
- **Les fibres multimodes à gradient d'indice** : elles permettent de réduire la dispersion.

Une des contraintes d'utilisation des *fibres optiques* est le respect des caractéristiques mécaniques : une contrainte en tension (produisant un allongement maximum admissible) et un rayon de courbure maximum.



**Figure (2.6)** différents types de fibres optiques : (a) à saut d'indice monomodes, (b) à saut d'indice multimodes et (c) à gradient d'indice.

L'affaiblissement intrinsèque d'une fibre est dû essentiellement à l'absorption et à la diffusion de la lumière dans le diélectrique de la fibre. La réduction de cet affaiblissement linéique est uniquement un problème technologique de réalisation des fibres à des taux d'impuretés faibles. Les fibres actuelles en silice fondue ont un affaiblissement de quelques dB/km. Les longueurs d'onde les plus utilisées se situent dans l'infrarouge ( $0.85\mu\text{m}$  à  $1.3\mu\text{m}$ ). Des *fibres optiques* moins coûteuses et moins difficiles de mise en place, comme des *fibres en plastique*, peuvent conduire à des affaiblissements supérieurs à 100dB/km.

## 2.2 Les paramètres de communication

### 2.2.1 La vitesse de transmission [More95]

Deux unités sont utilisées pour caractériser la vitesse de transmission. La première est le nombre de bits par seconde (ou débit binaire), la seconde est le baud. Attention à l'idée reçue qui dit que le baud est équivalent au bit, c'est une affirmation qui n'est pas totalement vraie. Un bit n'est en général pas égal à un baud. Notons que ces débits ne correspondent pas aux débits réels d'informations. Dans une liaison asynchrone, avec le code ASCII 7 bits, On peu transmettre par exemple 10 bits sur la ligne (7 bits de caractère, 1 de Start, 1 de Stop et 1 de parité) alors que seul 7 bits sont de l'information utile. Les autres bits sont appelés bits de contrôle.

Le baud ne se base pas sur la quantité d'informations transportées en nombre de bits. Il compte simplement le nombre d'état transmis par seconde. Souvent, le nombre de bits par seconde est le même que le nombre de bauds.

Dans la **Figure (2.7)** ci-dessous, on considère un codage à 4 états. Si le nombre de bauds est le même dans les deux signaux, les nombres de bits par seconde sont différents. Le nombre de bauds est le nombre d'intervalles de modulation. Un intervalle de modulation est la durée d'un état de la modulation.

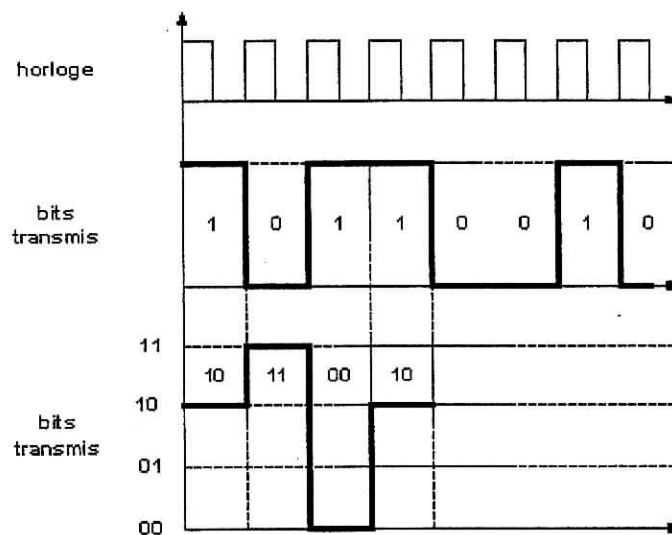


Figure (2.7) Exemple de vitesse de transmission.

### 2.2.2 La parité

Pour s'assurer que le caractère envoyé est bien celui qui a été reçu, on peut utiliser le contrôle de parité. Le principe est de rajouter un bit de parité directement après le caractère. Ce bit est mis à 0 ou à 1 selon que l'on veuille obtenir une parité paire (le nombre de 1 est pair) ou impaire (le nombre de 1 est impair). Si on souhaite transmettre un caractère ayant un nombre impair de bit à 1, et que l'on utilise un contrôle de parité paire, il faudra que le bit de parité soit positionné à 1 pour que le nombre de total de bits à 1 soit pair. Ceci permet à l'organe de réception de vérifier si on a le même nombre de 1 dans le caractère à l'arrivée qu'il y en avait au

départ. Ce contrôle n'est pas infaillible, mais la probabilité d'avoir plusieurs inversions de bits dans un même caractère est faible.

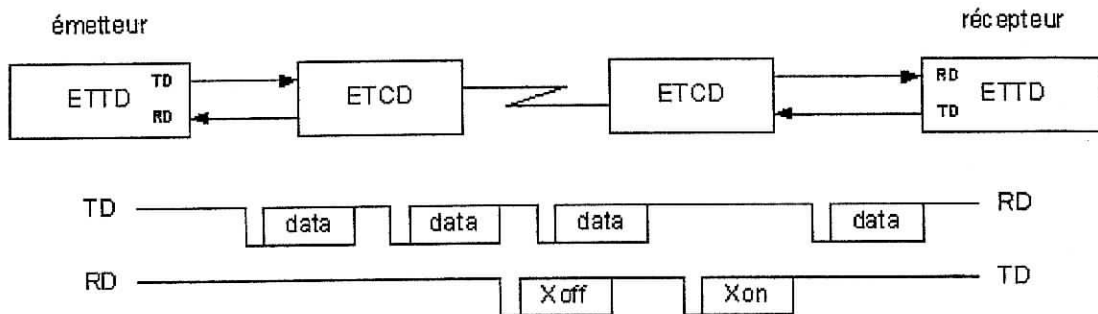
**Exemples :**

ASCII 7 bits : Caractère transmis	Bit de parité (parité paire)	Bit de parité (parité impaire)
1001100	1	0
0000000	0	1
1010101	0	1

**2.2.3 Protocoles de contrôle de flux**

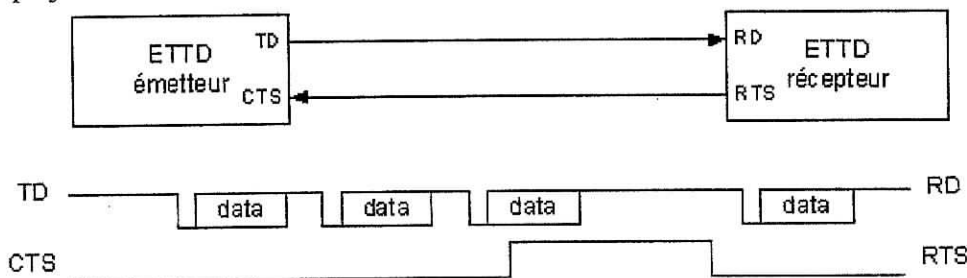
Dans une liaison asynchrone, le récepteur ne peut pas toujours traiter les données aussi rapidement qu'elles arrivent. Une procédure spécifique signifiant à l'émetteur de suspendre provisoirement l'émission peut être nécessaire. Le récepteur a dans ce cas une mémoire tampon pour stocker les données reçues.

Dans le cas du protocole logiciel Xon/Xoff, le récepteur stocke les données dans son *buffer* de réception. Lorsque ce *buffer* est "presque" plein, il envoie le caractère Xoff à l'émetteur pour signifier qu'il doit momentanément interrompre la transmission. Une fois qu'il a traité les informations du *buffer* et qu'il l'a vidé, il envoie le caractère Xon pour demander à l'émetteur de poursuivre la transmission.



**Figure (2.8)** Protocole de contrôle dans le cas logiciel Xon/Xoff.

Dans le cas du protocole matériel RTS/CTS utilisé directement entre deux ETTD, c'est le hardware qui joue ce rôle.



**Figure (2.9)** Protocole de contrôle dans le cas matériel RTS/CTS.

### 2.2.4 Propriétés et Notions de base d'un canal de transmission

La transmission de signaux numériques fait appel à quelques notions de base qui sont rappelées ci-après :

- **Théorème de Shannon** : la rapidité maximale de modulation  $R_{max}$  est liée à la bande passante  $BP$  d'un canal de communication par la relation :  $R_{max} = 2 BP$
- **Rapport signal sur bruit du canal de transmission** :

$$r_{S/B} = 10 \log \frac{P_S}{P_B}$$

Où  $P_S$  et  $P_B$  sont respectivement la puissance du signal utile et la puissance du bruit. Pour une ligne téléphonique ce rapport est d'environ 30dB.

- **Capacité d'un canal de transmission  $C$**  : c'est le débit binaire maximal. Le débit binaire est limité par le rapport signal sur bruit. On montre que :

$$C = B_p \log_2 \left( 1 + \frac{P_S}{P_B} \right) \approx \frac{1}{3} B_p \left( r_{S/B} \right)_{dB}$$

- **Taux d'erreur bits** :

$$TEB = \frac{\text{nombre d'éléments binaires faux}}{\text{nombre d'éléments émis}}$$

- **Efficacité spectrale** :

$$h = N/B = \frac{\text{débit binaire}}{\text{bande occupée autour de la porteuse}}$$

L'efficacité spectrale s'exprime en bit/s/Hz. Elle caractérise la capacité d'une modulation à "passer" un débit maximum dans une largeur de canal minimum. Elle est comprise entre 2 et 8 pour des modulations dites performantes.

## 2.3 Transmissions parallèle et série

### 2.3.1 Transmission Parallèle

Les ordinateurs manipulent non pas des bits isolés, mais des mots de plusieurs bits aussi bien pour le calcul que pour le stockage. On est donc conduit à imaginer un système de transport dans lequel les différents bits d'un mot sont véhiculés en parallèle (**Figure (2.10)**). Cela implique que pour des mots de  $N$  bits il faut  $N$  lignes de transmission.

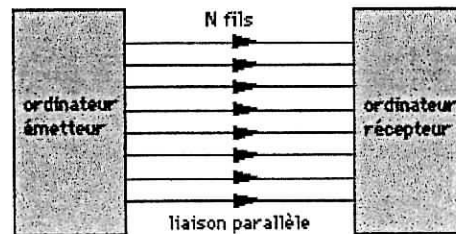


Figure (2.10) Transmission Parallèle.

Cette possibilité comporte des inconvénients évidents :

Si la liaison parallèle est plus rapide, elle est également plus chère (plus de fils), les lignes nécessitent une masse métallique délirante à grande distance donc plus encombrante, et très mauvaise sur des distances longues. Le déphasage entre les différents signaux du même câble entraîne souvent une désynchronisation.

Pour ces raisons, à *grande distance*, la *transmission parallèle* n'est pas employée ; elle peut l'être, par contre, entre un ordinateur et des périphériques proches (imprimante parallèle par exemple).

Une autre possibilité, plus sophistiquée, est la transmission parallèle de signaux sur des canaux de fréquences différentes ; en fait, comme on le verra plus loin, cette possibilité correspond au multiplexage en fréquence.

### 2.3.2 Transmission série

A l'inverse d'une liaison parallèle, les données d'une liaison série sont présentées bit par bit. Une liaison série permet de faire des liaisons sur de grande distance car elle est moins sensible aux parasites que les liaisons parallèles. Son inconvénient majeur est la lenteur à laquelle sont récupérés les bits. En effet, pour une liaison parallèle à 4 fils, on fait passer 4 bits à chaque top d'horloge alors qu'on en fait passer qu'un avec une liaison série. Dans ce mode, les bits sont transmis les uns derrière les autres, ce qui nécessite une "**sérialisation**" effectuée par une logique de transmission dont la pièce maîtresse n'est autre qu'un registre à décalage dont le fonctionnement est rythmé par une horloge (Figure (2.11)).

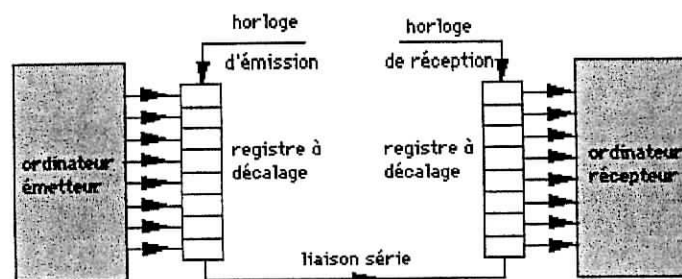


Figure (2.11) Transmission Série.

Une difficulté majeure de ce mode de transmission est liée à l'horloge ; en effet, il est nécessaire d'employer une horloge d'émission et une horloge de réception qui doivent fonctionner en synchronisme parfait.

## 2.4 Modes d'exploitation d'une voie de transmission

Trois modes d'exploitation peuvent être définis sur une liaison point à point reliant deux stations émettrices/réceptrices :

- **Mode simplex** : l'une des stations émet et l'autre reçoit. La communication est donc unidirectionnelle pure. La transmission ne peut se faire que de A vers B.
- **Mode semi-duplex (half duplex ou alternatif)** : la communication est unidirectionnelle, mais le sens de transmission change alternativement : une station émet, l'autre reçoit ; puis c'est la station réceptrice qui devient émettrice et réciproquement ; etc...
- **Mode duplex (full duplex)** : les deux stations peuvent émettre et recevoir simultanément. Ce qui signifie que la bande passante est divisée par deux pour chaque sens d'émission des données si un même support de transmission est utilisé pour les deux transmissions, donc une pour un sens et l'autre pour l'autre sens (Figure (2.12)) :

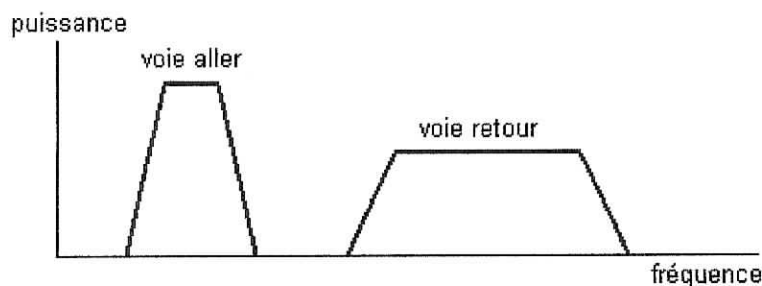
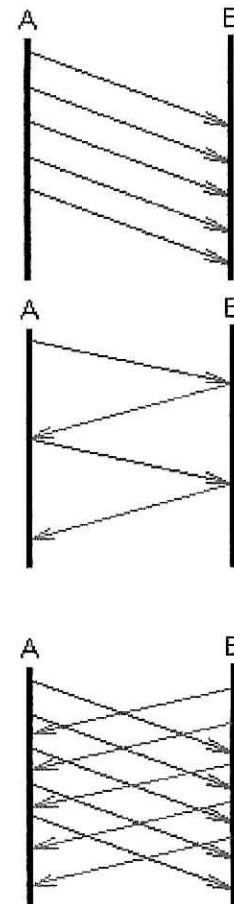


Figure (2.12) Mode Duplex.

## 2.5 Transmissions asynchrone et synchrone

Etant donné les problèmes que pose la liaison de type parallèle, c'est la liaison série qui est le plus utilisée. Toutefois, puisqu'un seul fil transporte l'information, il existe un problème de synchronisation entre l'émetteur et le récepteur, c'est-à-dire que le récepteur ne peut pas a priori distinguer les caractères (ou même de manière plus générale les séquences de bits) car les bits sont envoyés successivement. Il existe donc deux types de transmission permettant de remédier à ce problème:

### 2.5.1 Transmission asynchrone

Les signes sont transmis n'importe quand. Il n'y a pas d'horloge entre la source et la destination. Elle consiste en une transmission de succession de blocs courts de bits (1 caractère - en grisé sur la figure si dessous) avec une durée indéfinie entre l'envoi de deux blocs consécutifs. Un bit START annonce le début du bloc (polarité inverse de celle de la ligne au repos - idle.), un ou deux bits STOP annoncent la fin du bloc (polarité inverse de celle du bit STOP). Un bit de parité est

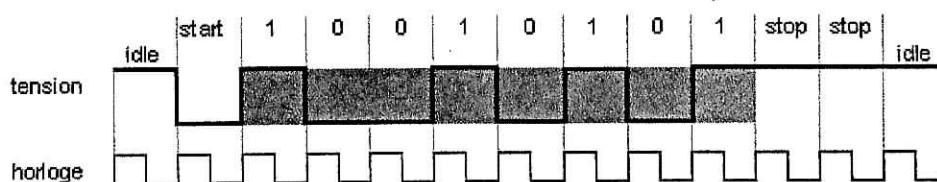


Figure (2.13) Transmission Asynchrone.

Pour ce type de transmission, les débits sont normalisés :

- Blocs de 11 bits : 110 b/s.
- Blocs de 10 bits : 300, 600, 1200, 2400, 3600, 4800, 9600, 19200 b/s.

### 2.5.2 Transmission Synchrone

Dans laquelle émetteur et récepteur sont cadencés à la même horloge. Le récepteur reçoit de façon continue (même lorsque aucun bit n'est transmis) les informations au rythme où l'émetteur les envoie. C'est pourquoi il est nécessaire qu'émetteur et récepteur soient cadencés à la même vitesse. De plus, des informations supplémentaires sont insérées afin de garantir l'absence d'erreurs lors de la transmission

Lors d'une transmission synchrone, les bits sont envoyés de façon successive sans séparation entre chaque caractère, il est donc nécessaire d'insérer des éléments de synchronisation, on parle alors de **synchronisation au niveau caractère**.

Le principal inconvénient de la transmission synchrone est la reconnaissance des informations au niveau du récepteur, car il peut exister des différences entre les horloges de

l'émetteur et du récepteur. C'est pourquoi chaque envoi de données doit se faire sur une période assez longue pour que le récepteur la distingue. Ainsi, la vitesse de transmission ne peut pas être très élevée dans une liaison synchrone. Comme nous l'avons déjà signalé, l'horloge de réception doit être synchrone avec l'horloge d'émission. Pour résoudre ce problème on peut envisager deux solutions :

- *Solution 1 (mauvaise)* : transmettre sur deux canaux parallèles l'information et l'horloge ; cette solution est à rejeter car en dehors du fait qu'elle nécessite une bande passante non négligeable, sur longue distance, les signaux des deux canaux se désynchronisent.
- *Solution 2 (bonne)* : intégrer l'horloge à l'information : emploi d'un encodage particulier.

## 2.6 Transmission par signaux numériques

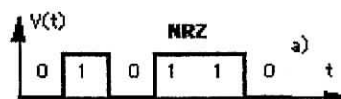
Il existe de nombreuses technologies pour coder les signaux dans les réseaux locaux [Hervé93]. Cette partie se contente d'en recenser quelques-unes une parmi les plus utilisés.

Après numérisation de l'information, on est confronté au problème de la transmission des "0" et des "1". Une première possibilité est l'utilisation de signaux numériques ce qui paraît logique (on verra que des signaux analogiques peuvent aussi convenir).

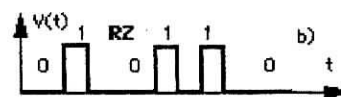
Il s'agit donc de faire correspondre un signal numérique pour le "0" et un autre signal numérique pour le "1". Il y a plusieurs manières de procéder. Nous donnons ci-dessous quelques exemples (du plus simple vers le plus compliqué).

- codes NRZ (non-retour à Zéro), RZ (Retour à Zéro), bipolaire NRZ et RZ

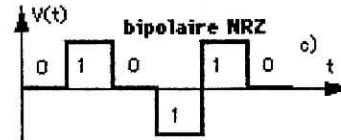
a) NRZ : le codage est simple : un niveau 0 pour le "0", un niveau  $V_0$  pour le "1"



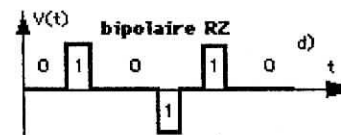
b) RZ : Chacun "1" est représenté par une transition de  $V_0$  à 0.



c) Bipolaire NRZ : alternativement, un "1" est codé positivement, puis négativement



d) Bipolaire RZ : même traitement que précédemment.

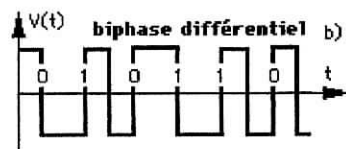
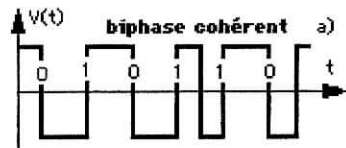
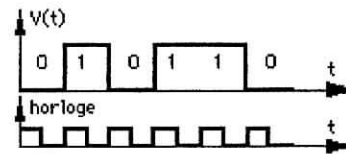


- Codes biphasés : le signal d'horloge et le signal de données sont convolués.

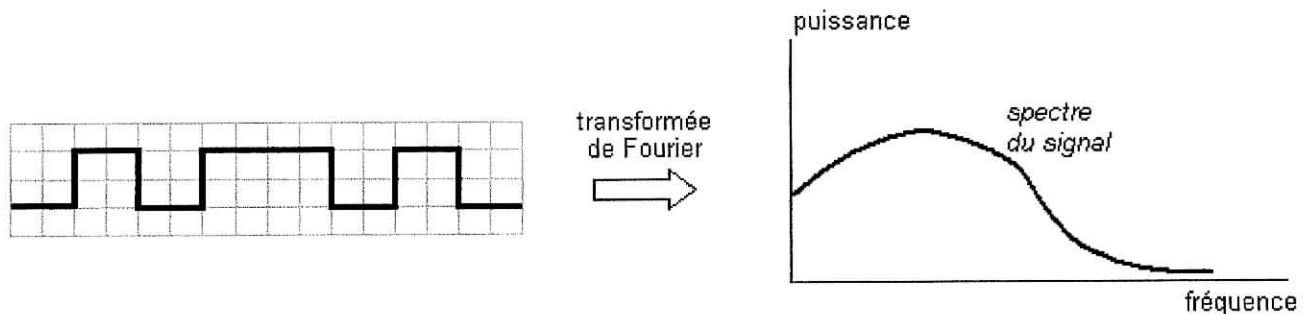


Ces codes sont définis sur le schéma ci-contre par comparaison au codage NRZ

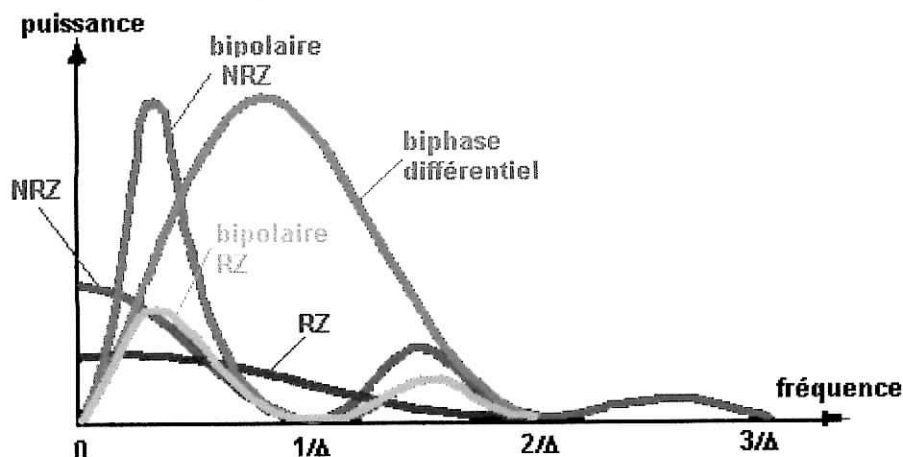
- a) Codage biphasé cohérent ou Manchester : le "0" est représenté par une transition positive - négative et le "1" par une transition négative - positive.
- b) Codage biphasé différentiel : saut de phase de 0 pour un "0" et saut de phase de  $\pi$  pour un "1"



Pour ces codages, il est important de vérifier que les fréquences transportées se trouvent dans la bande passante car ils ne doivent pas subir un trop fort affaiblissement. Pour un codage donné d'une valeur binaire (un octet par exemple), le signal est décomposé en composantes sinusoïdales de Fourier et le spectre des fréquences est établi :

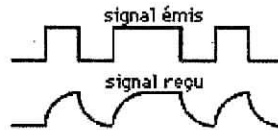


En effectuant cette opération pour toutes les valeurs possibles et en les combinant, on obtient le *spectre du code*. Quelques allures de ces spectres sont données ci-dessous.



Suivant les voies de transmission utilisées, il est alors possible de voir si le codage convient ou pas. En particulier, les codes NRZ et RZ possèdent l'inconvénient de posséder une harmonique non négligeable à la fréquence zéro (composante qui passe mal au travers des équipements réseaux).

Par ailleurs et d'une manière générale, les signaux numériques possèdent un très gros inconvénient : ils se déforment à grande distance (effet capacitif des lignes) :



Ce qui signifie que le transport par des signaux numériques n'est possible qu'à courte distance. Pour des longues distances, il faut employer une autre méthode : la **modulation**.

## 2.7 Modulation

Un PC est un appareil qui travaille de manière numérique. C'est à dire qu'il fonctionne avec des "interrupteurs" électroniques qui produisent deux états, "0" binaire pour un interrupteur ouvert et "1" binaire pour un interrupteur ferme. On obtient le schéma suivant :



Le téléphone est, quant à lui, un appareil totalement analogique. Il a été conçu à une période où le numérique n'existait pas encore. Il transmet des variations sonores par l'intermédiaire d'un signal électrique analogique dont la fréquence, l'intensité et la tension varient suivant la voix (Figure (2.14)). Le signal est envoyé vers l'autre combiné par un fil, c'est une liaison série. On obtient la visualisation suivante :

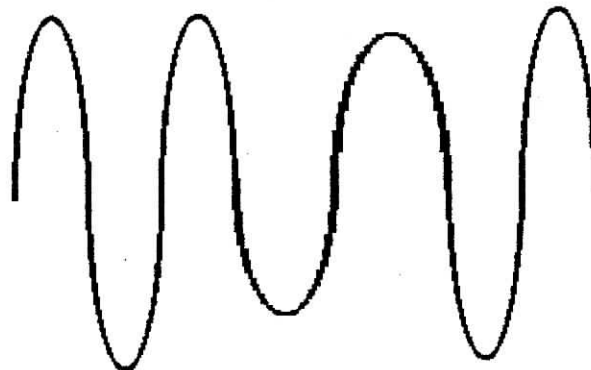


Figure (2.14) Variation sonore d'un signal analogique.

Pour faire passer des informations entre différents points du globe, il y a eu l'idée d'utiliser le réseau téléphonique mondial, c'est le plus complet et le plus important du moment. Il a donc fallu fabriquer un appareil capable de communiquer entre toutes ces lignes et un terminal ou PC. On a alors imaginé un modem qui opère la conversion d'un signal analogique en données

numériques et inversement. Le mot modem vient de l'abréviation des mots modulation (numérique vers analogique), démodulation (analogique vers numérique).

La modulation consiste à opérer un changement sur l'une des caractéristiques d'un signal porteur au rythme d'un signal modulant. Les types de modulation sont assez nombreux et chacun possède ses avantages et ses inconvénients. Il est difficile de dire quel sera le type de modulation le plus utilisé dans le futur, mais il y a encore quelques temps, la *modulation de fréquence* était la plus répandue dans le domaine du modem.

A voir les évolutions actuelles, il est quand même fort probable que la tendance prochaine sera en faveur de la *modulation de phase*. Les modulations les plus simples sont l'ASK, la FSK et la PSK.

### 2.7.1 Modulation numérique en amplitude

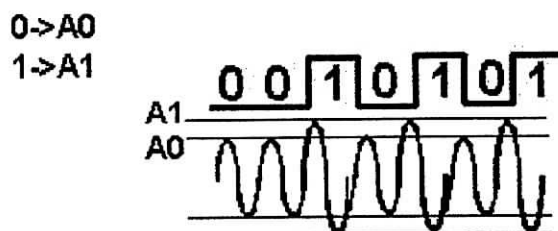
Plus connu sous le nom de **A.S.K** (*Amplitude Shift Keying*), cette modulation a pour but de changer l'amplitude du signal analogique suivant le bit envoyé. Si le bit est un "0" logique, on a une amplitude plus faible que pour un bit de valeur "1" logique.

L'**A.S.K** possède quelques variantes. Il existe aussi avec une modulation à plusieurs niveaux (exemple : 2 bits). C'est à dire que pour un même top d'horloge, le modem analyse 2 bits consécutivement (au lieu d'un pour le système précédent). Il a donc besoin de créer une amplitude pour chaque cas, tel que :

Bits	Amplitude
00	A0
01	A1
10	A2
11	A3

Ce système à plusieurs niveaux permet ainsi d'accélérer le passage des données. Mais son principal inconvénient est sa sensibilité aux parasites éventuels.

Voici deux schémas explicatifs. Le premier pour une modulation à 1 bit (**Figure (2.15)**), le second pour une modulation à 2 bits (**Figure (2.16)**, page suivante):



**Figure (2.15)** Modulation ASK à un niveau.

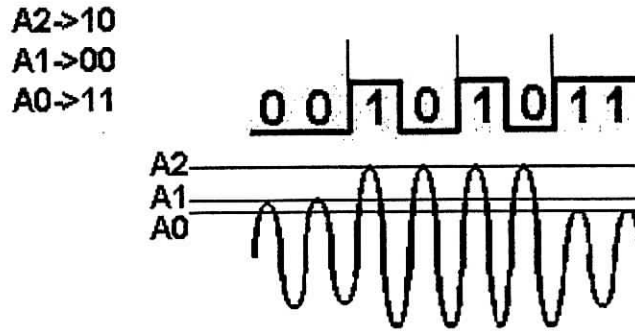


Figure (2.16) Modulation ASK à deux niveaux.

### 2.7.2 Modulation numérique en fréquence

Plus connu sous le nom de **F.S.K** (*Fréquence Shift Keying*), L'objectif de la modulation de fréquence a été initialement d'obtenir une meilleure qualité des transmissions. L'amplitude d'un signal modulé en amplitude est souvent modifiée par les parasites dus essentiellement aux interférences avec les autres stations émettrices. La modulation de fréquence présente un autre avantage : sa puissance d'émission reste constante. Ce type de modulation a pour but de changer la fréquence du signal analogique suivant qu'il s'agisse d'un "1" logique ou d'un "0" logique. Si en entrée, on a un "1" logique, alors en sortie, ce bit sera représenté par un signal d'une certaine fréquence. Et si en entrée, on a un "0" logique, alors en sortie, ce bit sera représenté par un signal d'une autre fréquence qui pourra être double ou autres (**Figure (2.17)**).

C'est pour le moment la modulation la plus utilisée dans le domaine de communication par modem car les risques d'erreurs restent minimales.

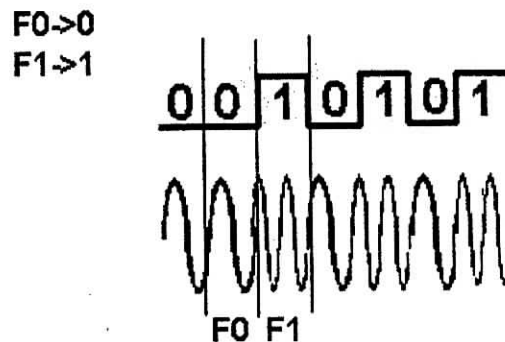
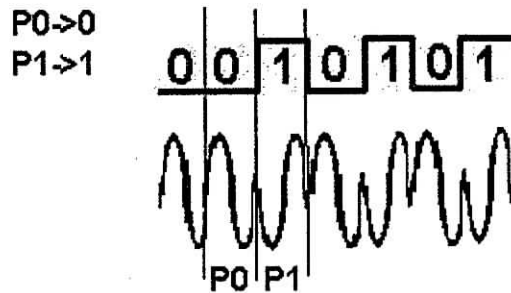


Figure (2.17) Modulation FSK.

### 2.7.3 Modulation numérique de phase

Plus connu sous le nom de **P.S.K** (*Phase Shift Keying*), cette modulation a pour but de déphaser la fréquence du signal analogique suivant qu'il s'agisse d'un "1" logique ou d'un "0" logique. Si en entrée, on a un "0" logique, alors en sortie, la fréquence n'est pas déphasée ( $0^\circ$ ). Par

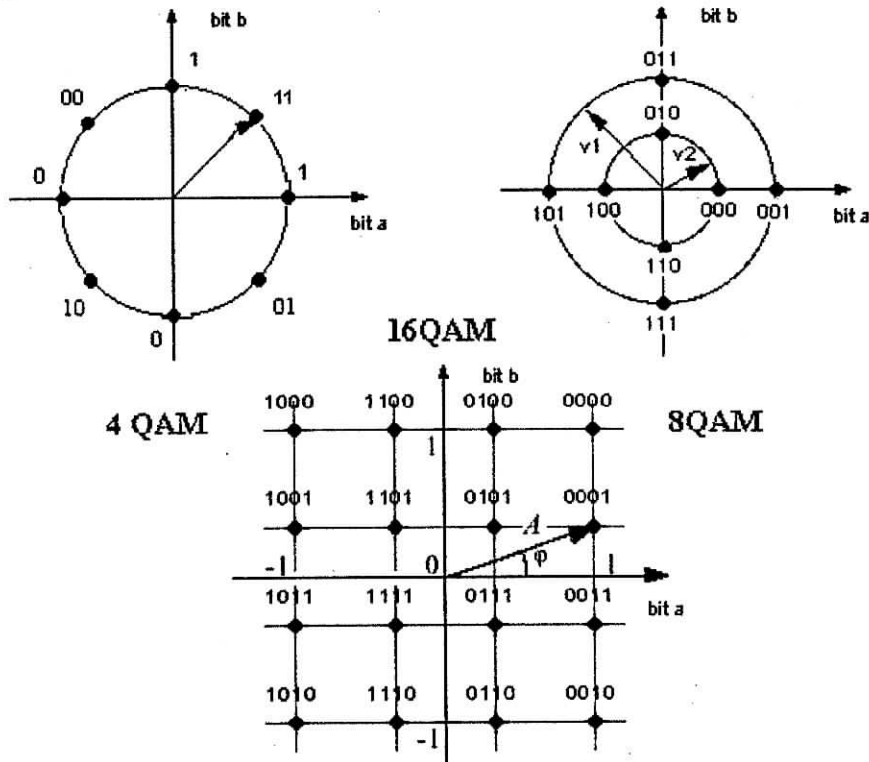
contre, si en entrée, on a un "1" logique, alors en sortie, la fréquence est déphasée de  $\pi$  ( $180^\circ$ ), comme montré dans la **Figure (2.18)** ci dessous :



**Figure (2.18)** Modulation PSK.

### 2.7.4 Modulation numérique d'amplitude et de phase

D'autres modulations plus élaborées sont possibles. On peut aussi imaginer une combinaison des différents types de modulation, par exemple, la combinaison d'une *modulation d'amplitude* et d'une *modulation de phase* (**QAM - Quadrature Amplitude Modulation**) dans la figure ci-dessous, cette combinaison permet d'avoir 4, 8 ou 16 signaux différents (ou plus), chaque signal transportant chacun 2, 3 ou 4 bits (ou plus), forment ainsi une "constellation" (**Figure (2.19)**):



**Figure (2.19)** Représentation de différentes constellations.

Cette partie est légèrement plus complexe que le reste et demande certaines notions de théorie du signal.

Le sinus et le cosinus, utilisés en signal, sont en quadrature. En géométrie, cela revient à dire que leur plan sont perpendiculaire. Cela signifie que si l'on additionne un sinus et un cosinus dans un même signal, on sera capable ensuite de les séparer de nouveau.

Ainsi, on peut associer un bit "a" au sinus, et un bit "b" au cosinus. En additionnant les deux vecteurs, on peut, avec un seul signal, envoyer deux, trois ou 4 bits, comme l'illustre la figure ci-dessous.

Pour mettre ça en œuvre physiquement, il suffit d'utiliser le schéma suivant. Le signal  $p(t)$  est par exemple un sinus, qui est multiplié par le bit "a", prenant les valeurs de +1 pour un 1, et -1 pour un 0. Ensuite, le sinus déphasé, soit le cosinus, est multiplié par le bit "b".

La somme des deux sera transmise sur la ligne. Le signal transporté pourra être démodulé à l'arrivée pour retrouver le bit "a" et le bit "b".

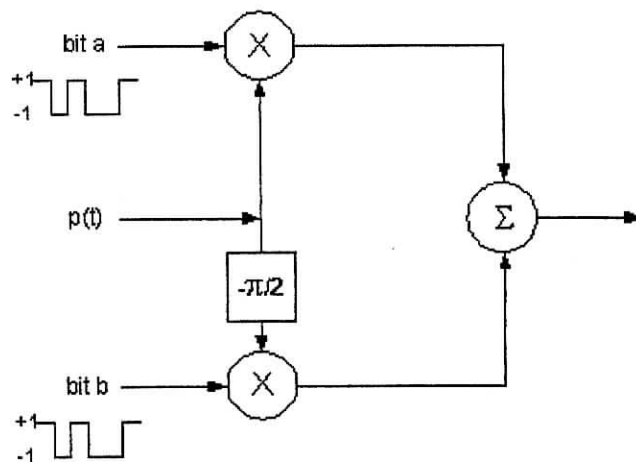


Figure (2.20) Modulateur QAM.

*Remarque:* Pour les longues distances, la solution de la modulation est quasi-générale.

## 2.8 Le multiplexage

Lorsque plusieurs lignes arrivent au même endroit et ne doivent plus passer que sur une seule ligne, on fait du multiplexage. Les différentes voies incidentes se retrouvent sur la même voie composite, comme le montre la Figure (2.21) suivante :

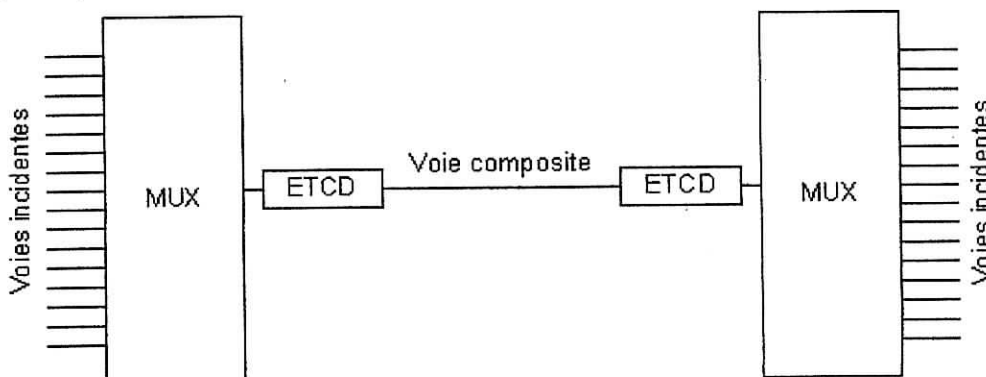


Figure (2.21) Représentation schématique du multiplexage.

Pour parvenir à mélanger ces différents signaux sur une même ligne pour pouvoir les retrouver ensuite, il existe trois méthodes.

### 2.8.1 Le multiplexage temporel ou TDM (Time Division Multiplexing)

La voie composite est plus rapide que les N voies incidentes. Ainsi, quand chaque voie incidente fait passer i octets de données, la voie composite elle peut faire passer  $N * i$  octets de données. Ce principe est assez simple voir **Figure (2.22)**. Imaginons simplement que nous ayons deux voie et que nous souhaitons faire passer 2 fois 56 kbps sur une ligne. Il nous suffit simplement d'une ligne à 128 kbps... Pendant une demi-seconde, vous faites passer les 56 kbits de la première ligne, et dans la deuxième demi-seconde, nous faisons passer les 56 kbits de la deuxième ligne.

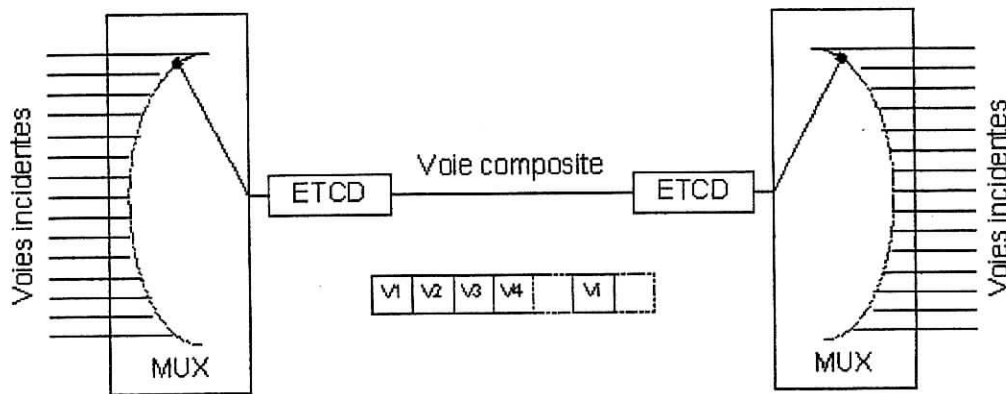


Fig. (2.22) Multiplexage temporel (TDM).

### 2.8.2 Le multiplexage fréquentiel ou FDM (Fréquence Division Multiplexing)

Cette fois-ci, au lieu de partager le temps entre les différentes lignes, toutes vont passer en même temps sur une fréquence différente. Grâce à la théorie du signal, on peut facilement, à l'aide d'un simple filtre, retrouver les informations placées dans différentes fréquences. Les différentes voies sont donc modulées à des fréquences différentes les unes des autres, sans recouvrement, et l'ensemble des voies est envoyé sur la ligne.

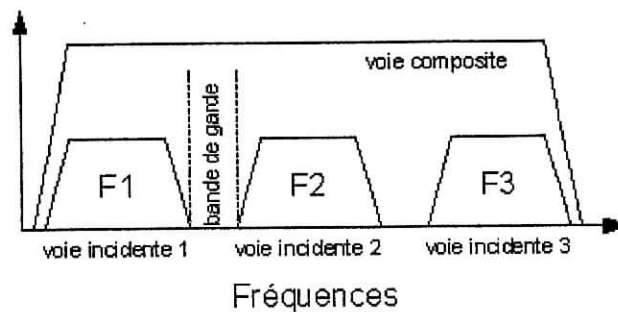
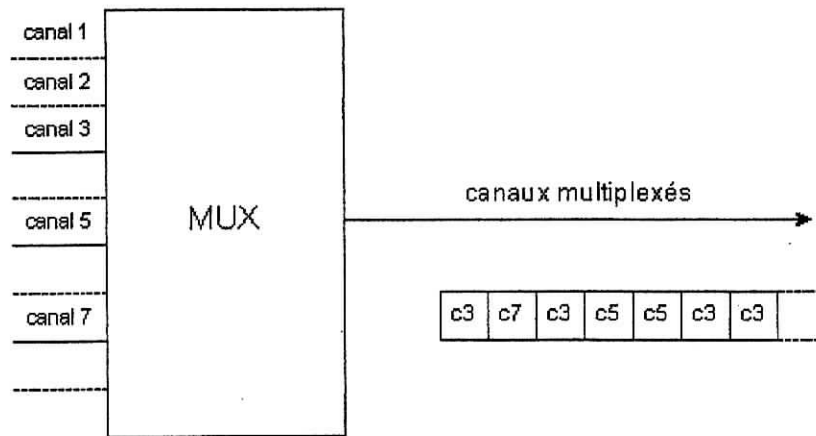


Figure (2.23) Multiplexage fréquentiel (FDM).

### 2.8.3 Le multiplexage statistique, d'étiquette ou de position

Cette fois-ci, il s'agit simplement de regarder quelles sont les lignes qui émettent réellement des signaux. Dans notre exemple (**Figure (2.24)**), on peut voir que les canaux 1, 2, 3, 5 et 7 émettent alors que les autres liaisons sont inutilisées. Dans ce cas, on fait passer les informations les unes derrière les autres, comme pour le multiplexage temporel, mais uniquement les informations réelles.

Statistiquement, les canaux ne seront jamais tous utilisés, ce qui permet d'avoir un débit moins important que le nombre de canaux fois le débit de chaque canal.



**Fig. (2.24)** Multiplexage statistique.

**Remarque :**

- Le signal se distingue du bruit par le fait qu'il peut perdre ses caractéristiques (amplitude, fréquence, ...).
- Les signaux émis sont par nature toujours analogiques, par contre l'information qu'ils portent peut être soit analogique, soit numérique.



## Chapitre 3

# Modèle de propagation multi-path pour un Canal Powerline dans la classe haute fréquence

### 3.1 Introduction

Suite aux récentes demandes dans le domaine des communications, le réseau de distribution électrique s'est transformé, en plus de la distribution d'énergie électrique simple, en un support de distributions de communications divers, tels que voix et services de données[Zimmermann99]. Spécialement l'accès à INTERNET qui est aux centres des efforts des diverses activités de recherches.

Le réseau "Powerline" diffère considérablement en topologie, structures et propriétés physiques, des systèmes de communication conventionnels de diffusion (tels que : Les paires torsadées, câble coaxial ou fibre optique ), néanmoins le système de communication doit tenir compte des effets pervers du réseau de distribution. Pour concevoir les systèmes de communication et la planification du réseau "Powerline Communication (PLC)" adéquat, le modèle des caractéristiques de transfert des réseaux basses tensions est nécessaire.

Plusieurs approches de modélisation des caractéristiques de transfert du "Powerline" peuvent être trouvées dans la littérature. La plus part de ces modèles représentent le fondement des approches qui décrivent la compréhension d'un réseau par les composants utilisant la dispersion des paramètres matricielles [Barnes98], [Dalby97] et autres méthodes

plus complexes. Ses modèles en générale supposent connaître de façon détailler les composants du réseau pour déterminer les éléments des matrices. Le principal inconvénient de ces approches est le grand nombres de paramètres, les quelles ne peuvent être déterminées avec suffisamment de précision. Au contraire de celles-ci, la meilleur des approches et de regarder la ligne de communication comme étant une boîte noire et de décrire les caractéristiques de transfert par une **fonction de transfert**.

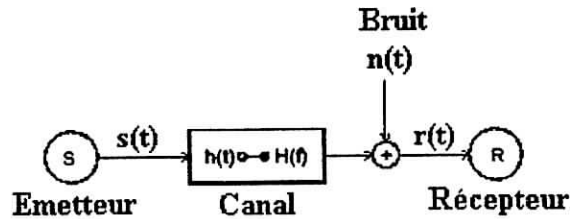


Fig. (3.1) modèle général d'une ligne

La **Figure (3.1)** montre un modèle général de ligne utiliser partout en ingenierie de communication. Le modèle présente la fonction de transfert  $H(f)$  dans une bande de fréquence de 500KHz à 20Mhz, basé et obtenu sur des effets physiques observés durant un grand nombre d'essais[Zimmermann99]. Le but de ce modèle est de trouver la fonction de transfert par des paramètres dérivé des essais en ligne, en contraste avec la modélisation prédictive d'un réseau de par sa dimension géométrique, sa structure ou propriétés des matériaux. Dans le cas d'une topologie simple par exemple (i.e. : câble à une branche), les raisons physiques des résultats observés (pertes en ligne, facteur de réflexion et de transmission) peuvent être identifiées. Dans les cas plus complexes de topologie de réseaux, le back-tracing des résultats des causes et souvent impossible. Cependant la fonction de transfert peu être aussi dans certain cas décrit par le model. Néanmoins les paramètres ne peuvent pas ce rapporter aux dimensions physiques du réseau.

### 3.2 Topologie des réseaux

Dans la majorité des payes du monde les réseaux sont diviser en 3 sections avec différants niveaux de tensions. "*Section haute tension*", "*section moyenne tension*" et "*section basse tension*". Du point de vue des communications ce ne sont pas toutes les parties du réseau de distribution qui ont un intérêt égale. Spécialement les réseaux de distribution basses tensions, qui présentent un intérêt d'accès aux réseaux dans le **dernier Mile** (*the last-mile*). Pour cette raison, dans tous ce qui suivra, le modèle présenté se focalisera sur cette section (**basse tension**), néanmoins il peu être appliqué facilement aux autres sections. Le branchement à partir d'une station du réseau principale de distribution, peu être effectué par des branchements conventionnels, tels que la fibre optique, transmission radio, câble à large bande ou encore on utilisant les lignes à moyenne tension [Zimmermann99].

La "boucle locale d'accès au réseau" basse tension, entre la sous-station et le client local sont souvent opérer avec une structure formée en étoile. Du point de vue communication, ils présentent des structures similaires aux réseaux de radio mobile constituer de cellule et des stations de base.

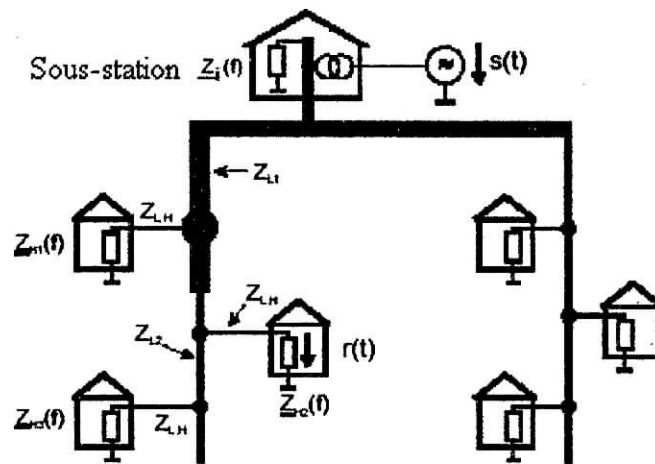


Fig. (3.2) Propagation du signal sur le réseau local de distribution "Powerline".

A l'opposer du circuit de contrôle et de distribution des lignes téléphoniques, La "boucle locale d'accès au réseau Powerline" ne consiste pas on une connexion point à point entre une sous-station et un client local, mais elle est représentée par une ligne de distribution (*réseau en bus*), avec les prises d'alimentation domestique. L'accès type au réseau entre une sous station et un client (**Figure (3.2)**) consiste en un câble de distribution ou une série de câbles de distribution à impédance caractéristique  $Z_{Li}$  et les câbles de connexion interne à impédance caractéristique  $Z_{LH}$ . L'extrémité du câble de connexion interne est reliée à la boîte de jonction "house conection box". Le câblage interne est terminer par une impédance terminale  $Z_H(t)$ . A chaque passage par une liaison sur des lignes le long du chemin de propagation du signal il y a des changements d'impédances et des réflexions qui y sont provoquées.

### 3.3 Les effets physiques de la propagation du signal

#### 3.3.1 Multi-lignes de propagation du signal (*Multi-Path signal propagation*)

A cause de la structure des réseaux basses tensions, la propagation du signal diffère entre des lignes comparables, par les nombreuses réflexions causer par les connexions domestiques, les boîtes de jonctions et l'ensemble des connexions avec différentes impédances. Le signal de propagation n'est pas le seul à prendre place le long du réseau entre l'émetteur et le récepteur, l'addition d'autres lignes de propagations (échos) doivent êtres pris en considération. Le résultat est la propagation de plusieurs signaux sur le réseau avec atténuation des fréquences sélectives.

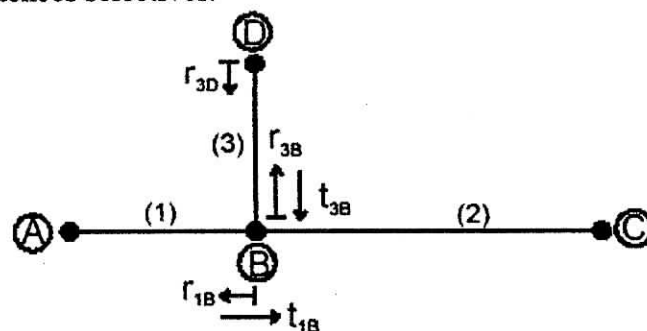


Fig. (3.3) Propagation du signal ; câble à une branche.

Le "Multi-Path signal propagation", est étudié dans un exemple simple est facile à analyser (**Figure (3.3)**). La liaison à une branche est constitué de segments (1), (2) et (3), avec des longueurs  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $d_3$  et des impédances caractéristiques  $Z_{L1}$ ,  $Z_{L2}$ ,  $Z_{L3}$ .

**Tableau (3.1)** Propagation du signal sur une partie du réseau examiné.

N° de ligne	La voie de propagation du signal	Facteur de charge $g_i$	Longueur de la ligne $d_i$
1	A→B→C	$t_{1B}$	$d_1+d_2$
2	A→B→D→B→C	$t_{1B} * r_{3D} * t_{3B}$	$d_1 + 2d_2 + d_3$
⋮	⋮	⋮	⋮
N	A→B(→D→B) <sup>N-1</sup> →C	$t_{1B} * r_{3D} * (r_{3B} * r_{3D})^{N-1} * t_{3B}$	$d_1 + 2(N - 1)d_3 + d_3$

Pour simplifier, en met A et C de même valeur, ce qui donne :  $Z_A = Z_{L1}$  ;  $Z_C = Z_{L2}$ . Les points de réflexions restants B et D avec :

- **Les facteurs de réflexions :**

$$r_{1B} = \frac{(Z_{L2} // Z_{L3}) - Z_{L1}}{(Z_{L2} // Z_{L3}) + Z_{L1}} \quad (3.1)$$

$$r_{3B} = \frac{Z_D - Z_{L1}}{Z_D + Z_{L1}} \quad (3.2)$$

$$r_{3D} = \frac{(Z_{L2} // Z_{L1}) - Z_{L3}}{(Z_{L2} // Z_{L1}) + Z_{L3}} \quad (3.3)$$

- **Les facteurs de transmissions :**

$$t_{1B} = 1 - |r_{1B}| \quad (3.4)$$

$$t_{3B} = 1 - |r_{3B}| \quad (3.5)$$

Avec ses hypothèses les chemins de propagation citée dans le **tableau (3.1)** sont possibles. Chaque chemin à un facteur de charge  $g_i$ , représentant le produit des facteurs de réflexions et de transmission le long de la ligne. Le retard  $\tau_i$  de la ligne peu être calculer à partir des longueurs  $d_i$  et la vitesse de propagation  $v_p$  ce qui donne la formule suivante :

$$\tau_i = \frac{d_i}{v_p} \quad (3.6)$$

Les pertes réelles en lignes engendrent des atténuations  $A(f, d)$  croissantes en fonction de la longueur des lignes et des fréquences. Les composants du signal de la ligne doivent étre additionnés a cause de la superposition et de la fonction de transfert à partir du point A au point C, qui peut être exprimé comme suit :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i A(f, d) e^{j2\pi f \tau_i} \quad (3.7)$$

Tous les facteurs de réflexion et de transmissions sont généralement inférieures ou égales à 1.

$$\begin{aligned} |r_{jx}| < 1 ; |t_{jx}| < 1 \\ j = 1,2,3,\dots \quad x = A,B,C,\dots \end{aligned} \tag{3.8}$$

Pour cette raison le facteur de charge  $g_i$ , qui est le produit des facteurs de réflexions et de transmissions sera aussi inférieur ou égales à 1.

$$|g_i| \leq 1 \tag{3.9}$$

Plus les transitions et les réflexions augmentent le long de la ligne, plus le facteur de charge  $g_i$  diminue, du fait que la longueur de la ligne entraîne une grande atténuation, elles participent moins au signal total aux points de réception. Il est préférable de choisir le nombres de ligne principale  $N$  pas très grand.

La propagation du signal dans des réseaux complexe à multiples branchements peu être diviser dans plusieurs directions identiques.

### 3.3.2 Atténuation causée par les pertes en ligne

Comme il a été mentionné plus haut la propagation des signaux est exposée à des atténuations croissantes en fonction de la longueur des lignes et de la fréquence. Cette partie présente un regard proche sur les pertes et les dérivés de leur modèle mathématique.

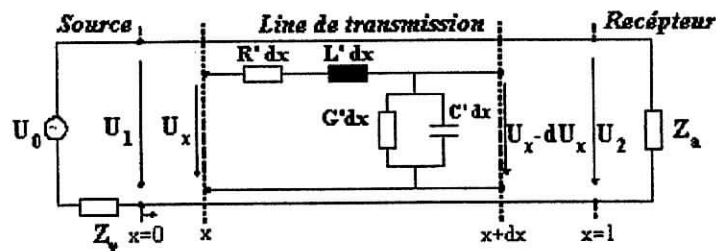


Fig. (3.4) propagation sur une ligne de transmission.

La théorie de transmission en ligne décrit le comportement de la tension et du courant sur une ligne (Figure (3.4)), comme suit :

$$\underline{U}(x) = \underline{U}_2 \cosh(\underline{\gamma}x) + I_2 Z_L \sinh(\underline{\gamma}x). \tag{3.10}$$

$$\underline{I}(x) = \underline{I}_2 \cosh(\underline{\gamma}x) + \frac{\underline{U}_2}{Z_L} \sinh(\underline{\gamma}x). \tag{3.11}$$

Les paramètres qui décrivent les lignes de transmission sont :

- $Z_L$  : Impédance caractéristique.
- $\gamma$  : Constante de propagation.

$$Z_L = \sqrt{\frac{R'+j\omega L'}{G'+j\omega C'}} \tag{3.12}$$

$$\underline{\gamma} = \sqrt{(R'+j\omega L')(G'+j\omega C')} = \alpha + j\beta \tag{3.13}$$

Considérons la transmission en ligne en tout point, laquelle est équivalente à la propagation des ondes à partir de la source jusqu'à la destination. la fonction de transfert d'une ligne de longueur  $d$  peu être exprimée comme suit :

$$H(f) = \frac{U(x=1)}{U(x=0)} = e^{-\gamma d} = e^{-\alpha(f)d} e^{-j\beta(f)d} \tag{3.14}$$

La **Figure(3.5)** montre la coupe d'un câble Powerline contenant 2 conducteurs, qui est utilisé partout dans les systèmes de distribution d'énergie en Algérie. Lorsque le signal passe dans les 2 conducteurs adjacents, la plus part du champ électrique se concentre entre ces 2 conducteurs. Pour une première estimation du champ électrique et magnétique, elles peuvent être appréciés par des équations décrivant une micro ligne. Les paramètres de ce câble peu être estimer par la dimension géométrique et les propriétés physiques.

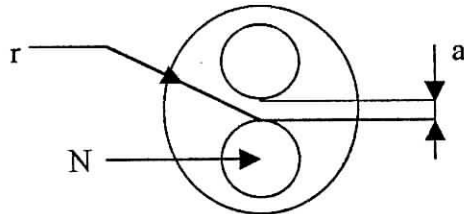


Fig.(3.5) section d'un câble Powerline

L'inductance par unité de longueur et la capacité par unité de longueur peuvent être exprimés comme suit :

$$C' = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{r}{a} \tag{3.15}$$

$$L' = \mu_0 \mu_r \frac{a}{r} \tag{3.16}$$

Dans les fréquences de l'ordre des MHz, la résistance par unité de surface est dominée par l'effet de surface "skin effect" et peu être approximativement exprimé par :

$$R' = \sqrt{\frac{\pi \mu_0}{kr^2}} f \rightarrow R' \approx \sqrt{f} \tag{3.17}$$

Suivant le model circulaire du conducteur avec un rayon  $r$ , la conductance par unité de longueur

$$G' = 2\pi f C' \tan \delta \rightarrow G' \approx f \tag{3.18}$$

est principalement influencée par le facteur de dissipation du diélectrique (usuellement PVC).

Le résultat de l'utilisation de la structure et des propriétés physiques dans les équations précédentes donne :  $R' \ll \omega C'$  et  $G' \ll \omega C'$  dans la band de fréquence qui nous intéresse. Pour

cette raison le câble peu être considéré de faibles pertes, l'impédance  $\underline{Z}_L$  et la constante de propagation  $\underline{\gamma}$  peuvent êtres déterminés en utilisant les expressions simplifier suivantes :

$$\underline{Z}_L = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \tag{3.19}$$

$$\underline{\gamma} = \underbrace{\frac{1}{2} \frac{R'}{\underline{Z}_L} + \frac{1}{2} G' \underline{Z}_L}_{Re(\underline{\gamma}) = \alpha} - j \underbrace{\omega \sqrt{L' C'}}_{Im(\underline{\gamma}) = \beta} \tag{3.20}$$

On introduit les constantes  $k_1$  et  $k_2$  qui représenterons les caractéristiques du câble :

$$\underline{\gamma} = \underbrace{k_1 \sqrt{f} + k_2 f}_{Re(\underline{\gamma}) = \alpha} + j \underbrace{k_3 f}_{Im(\underline{\gamma}) = \beta} \tag{3.21}$$

La partie réelle de la constante de propagation, les pertes d'atténuation  $\alpha$ , augmentes en fonction de la fréquence. La relation entre  $\alpha$  et  $f$  avec un câble spécial peu être proportionnel à la racine carrée de  $f$ , proportionnel à la fréquence ou proportionnel aux deux (n'importe le quel peu dominé  $k_1$  ou  $k_2$  ).

En ce basons sur les dérivations de départ en fonction des suppositions physiques et les recherches étendu des mesures des réponses fréquentiel de la partie réelle de la constante de propagation, les pertes en ligne peuvent être écrites :

$$\alpha(f) = a_0 + a_1 f^k \tag{3.22}$$

Avec un choix approprier des paramètres  $a_0$ ,  $a_1$  et  $k$ , l'atténuation du câble "Powerline" peu être écrite :

$$A(f, d) = e^{-\alpha(f)d} = e^{-(a_0 + a_1 f^k)d} \tag{3.23}$$

### 3.4 Modèle du canal

#### 3.4.1 Généralisation de la fonction de transfert d'un signal propagation Multi-Path

La combinaison du Multi-Path propagation, de la fréquence et de l'atténuation due à la longueur ; nous conduise à :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{|g_i(f)|^{\varphi_{ji}(f)}}_{\text{Facteur de poids}} \underbrace{e^{-(a_0 + a_1 f^k)d_i}}_{\text{terme d'atténuation}} \underbrace{e^{-j2\pi f \tau_i}}_{\text{terme de retard}} \tag{3.24}$$

Le temps écoulé sur la ligne est représenté par le **terme de retard**. L'atténuation augmentant avec la longueur de la ligne et les fréquences, elles sont représentées par le **terme d'atténuation**. Le facteur de charge  $g_i$  comprends le facteur de réflexion et le facteur de transmission le long de la ligne de propagation du signal. Du fait que l'impédance domestique peu se montrés complexes, la fréquence dépendant des différentes valeurs du facteur de charge  $g_i$  est choisie dans le cas général multiple et de fréquences variables. Les composants du signal des  $N$  lignes sont additionnés ensemble au point de réception.

### 3.4.2 Simplification du modèle :

Heureusement dans la plus part des cas pratique, les fréquences dépendent du facteur de charge  $g_i$ , le facteur peu être simplifié ou multiples mais ne peu être dépendant du facteur fréquence. Dans un réseau hétérogène souvent plus d'un signal avec le même retard existe, ainsi il est très compliquer de suivre le facteur de charge jusqu'à son origine. Dans ces cas la, le facteur de charge décrie simplement la charge de la ligne.

La relation entre le retard  $\tau_i$ , la longueur de la ligne  $d_i$  et la vitesse de propagation  $v_p$ , est donnée par :

$$\tau_i = \frac{d_i \sqrt{\epsilon_r}}{c_0} = \frac{d_i}{v_p} \quad (2.25)$$

$c_0$  : vitesse de la lumière dans le vide.

$\epsilon_r$  : constante diélectrique d'isolation du matériau.

Ceci permet de le substituer dans l'équation (3.24). le model résultant de la fonction de transfert devient :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{g_i}_{\text{Facteur de poids}} \underbrace{e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_i}}_{\text{terme d'atténuation}} \underbrace{e^{-j2\pi f \frac{d_i}{v_{p,i}}}}_{\text{terme de retard}} \quad (3.26)$$

**Tableau (3.2)** définitions des paramètres.

$I$	- Nombre de ligne, la ligne qui a le plus petit retard à l'indice $i = 1$
$a_0, a_1$	- Paramètres d'atténuation.
$k$	- L'exposant du facteur d'atténuation (usuellement les valeurs sont comprises entre 0.2 et 1 )
$g_i$	- Facteur de charge d'une ligne $i$ , en général complexe, peu être physiquement interprété comme le facteur de réflexion /transmission de la ligne.
$d_i$	- Longueur de la ligne $i$ .
$\tau_i$	- Retard de la ligne $i$ .

L'équation (3.26) représente la base du modèle décrivant la fonction de transferts d'une ligne type du réseau "Powerline". On utilisant ce modèle, tous les effets des caractéristiques de transfert d'une ligne "Powerline" selon la classe de fréquences peuvent être modélisés par



un petit ensemble de paramètres, l'augmentation du nombre de lignes N permet un contrôle facile et une précision dans le modèle.

### 3.5 Vérification du model par des mesures

Les résultats de la simulation basés sur le modèle de l'équation (3.26) sont comparées avec des mesures qui ont été fait sur un echontillon de réseau dont la topologie et la dimension géométrique sont connues (Figure(3.6)) [Barnes98], [Dalby97], [Zimmermann99].

Le modèle de l'équation (3.26) est applicable au réseau sans connaître en détaille la topologie du réseau. La Figure (3.7) montre la *valeur absolue de la réponse fréquentiel* mesuré (*atténuation*) du branchement Powerline. Les longueurs ont été calculés en utilisant l'équation (3.25) avec  $\epsilon_r = 4$  avec des retards prés déterminés à partir des mesures [Zimmermann99].

Tableau (3.3) paramètres du modèle représenté dans la figure (3.7)

N° du chemin	1	2	3	4
Retard en $\mu s$	1.0	1.25	1.76	2.64
Longueur en m	150	188	264	397
Facteur de charge	0.4	-0.4	-0.8	-1.5
$k = 0.5$	$a_0 = 0$	$a_1 = 8e-06$		

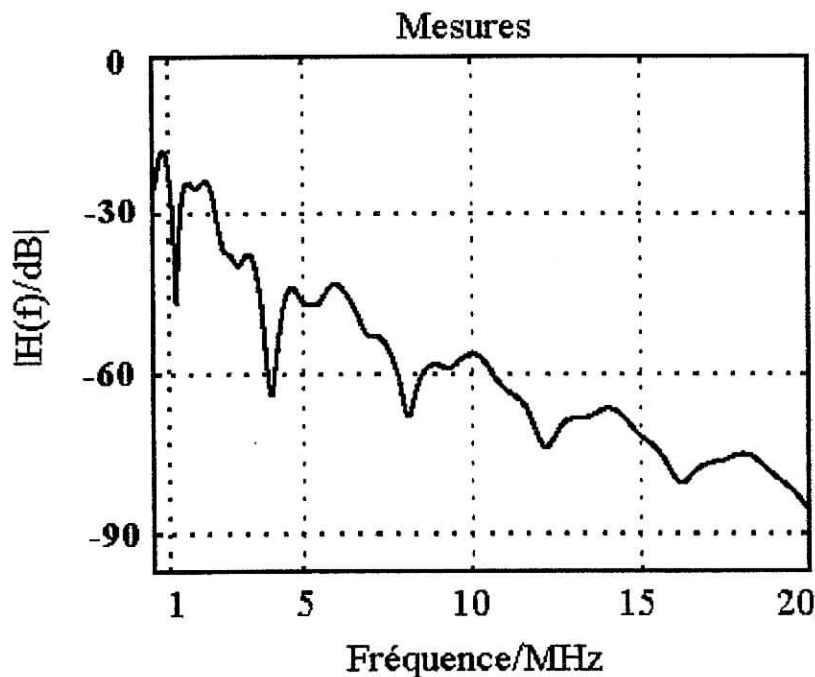
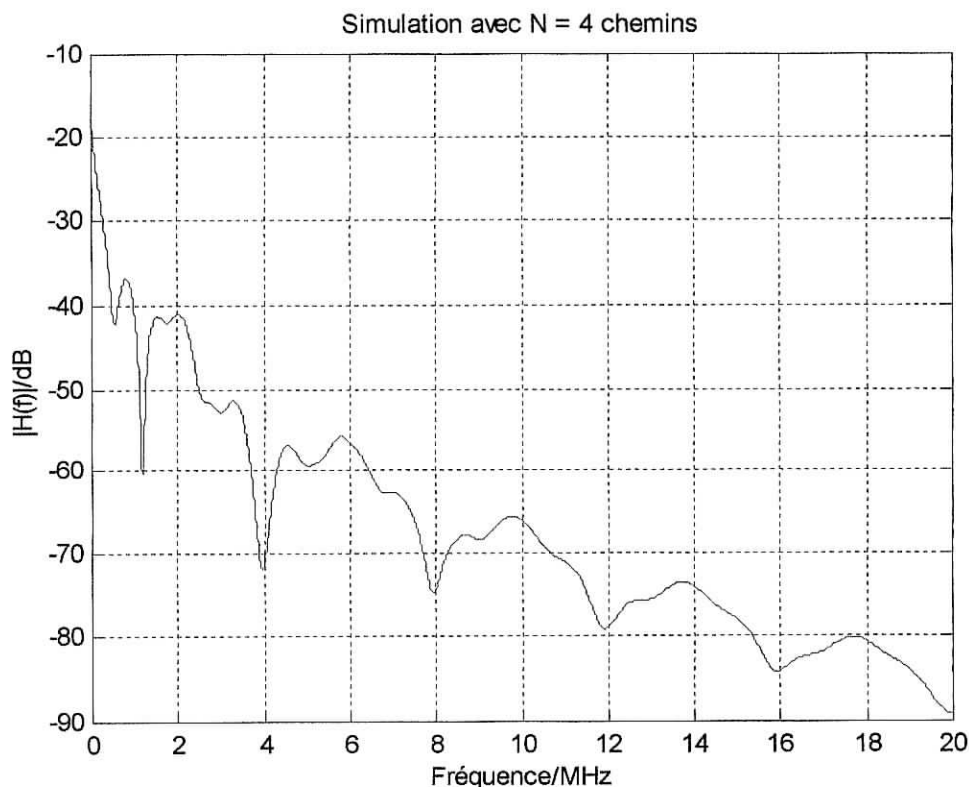


Fig.(3.6) Mesures de référence pour un branchement Powerline.



**Fig.(3.7)** Simulation d'un branchement Powerline avec N = 4 chemins.

La **Figure (3.7)** montre les résultats de la simulation (faite sur MATLAB) avec N = 4 chemins, avec les longueurs listées dans le **Tableau (3.3)**. Le tracé montre, en comparaison avec la **Figure (3.6)** que les effets essentiels peuvent être décrit par un modèle relativement simple. Sauf aux basses fréquences où le résultat de la simulation et de notre référence sont légèrement différents. Ceci est dû au fait que les échos (bruits) sont plus longs, ce paramètre influence spécialement le début du spectre. Ces résultats obtenus grâce à l'équation (3.26) nous permettent d'obtenir une meilleure estimation de la puissance du signal à émettre à partir de la sous-station pour les différentes branches du réseau PowerLine, afin d'obtenir des signaux viables et exploitables au niveau des prises électriques.

Cet exemple montre bien l'applicabilité du modèle dans un réseau. Il est faisable de déterminer les paramètres pour un branchement et de décrire les caractéristiques de propagation d'un signal  $n$  haute fréquence sans connaître en détail les dimensions.

Dans le but d'établir une communication de données très rapide avec un taux d'échange dans la classe des Mbit/s sur les réseaux "Powerline" consacrés aux systèmes de communication (étant donné les propriétés complexes des lignes qu'ils nécessitent). Pour la conception d'une modulation appropriée et d'un système de codage, la connaissance détaillée des propriétés des lignes dans les classes de fréquence allant jusqu'à 20 MHz est essentielle. En plus de la distorsion du signal, causée par les pertes en ligne et le Multi-Path-propagation, le "bruit" est le facteur le plus important influant sur la communication numérique dans les réseaux "Powerline".

Un certain nombre de recherches ont été faites ces dernières années au sujet des propriétés des lignes en fonction de la fréquence jusqu'à 20 ou 30 MHz. Malgré les investigations intensives qui ont été faites sur les réponses fréquentielles des lignes [Zimmermann00] seulement très peu de connaissances ont été établies au sujet du comportement des bruits. Les recherches sur le bruit dans la bande HF sont toutes limitées à l'analyse spectrale statique des bruits de fond. La perturbation impulsionnelle n'est pas prise en considération.

Le but de cette sous-partie est de fournir les connaissances de base du comportement du bruit dans une large bande par une classification du bruit dans une classe de fréquence de quelques centaines de KHz à 20 MHz avec pour objectif les perturbations impulsionnelles.

### 3.6 Sources de bruit

#### 3.6.1 Bruit externe et bruit interne

Relativement au système considéré [Cottet02] (filtre, détecteur, amplificateur, etc.), les sources de bruit sont classables en deux grandes catégories : *Externe* et *Interne*.

##### 3.6.1.1 Bruit externe

La source de bruit est localisée à l'extérieur du système et agit sur celui-ci par influence. On peut distinguer deux origines :

- Les perturbations naturelles (bruits cosmiques, bruit atmosphérique).
- Les perturbations artificielles (parasites générés par des équipements électriques industriels). L'intensité de ces perturbations varie selon les lieux (zones rurales ou urbaines, logements ou usines, etc.).

Ces deux types de perturbations peuvent être considérés comme négligeables au-delà d'une fréquence de quelques dizaines de MHz.

##### 3.6.1.2 Bruit interne

Les causes des perturbations internes à un système de traitement peuvent se classer en deux groupes :

- Les perturbations impulsionnelles engendrées par des communications de courants.
- Le *bruit de fond* généré dans les câbles et les composants électriques en raison de mécanismes statistiques de la conduction électrique. Deux composantes principales le constituent :
  - Bruit thermique (dans les circuits passifs comme les résistances).
  - Bruit de grenaille (dans les composants actifs comme les diodes, transistors...).

Ces perturbations externes ou internes peuvent être éliminées ou fortement diminuées par des blindages pour le premier groupe ou un mode de construction soigné en ce qui concerne les parasites impulsionnels ; mais le bruit de fond est irréductible pour une température donnée.

### 3.6.2 Bruit thermique

Au-dessus du zéro absolu, l'agitation thermique des particules est à l'origine d'une tension de bruit qui apparaît sur toute résistance [Cottet02]. Ce bruit thermique, appelé effet Johnson, se traduit par une tension moyenne efficace  $b_{eff}^2$ , exprimée par la relation de Nyquist-Johnson :

$$b_{eff}^2 = 4 * k * T * R * \Delta f \quad (3.27)$$

Avec  $k$  la constante de Boltzmann ( $1.38 * 10^{-23}$  J/K),  $T$  la température (en K),  $R$  la résistance (en  $\Omega$ ) et  $\Delta f$  la bande passante du système à l'entrée duquel on suppose que la résistance bruyante est branchée (en Hz).

La puissance totale du bruit thermique obtenue dans une résistance constante aura pour valeur :

$$P_{th} = k * T * \Delta f \quad \text{exprimée en W} \quad (3.28)$$

Dans la bande de fréquence considérée  $\Delta f$ , ce bruit à une densité spectrale de puissance constante :

$$B(f) = B_0 \quad \text{avec } B_0 = kT/2 \quad (3.29)$$

Ce type de bruit est appelé *bruit blanc* (fonction de valeur moyenne nulle).

Pratiquement, un tel bruit n'existe pas, mais on parlera de bruit blanc à chaque fois que son spectre de densité de puissance sera constant à l'intérieur de la bande passante utile du système étudié.

Si cette condition n'est pas entièrement satisfaite, on parlera de *bruit rose* : fonction d'autocorrelation impulsionnelle très étroite centrée sur  $t = 0$ . Il est possible de modéliser la densité spectrale d'un bruit rose par une fonction porte de largeur  $2F_b$  ( $F_b$  : fréquence maximale du bruit rose), soit :

$$B(f) = B_0 * \Pi_{2F_b}(f) \quad (3.30)$$

### 3.6.3 Bruit de grenaille et autre modèle

Le *bruit de grenaille* [Cottet02] correspond aux fluctuations statistiques du nombre de porteurs de charge traversant une barrière de potentiel et qui participent à la création d'un courant. Une telle barrière existe à chaque jonction PN d'un semi-conducteur. Cet effet se produit également dans les mécanismes d'émission thermoélectrique et photoélectrique. Contrairement au *bruit thermique* qui existe en l'absence de tout courant de conduction moyen, le *bruit de grenaille* dépend du courant moyen et se superpose à celui-ci. On suppose que ce bruit peut être blanc.

- Le bruit dit *Gaussien* dont la densité spectrale à une répartition de type gaussien caractérisée par une valeur moyenne et un écart type.
- Le bruit dit *périodique* est formé d'une somme de signaux sinusoïdaux sans référence de phase.

### 3.7 Classification des bruits

A partir de ce que nous avons vu dans la section (3.6) nous pouvons voir que l'élargissement de la classification de base donnée par [Hooijen98] pour la classe de fréquence en dessous de 100Khz, les bruits additionnels dans la large bande des lignes "Powerline communication" peuvent être séparés en 5 classes représentées dans la Figure (3.8) [Zimmermann00].

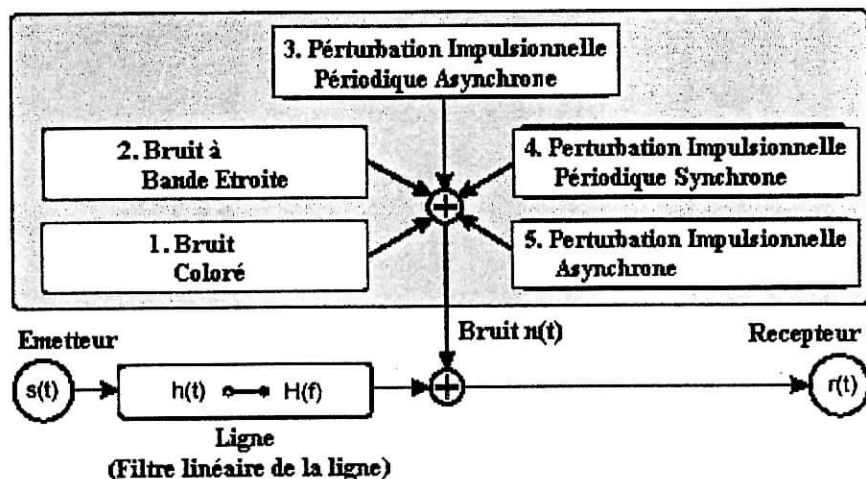


Fig. (3.8) Classification des Bruits dans l'environnement Powerline.

**1 – Bruit de fond coloré :** Ont relativement une densité spectrale de puissance (DSP) basse, variant avec la fréquence. Ce type de bruit est principalement causé par la sommation de plusieurs sources de bruit avec une puissance faible, sa densité spectrale de puissance varie dans le temps de quelques minutes à plusieurs heures.

**2 – Bruit à bande étroite :** C'est essentiellement des signaux sinusoïdaux avec une modulation d'amplitude. Ce type de bruit est principalement causé par la réception des stations d'émissions dans les moyennes et courtes ondes. Le niveau de réception varie en général avec les moments de réception dans la journée.

**3 – Perturbation impulsionnelle périodique, asynchrone dans une classe de fréquence :** Ces impulsions ont dans la plus part des cas un taux de répétition compris entre 50KHz et 200KHz. Qui engendre un spectre avec des lignes et un intervalle de fréquence selon le taux de répétition. Le type de bruit est essentiellement causé par la commutation de l'alimentation de la puissance fournie.

**4 - Perturbation impulsionnelle périodique, synchronisée dans une classe de fréquence :** Ces impulsions ont un taux de répétition de 50KHz ou 100KHz et sont synchronisées au cycle de base. Elles sont de courte durée (quelques microsecondes) et ont une densité spectrale de puissance qui diminue en fonction de la fréquence. Ce type de bruit est causé par la puissance synchronisée avec le cycle de base (principal).

**5 - Perturbation impulsionnelle asynchrone :** Est causé par la commutation transitoire dans le réseau. Les impulsions ont une durée de quelques microsecondes à quelques millisecondes avec un temps d'arrivée aléatoire. La densité spectrale de puissance de ce type de bruit peut atteindre des valeurs de plus de 50dB au-dessus du bruit de fond.

Les types de bruits 1,2,3, demeurent habituellement stationnaire sur des périodes de quelques secondes ou minutes ou quelque fois des heures et peuvent être considérés comme un bruit de fond.

Les types de bruits 4 et 5 varient dans le temps, de l'ordre du microseconde et milliseconde. Pendant l'apparition de telles impulsions la densité spectrale de puissance du bruit est perceptiblement élevée et peut causer peu ou plus d'erreurs dans la transmission de donnée.

### 3.8 Conclusion

Dans ce chapitre un modèle de fonction de transfert complexe d'un branchement "Powerline" dans la classe de fréquence [0.5, 20MHz] a été présenté. Le modèle est basé et dérivé des effets physiques, à savoir le *Multi-path signal propagation* et les *pertes en ligne*. Le résultat obtenu lors de la simulation est justifié par la mesure de référence obtenue pour un échantillon de réseau (dont la topologie et les dimensions géométriques sont connus).

Le modèle présenté offre la possibilité d'améliorer les investigations dans les différentes topologies de réseau et l'étude de leurs effets sur les systèmes de communications.

A cause des impacts très importants de la perturbation impulsionnelle sur la transmission de donnée, il est essentiel d'obtenir les informations sur le comportement du bruit dans les réseaux "Powerline" extrêmement dominés par l'interférence à bande étroite et la perturbation impulsionnelle, et peu influencés considérablement sur la qualité et la fiabilité.

Pour une évaluation des systèmes de transmission appropriés par des principes de simulation, un modèle décrivant le comportement du bruit par quelques paramètres caractéristiques est un point important à étudier. Chaque type de bruit sera représenté par un bloc générant ce type de bruit. Avec cette approche la sensibilité des systèmes de transmission pour différents types de bruit peuvent être examinés.

## Chapitre 4

# Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

### 4.1 Introduction à l'OFDM

L'OFDM (**Orthogonal Frequency Division Multiplexing**) est née dans les années 50-60 mais sans faire vraiment à l'époque beaucoup d'adeptes, faute du développement des circuits électroniques et du traitement numérique du signal qui n'en était qu'à ses balbutiements.

Il n'a fallu attendre que les années 80 pour que l'on prenne conscience de son intérêt et de son application.

En effet, l'OFDM apparaît être comme une solution "miracle" pour les canaux qui présentent des échos importants (**canaux multi-trajets**). Avec de tels canaux, les signaux arrivent avec de très fortes distorsions et ceci est fonction du nombre d'échos, de leurs retards, etc.

#### Pourquoi l'OFDM ?

La réponse peut-être formulée ainsi : un canal multi-trajets présente une réponse fréquentielle qui n'est pas plate (cas idéal) mais comportant des creux et des bosses, dus aux *échos* et *réflexions* entre l'émetteur et le récepteur. Un très grand débit impose une grande bande passante et si cette bande passante *couvre* une partie du spectre comportant des creux (dus aux trajets multiples), il y a perte totale de l'information pour la fréquence correspondante, le canal est alors dit **sélectif en fréquence**. Pour remédier à ce désagrément, l'idée est de répartir l'information sur un grand nombre de porteuses, créant ainsi des sous-canaux très étroit pour lesquels la réponse fréquentielle du canal peut-être considéré comme

constante.

Ainsi, pour ces sous-canaux, le canal est **non-sélectif en fréquence**, et s'il y a un creux, il n'affectera que certaines fréquences, qui pourront être *récupérées* grâce à un codage astucieux.

L'idée sous-jacente est la diversité apportée pour lutter contre la *sélectivité fréquentielle et temporelle* du canal : on diffuse (diversifie) l'information sur un nombre important de porteuses et on s'affranchit de la sélectivité du canal.

L'OFDM utilise les principes de la FDM (**Frequency Division Multiplexing**), qui est l'envoi de données multiples sur une certaine bande de fréquence, néanmoins de manière beaucoup plus contrôlé, permettant l'amélioration de l'efficacité spectrale.

Pour comprendre le principe de l'OFDM, prenons un exemple simple sur la FDM [Dusan98], [Lawrey01] ; la FDM est l'utilisation de différentes fréquences pour chaque station radio FM (**Frequency Modulation**), toutes les stations émettent aux même instant et cela sans aucunes interférences entre elles parce qu'elles émettent sur différentes fréquences. De plus, la bande de fréquence est limitée et est suffisamment large ce qui permet d'avoir des zones de silence entre chaque canaux, évitant ainsi le chevauchement entre eux. Au niveau du récepteur, chaque signal est reçu individuellement par filtre *passé bande* qui élimine tous les signaux sauf la station qui nous intéresse. Ce signal filtré est démodulé pour récupérer l'information originale transmise.

La différence entre FDM et OFDM est que pour la FDM il n'y a pas de coordination entre (de synchronisation) chaque station, alors que tous les sous canaux à l'intérieur du signal OFDM sont synchronisé en temps et en fréquence permettant une interférence entre eux, qui est soigneusement contrôlé. Les sous canaux se chevauche dans le domaine fréquentiel mais ne cause pas d'**interférences interporteuses (ICI)** cela grâce à la nature **orthogonale de la modulation**. Voir Figure (4.1) :

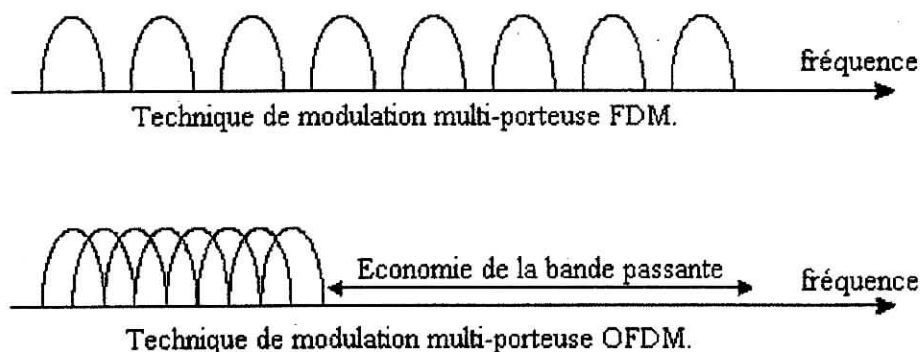


Fig. (4.1) Différence d'utilisation de la bande passante pour la FDM et l'OFDM.

Avant de détailler les spécificité de l'OFDM, et de rentrer trop dans les détails, il est bon de rappeler ce que signifient ces 4 initiales : Orthogonal Frequency Division Multiplexing.



- **Orthogonal Frequency** : Chacun de ces sous-canaux est modulé par une fréquence différente, l'espacement entre chaque fréquence restant constant. Ces fréquences constituent une base orthogonale : le spectre du signal OFDM présente une occupation optimale de la bande allouée, nous verrons cela en détail dans la section suivante.
- **Division Multiplexing** : L'idée de base de l'OFDM réside dans le fait de répartir un train binaire haut-débit en une multitude de canaux (ou trains), lesquels étant modulés à bas débits.

## 4.2 Orthogonalité

Le "O" de OFDM [Dusan98] indique qu'il y a une relation mathématique précise entre les fréquences des porteuses dans le système. Dans un système FDM normal, les porteuses sont espacées de façon à ce que la réception des signaux puissent être reçue en utilisant un filtre conventionnel et un démodulateur. Dans chaque récepteur, un **intervalle de garde** a été introduit entre les différentes porteuses (Figure (4.1)). Mais l'introduction de cet **intervalle de garde** dans le domaine fréquentiel conduit à une *perte dans l'efficacité spectrale*.

Les signaux sont **orthogonaux**, s'ils sont *mutuellement indépendants* à chaque autres. L'**orthogonalité** est une propriété qui permet aux signaux d'informations d'être parfaitement transmis sur un canal ordinaire et d'être détecté, sans interférences.

L'OFDM réalise l'orthogonalité dans le domaine fréquentiel par allocation de chaque signal d'information séparément sur différent sous canaux [Lawrey01], [Litwin01]. Les signaux OFDM sont réalisés à partir d'une somme de sinusoïdes, dont chacune correspond à une sous porteuse. La bande de fréquence de chaque sous porteuses est choisit de façon à être un multiple entier de  $1/T_{\text{symbole}}$  ( $T_{\text{symbole}}$  : durée du symbole), il en résultera que chaque sous porteuses aura un nombre entier de cycles par symbole. La Figure (4.2) montre la construction d'un signal OFDM avec cinq sous porteuses.

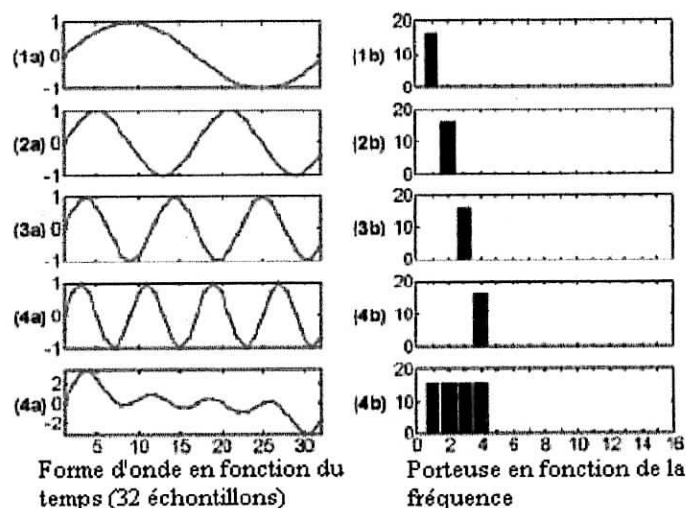


Fig. (4.2) Construction d'un signal dans le domaine temporel.

(1a), (2a), (3a) et (4a) sont des sous porteuses individuelles, avec 1, 2, 3 et 4 cycles par symbole respectivement. La phase de toutes les sous porteuse est nulle. Remarque, chaque sous porteuse a un nombre entier de cycles par symbole. (1b), (2b), (3b) et (4b) montrent la

FFT des formes d'ondes du domaine temporel (1a), (2a), (3a) et (4a) respectivement. (4a) et (4b) représentent le résultat de la sommation des 4 sous porteuses.

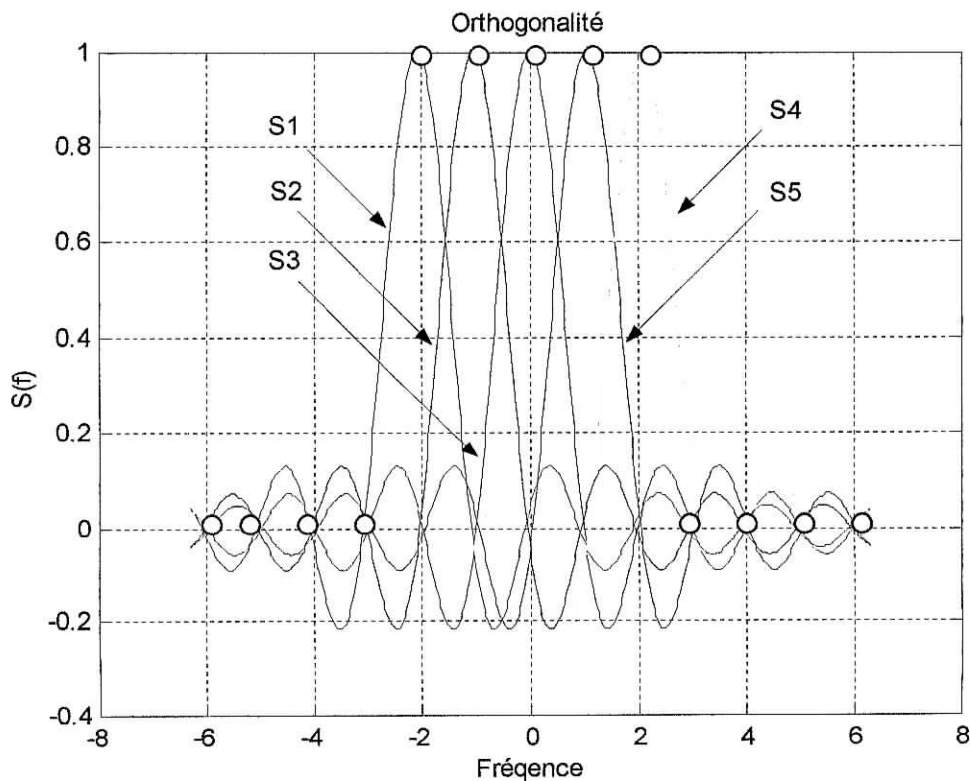
L'ensemble des fonctions est orthogonal si les conditions de l'équation (4.1) sont vérifiées :

$$\int_0^T s_i(t)s_j(t)dt = \begin{cases} C & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (4.1)$$

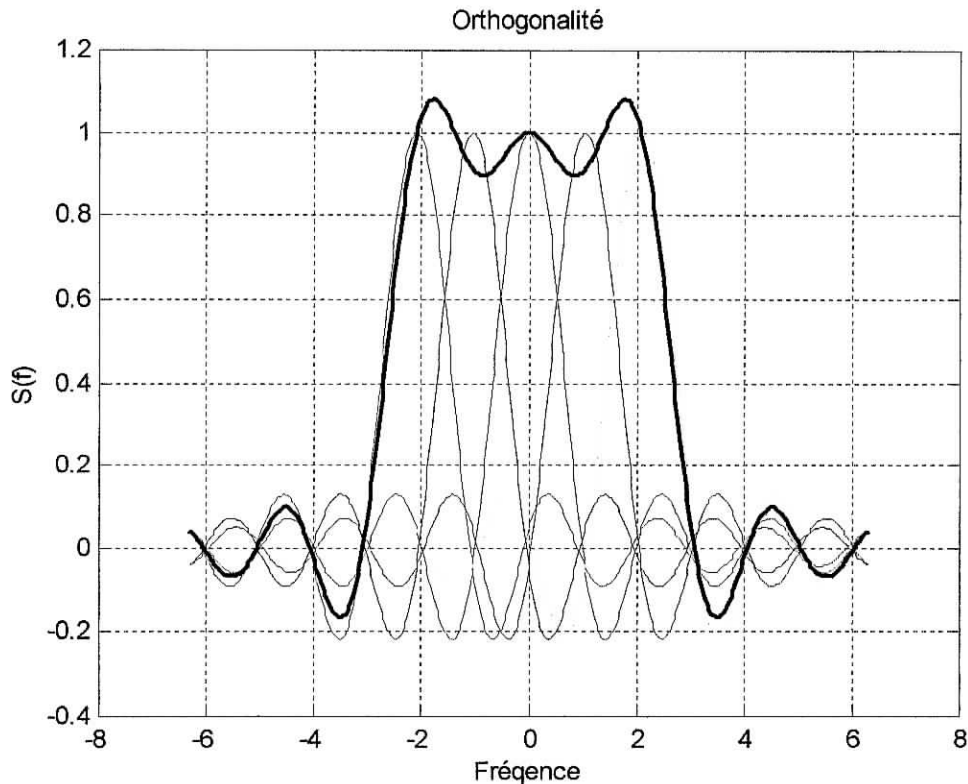
Si deux fonctions différentes de l'ensemble sont multiplier puis intégré sur la période du symbole, le résultat est *zéro*, pour les fonctions orthogonales.

Une autre manière de voir la propriété de l'orthogonalité est de voir son *spectre* (c'est à dire la voir dans le domaine fréquentiel).

Pour la compréhension, l'impulsion de la sous porteuse utilisée pour la transmission est choisie **rectangulaire**. Car l'avantage est que la forme de l'impulsion et sa modulation effectuée par une **IDFT** (Inverse Discrete Fourier Transform) est une simple cloche, laquelle peut être implémenté efficacement par une **IFFT** (Inverse Fast Fourier Transform), donc dans le domaine fréquentiel chaque sous porteuse sera représenté par sa réponse fréquentielle (**sinc** =  $\sin(x)/x$ ) comme le montre la **Figure (4.3.a)** et la **Figure (4.3.b)**. Ceci est le résultat de la période du symbole correspondant à l'inverse de l'espacement de la porteuse. Aussi loin que le récepteur soit concerné, chaque symbole OFDM transmet pour un temps ( $T_{\text{FFT}}$ ), cette période correspondra à l'inverse de ( $1/T_{\text{FFT}}$  Hz).



**Fig. (4.3.a)** Réponse fréquentielle d'un signal OFDM à cinq sous porteuses



**Fig. (4.3.b)** Réponse fréquentielle d'un signal OFDM à cinq sous porteuses

*(a) montre le spectre de chaque porteuse, et la fréquence d'échantillonnage vue par un récepteur OFDM. (b) montre la réponse combinée des cinq sous porteuse.*

La nature orthogonale de la transmission est que le pic de chaque sous porteuse correspond au **zéro** des autres sous porteuse. Quand le signal est détecté en utilisant la DFT, le spectre ne sera pas continu comme il est montré sur la **Figure (4.3.a)**, mais sera discret. Le spectre échantillonné est représenté par "o" dans la figure. Si la DFT est synchronisé en temps, la fréquence d'échantillonnage de la DFT correspondra aux pics des sous porteuses, ainsi le chevauchement dans le domaine fréquentiel entre les sous porteuse n'affectera pas le récepteur. Les pics mesurés correspondent au zéro de toutes les autres sous porteuses, donc l'orthogonalité est vérifiée (les porteuses sont linéairement indépendante).

### 4.3 Modèles du système

L'idée de base de l'OFDM est de divisé le spectre disponible sur plusieurs sous canaux (sous porteuses). Pour ce système certaines hypothèses doivent être vérifier [Edfors96]:

- Utilisation du cyclique préfixe.
- La réponse impulsionnelle du canal doit être plus courts que le cyclique préfixe.
- Le bruit du canal doit être additif, blanc, Gaussien.

Les difficultés dans l'analyse complète du système fait que l'étude théorique sera plutôt délicate. Donc il serait pratique de simplifié les modèles. les modèles du système OFDM sont classés en deux classes différentes :

### 4.3.1 Modèle Temps – Continue

Les premiers systèmes OFDM n'employent pas de modulation et démodulation numérique. Pour cette raison ce modèle représenté plus bas peut être considéré comme un système OFDM idéal, lequel en pratique est numériquement synthétisé [Edfors96]. Le modèle de transmission de base est montré dans la Figure (4.4).

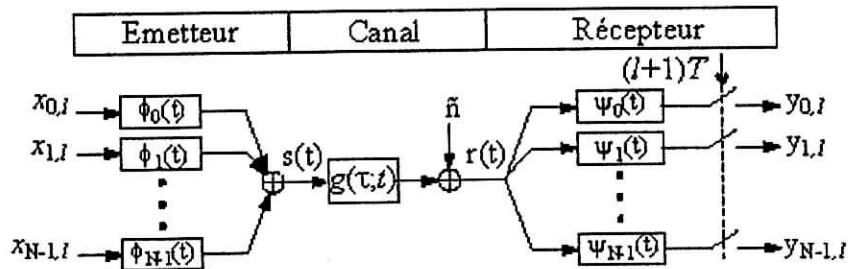


Fig. (4.4) Modèle de transmission de base d'un système OFDM

- **Emetteur**

On suppose un système OFDM avec  $N$  sous porteuses, une bande passante de  $W$  Hz et une longueur de symbole de  $T$  secondes, dans laquelle  $T_{cp}$  secondes est la longueur du cyclique préfixe (voire plus bas), l'émetteur utilise les ondes suivantes :

$$\phi_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T - T_{cp}}} e^{j2\pi \frac{w}{N} k(t - T_{cp})} & \text{si } t \in [0, T] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4.2)$$

Où  $T = N / W + T_{cp}$ .  $\phi_k(t) = \phi_k(t + N/W)$  quand  $t \in [0, T_{cp}]$ . Puisque  $\phi_k(t)$  est une pulsation rectangulaire modulée sur une porteuse de fréquence  $kW/N$ , l'interprétation ordinaire de l'OFDM est qu'elle utilise  $N$  sous porteuses, chacune portant une petite quantité de bits.

Les formes d'ondes  $\phi_k(t)$  sont utilisées dans la modulation et le signal transmis pour le  $l^{\text{ième}}$  symbole OFDM est :

$$s_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,l} \phi_k(t - lT) \quad (4.3)$$

Où  $x_{0,l}, x_{1,l}, \dots, x_{N-1,l}$  sont des nombres complexes appartenant à une constellation de points. Quand une infinité de séquence de symboles OFDM est transmise, la sortie de l'émetteur est une juxtaposition de symbole OFDM individuel :

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} s_l(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,l} \phi_k(t - lT) \quad (4.4)$$

- **Canal physique**

Nous supposons que le support de la réponse impulsionnelle  $g(\tau; t)$  du canal est limité à l'intervalle  $\tau \in [0, T_{cp}]$  i.e.. que la longueur du préfixe cyclique. Le signal reçu devient :

$$r(t) = (g * s)(t) = \int_0^{T_{cp}} g(\tau; t) s(t - \tau) d\tau + \tilde{n}(t) \quad (4.5)$$

Où  $\tilde{n}(t)$  est un Bruit Blanc Gaussien Additive (**AWGN**).

- **Récepteur**

Le récepteur OFDM consiste en un filtre, la forme d'onde de l'émetteur  $\phi_k(t)$  sera utilisé sur reste de l'intervalle  $[T_{cp}, T]$ , i.e.,

$$\psi_k(t) = \begin{cases} \phi_k^*(T - t) & \text{si } t \in [0, T - T_{cp}] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4.6)$$

Vu que le **préfixe cyclique (CP)** est éliminé au niveau de récepteur. Et comme le **CP** contient toutes les **interférences inter symbole (ISI)** (voir plus bas pour plus de détails), la sortie échantillonnée du filtre du récepteur ne contiendra pas de **ISI**. Ces pour cette raison que nous pouvons ignorer l'indexe temporel  $l$  quand en calculera la  $k^{ieme}$  sortie échantillonnée du filtre, en utilisant les équations (4.4), (4.5) et (4.6) on obtient :

$$\begin{aligned} y_k &= (r * \psi_k)(t) \Big|_{t=T} = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) \psi_k(T - t) dt \\ &= \int_{T_{cp}}^T \left( \int_0^{T_{cp}} g(\tau; t) \left[ \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot \phi_k(t - \tau) \right] d\tau \right) \phi_k^*(t) dt + \int_{T_{cp}}^T \tilde{n}(T - t) \phi_k^*(t) dt \end{aligned} \quad (4.7)$$

On considère le canal étant fixé sur l'intervalle du symbole OFDM et sera indiqué par  $g(\tau)$ , lequel nous donnera :

$$y_k = \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot \int_{T_{cp}}^T \left( \int_0^{T_{cp}} g(\tau) \phi_k(t - \tau) d\tau \right) \phi_k^*(t) dt + \int_{T_{cp}}^T \tilde{n}(T - t) \phi_k^*(t) dt \quad (4.8)$$

Les intervalles d'intégration sont  $T_{cp} < t < T$  et  $0 < \tau < T_{cp}$  donne  $0 < t - \tau < T$  et l'intégrale interne peut être écrits comme :

$$\begin{aligned} \int_0^{T_{cp}} g(\tau) \phi_k(t - \tau) d\tau &= \int_0^{T_{cp}} g(\tau) \frac{e^{j2\pi k'(t - \tau - T_{cp})W/N}}{\sqrt{T - T_{cp}}} d\tau \\ &= \frac{e^{j2\pi k'(t - T_{cp})W/N}}{\sqrt{T - T_{cp}}} \int_0^{T_{cp}} g(\tau) e^{-j2\pi k'\tau W/N} d\tau \quad T_{cp} \ll t \ll T \end{aligned} \quad (4.9)$$

l'intégral obtenu dans l'équation (4.9) est la réponse fréquentiel échantillonné du canal à la fréquence  $f = k'W/N$ , i.e., à la  $k^{\text{ème}}$  fréquence (sous porteuse) :

$$h_{k'} = G\left(k' \frac{W}{N}\right) = \int_0^{T_{cp}} g(\tau) e^{-j2\pi k' \tau W/N} d\tau \quad (4.10)$$

Ou  $G(f)$  est la transformé de Fourier de  $g(\tau)$ . On utilisant cette notion la sortie du filtre du récepteur peu être simplifié :

$$\begin{aligned} y_k &= \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} \int_{T_{cp}}^T \frac{e^{j2\pi k'(t-T_{cp})W/N}}{\sqrt{T-T_{cp}}} h_{k'} \phi_{k'}^*(t) dt + \int_{T_{cp}}^T \tilde{n}(T-t) \phi_k^*(t) dt \\ &= \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} h_{k'} \int_{T_{cp}}^T \phi_{k'}(t) \phi_k^*(t) dt + n_k \end{aligned} \quad (4.11)$$

Ou  $n_k = \int_{T_{cp}}^T \tilde{n}(T-t) \phi_k^*(t) dt$ . puisque les filtres de l'émetteur  $\phi_k(t)$  sont orthogonaux

$$\int_{T_{cp}}^T \phi_{k'}(t) \phi_k^*(t) dt = \int_{T_{cp}}^T \frac{e^{j2\pi k'(t-T_{cp})W/N}}{\sqrt{T-T_{cp}}} \frac{e^{-j2\pi k(t-T_{cp})W/N}}{\sqrt{T-T_{cp}}} dt = \delta[k-k'] \quad (4.12)$$

Ou  $\delta[k]$  est le syndrome de Kronecker,  $\delta[k] = \begin{cases} 1 & k=0 \\ 0 & \text{Ailleurs.} \\ 1 \end{cases}$

On simplifiant l'équation (4.12), on obtient :

$$y_k = h_k x_k + n_k \quad (4.13)$$

Ou  $n_k$  est un Bruit Blanc Gaussien Additive (AWGN).

Par réintroduction de l'index temporel  $l$ , nous pouvons voir le système OFDM comme un ensemble parallèle de canaux Gaussien, comme indiqué sur la Figure (4.5).

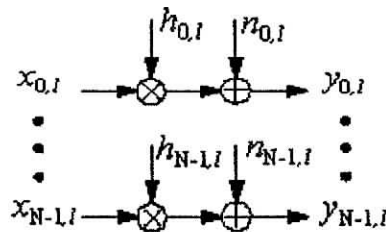
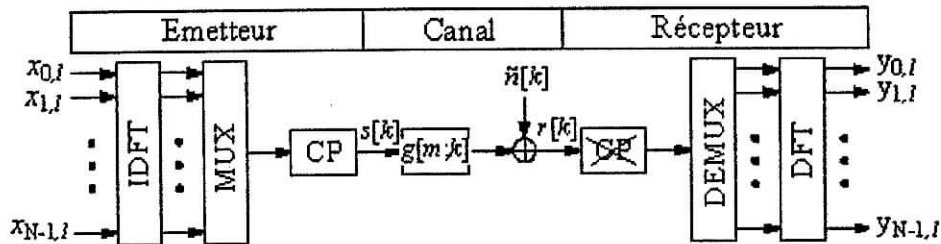


Fig. (4.5) Système OFDM temps - continue interprété comme des canaux Gaussien Parallèles

### 4.3.2 Modèle Temps – Discret

Le modèle est représenté sur la **Figure (4.6)**. Comparé au modèle temps – continue, la modulation et la démodulation sont remplacé par une *inverse* DFT (**IDFT**) et une **DFT** respectivement, et le canal et une convolution en temps discret. Le calcul peut être effectué essentiellement de la même manière que dans le cas précédent. La principale différence est que toutes les intégrales sont remplacées par des sommes [Edfors96].



**Fig. (4.6)** Système OFDM temps – discret.

A partir du point de réception, l'utilisation d'un préfixe cyclique plus long que le canal transformera la convolution linéaire dans le canal en une convolution circulaire. En représentant la convolution circulaire par " $\otimes$ ", on peut écrire le système comme suit :

$$\begin{aligned} y_l &= DFT(IDFT(x_l) \otimes g_l + \tilde{n}_l) \\ &= DFT(IDFT(x_l) \otimes g_l) + n_l \end{aligned} \quad (4.14)$$

Où  $y_l$  contient N points de données reçues,  $x_l$  les N points de la constellation transmise,  $g_l$  la réponse impulsionnelle du canal et  $\tilde{n}$  le bruit dans le canal. Comme le bruit du canal est supposé *blanc* et *gaussien*, le terme  $n_l = DFT(\tilde{n})$  représente un *bruit gaussien non corrélé*. De plus la DFT d'une convolution cyclique de deux signaux est équivalente au produit de leurs DFT. L'expression (4.14) peut être écrite comme suit :

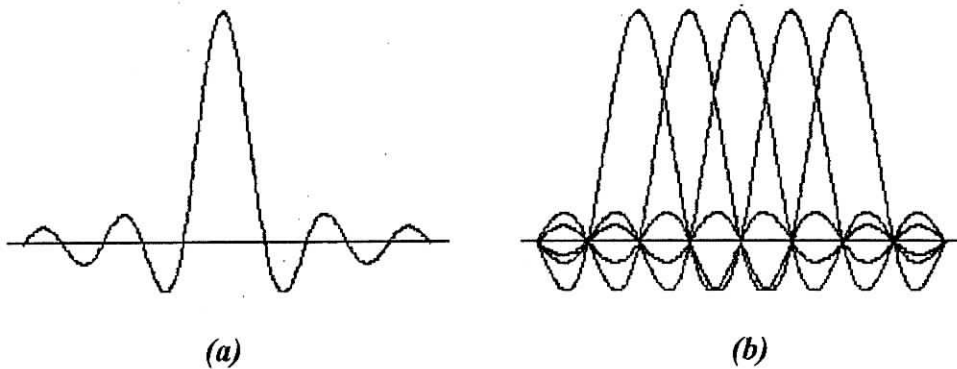
$$y_l = x_l \cdot DFT(g_l) + n_l = x_l \cdot h_l + n_l \quad (4.15)$$

Où  $h_l = DFT(g_l)$  est la réponse fréquentielle du canal. Ainsi nous avons obtenu le même modèle que le modèle temps – continue. La seule différence est que l'atténuation du canal  $h_l$  est donnée par les N points de la DFT du canal en temps discret, au lieu d'une réponse fréquentielle échantillonnée comme dans l'équation (4.10)

### 4.4 Description mathématique de l'OFDM

Après une description du système en entier, il serait intéressant de discuter de la définition mathématique du système de modulation [Dusan98]. Ceci nous permettra de voir comment le signal est généré et comment le récepteur opérera, et quelle sont les outils nécessaires pour comprendre les effets des imperfections dans le canal de transmission. Comme précisé plus haut, l'OFDM transmet un grand nombre de porteuses à bandes étroites, étroitement espacé dans le domaine fréquentiel. Dans le but d'éviter un grand nombre de modulateurs et de filtres au niveau de l'émetteur et du récepteur. C'est pour cela qu'il est

préférable de pouvoir utiliser les techniques du traitement du signal numérique tel que la transformé de Fourier rapide (FFT).



**Fig. (4.7)** Exemples d'un spectre OFDM  
(a) Un sous canal, (b) 5 porteuses aux fréquences de chaque sous canal.

Mathématiquement, chaque porteuse peut être décrite comme une onde complexe :

$$S_c(t) = A_c(t)e^{j[w_c t + \phi_c(t)]} \quad (4.16)$$

Le signal réel est la partie réelle de  $S_c(t)$ .  $A_c(t)$  et  $\phi_c(t)$  représentent l'amplitude et la phase de la porteuse, mais reste constant pendant la durée de la période du symbole  $\tau$ .

L'OFDM consiste en plusieurs porteuses. Ainsi le signal complexe  $S_c(t)$  (Figure 4.7) est représentée par :

$$S_c(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n(t) e^{j[w_n t + \phi_n(t)]} \quad (4.17)$$

Où  $w_n = w_0 + n\Delta w$

Ceci bien sûr est un signal continu. Si nous considérons les formes d'ondes de chaque composante du signal sur une période de symbole, alors les variables  $A_c(t)$  et  $\phi_c(t)$  prendront des valeurs fixes, lesquelles dépendent de la fréquence de la porteuse, et donc peuvent être écrites de la manière suivante :

$$\begin{aligned} A_c(t) &\Rightarrow A_n \\ \phi_c(t) &\Rightarrow \phi_n \end{aligned}$$

Si le signal échantillonné utilisant la fréquence d'échantillonnage  $1/T$ , alors le résultat est représenté par :

$$S_c(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j[(w_0 + n\Delta w)kT + \phi_n]} \quad (4.18)$$

Arrivée à ce point nous avons limité l'analyse à  $N$  échantillons, il convient pour plus de pratique d'échantillonné sur la période d'un symbole ( $\tau = NT$ ).



On simplifiant l'équation (4.18), on mettant  $w_0 = 0$ , alors le signal devient :

$$S_c(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j\phi_n} e^{j(n\Delta w)kT} \quad (4.19)$$

Maintenant l'équation (4.19) peut être comparé avec la forme générale de la transformé de Fourier inverse :

$$g(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} G\left(\frac{n}{NT}\right) e^{j2\pi nk/N} \quad (4.20)$$

Dans l'équation (4.19), la fonction  $A_n e^{j\phi_n}$  n'est autre que la définition du signal dans le domaine fréquentiel échantillonné, et  $S(kT)$  est la représentation dans le domaine temporel. L'équation (4.19) et (4.20) sont équivalentes si :

$$\Delta f = \frac{\Delta w}{2\pi} = \frac{1}{NT} = \frac{1}{\tau} \quad (4.21)$$

Ceci est la même condition qui est requise pour l'orthogonalité. Ainsi une des conséquences de maintien de l'orthogonalité est que le signal OFDM doit être défini par l'utilisation des procédures de la transformé de Fourier.

#### 4.5 Transformé de Fourier

L'implémentation hardware du système multi-porteuses, basé sur un ensemble d'émetteurs et de récepteurs est peu pratique à cause du grand nombre d'éléments utilisés. Heureusement, il existe plusieurs version de *transformée de Fourier (TF)* [Cottet02], [Litwin01], [Dusan98], et le choix dépend des circonstances particulières d'utilisation, mais le chemin le plus facile pour moduler un grand nombre de porteuses et récupérer ce système par un simple calcul d'algorithme.

La *Transformée de Fourier Discrète (DFT, Discrete Fourier Transform)* est un variant de TF, elle est la mieux adapté pour réaliser la modulation et démodulation utilisant les multi-porteuses. Il existe aussi la *Transformée de Fourier Discrète Inverse (IDFT, Inverse Discrete Fourier Transform)*. L'implémentation rapide de DFT est appelée la *Transformée de Fourier Rapide (FFT, Fast Fourier Transform)* [Prot03].

##### 4.5.1 L'utilisation de FFT en OFDM

La raison principale pour laquelle l'OFDM a mit du temps pour ce développé, a été la difficulté de généré de tels signaux et la complexité de les recevoir et de les démodulé. La solution matérielle, qui fait intervenir plusieurs modulateurs et démodulateurs est peu pratique pour les systèmes domestiques.

Au niveau de l'émetteur, le signal est défini dans le domaine fréquentiel. C'est un signal numérique échantillonné, et il est défini tel que le spectre de la transformé de Fourier discrète existe seulement aux fréquences discrètes. Chaque porteuse OFDM correspond à un élément de ce spectre. Les amplitudes et les phases de ces porteuses dépendent de la donnée transmise. Les données transmises sont synchronisées aux porteuses, et peuvent procéder ensemble, symbole par symbole (Figure (4.8))

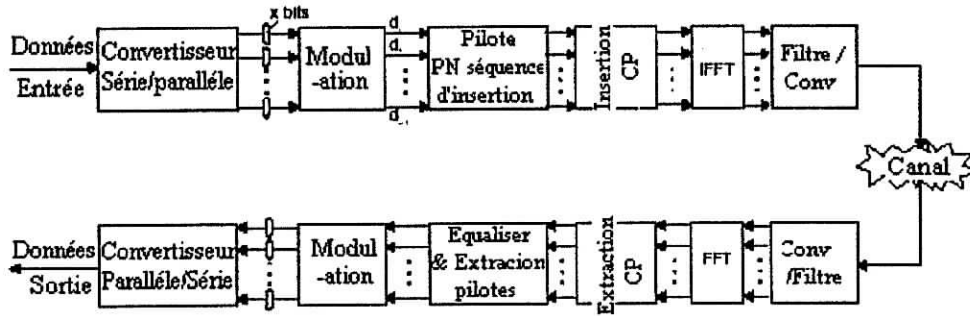


Fig. (4.8) Block diagramme d'un système OFDM utilisant la FFT.

La définition des  $N$  points de la *transformé de Fourier discrète (DFT)* est :

$$X_p[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x_p[n] e^{-j(2\pi/N)kn} \quad (4.22)$$

et les  $N$  points de la *transformé de Fourier inverse (IDFT)* est :

$$x_p[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_p[k] e^{j(2\pi/N)kn} \quad (4.23)$$

La conséquence naturelle de cette méthode est quelle nous permet de générés des *porteuses orthogonales*, les membres d'un ensemble orthogonal sont *linéairement indépendants*.

On considère la séquence de donnée  $(d_0, d_1, d_2; \dots, d_{N-1})$ , ou chaque  $d_n$  est nombre complexe  $d_n = a_n + jb_n$ . ( $a_n, b_n = \pm 1$  pour une QPSK,  $a_n, b_n = \pm 1, \pm 3$  pour une 16QAM, ...)

$$D_m = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{-j(2\pi mn/N)} = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{-j2\pi f_n t_m} \quad (4.24)$$

Ou  $f_n = n / (N\Delta T)$ ,  $t_k = k\Delta t$  et  $\Delta t$  est la durée d'un symbole arbitraire choisi d'une séquence de données en série  $d_n$ . La *partie réelle* du vecteur  $D$  est composée comme suit :

$$Y_m = \text{Re}\{D_m\} = \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos(2\pi f_n t_m) + b_n \sin(2\pi f_n t_m)] \quad (4.25)$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

Si leurs composants sont appliqués à un filtre passe bas à des intervalles de temps  $\Delta t$ , le signal obtenu est une approximation étroite d'un signal **FDM**.

La **Figure (4.8)** illustre le processus type d'un système OFDM utilisant la FFT. Les données arrivent en série puis sont converties en parallèle et regroupé en groupes de  $x$  bits, chacun forme un nombre complexe. Le nombre  $x$  détermine la constellation du signal correspondant à chaque sous canaux (représenté par modulation dans la **Figure (4.8)**),

exemple : 16QAM ou 32QAM.....; Les nombres complexes sont modulés grâce à l'*inverse FFT (IFFT)* et puis converti en série pour la transmission. Le *préfixe cyclique (CP)* est inséré entre les symboles pour éliminer les *interférences intersymbole (ISI)* causé par les distorsions du Multipath. Le récepteur réalise le processus inverse de l'émetteur. L'équaliser est utilisé pour corrigé la distorsion du canal. Les coefficients des filtres sont calculés en ce basons sur l'information du canal.

L'exemple qui suit montre l'utilisation de la fonction **FFT** pour une analyse spectrale au niveau du récepteur, l'utilisation de la **FFT** est de trouver les composantes fréquentielles du signal ou des signaux enfoui dans le *bruit*. On supposera trois signaux sinusoïdaux aux fréquences 50Hz, 120Hz et 150Hz. la **Figure (4.9)** représente la somme des trois signaux bruité, le *bruit* est un **bruit blanc gaussien**.

Il est claire qu'il est difficile d'identifier les composantes en fréquence à partir d'un signal original, c'est pourquoi l'analyse spectral est aussi populaire. la **Figure (4.10)** représente la *Densité Spectrale de Puissance (DSP)* obtenu à partir de la **DFT** sur 256 échantillons, on voie bien trois pics principaux avec une forte amplitude aux fréquences 50Hz, 120Hz et 150HZ, alors que le reste des pics représente le bruit, le récepteur pourra donc récupérais les signaux transmit dans le domaine échantillonné (**Figure (4.11)**) grâce à un bon filtrage.

Fig. (4.9) Signal bruité dans le domaine temporel

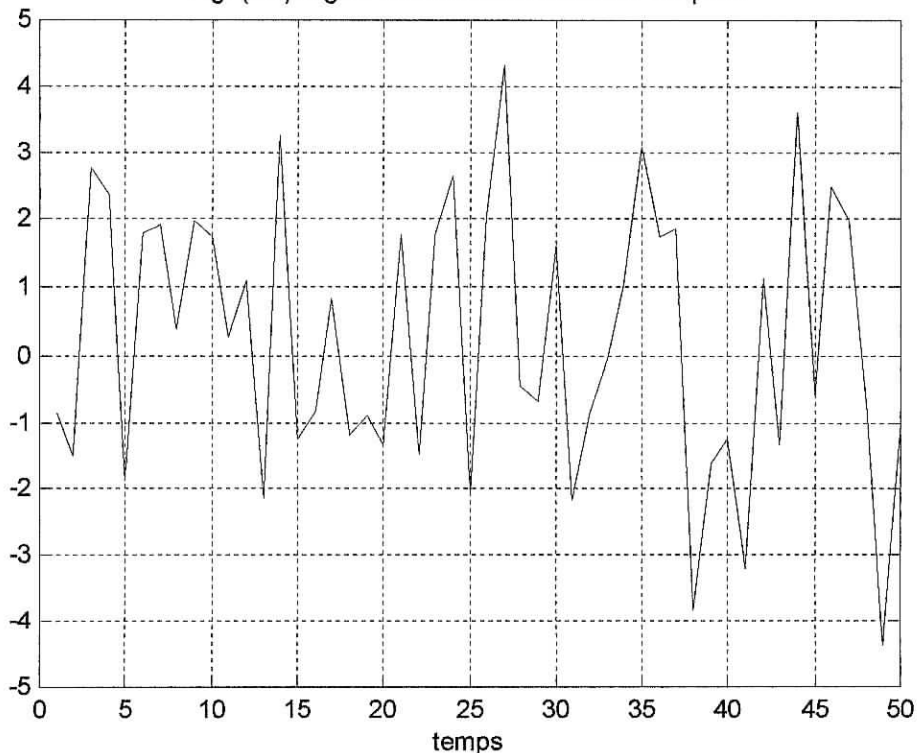


Fig. (4.10) Densité spectral de puissance

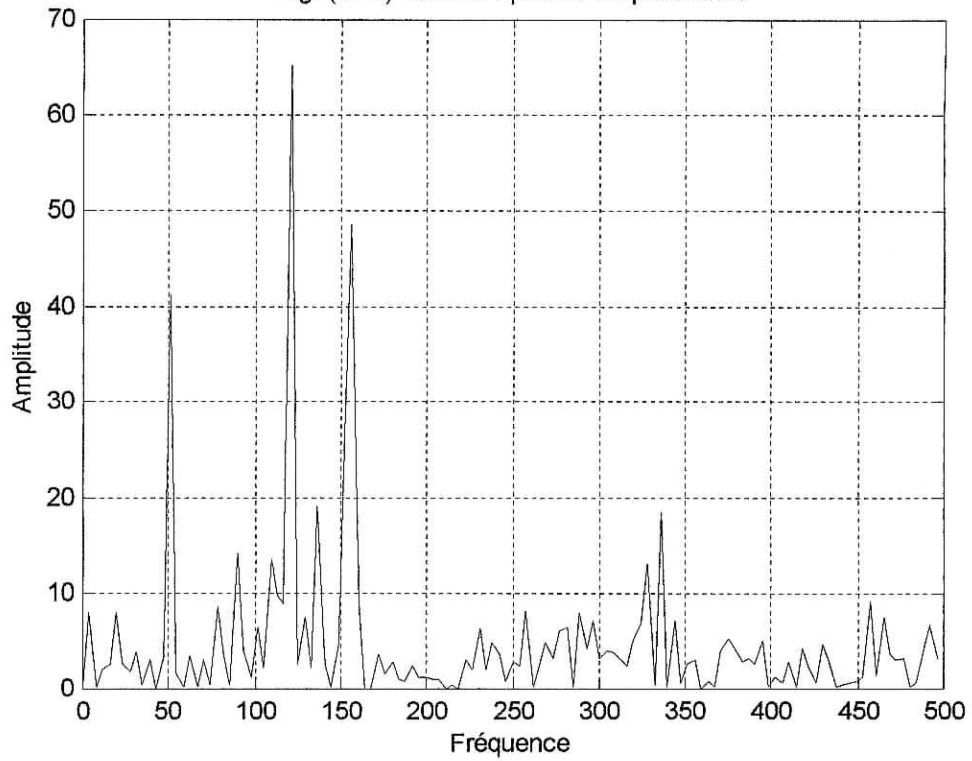
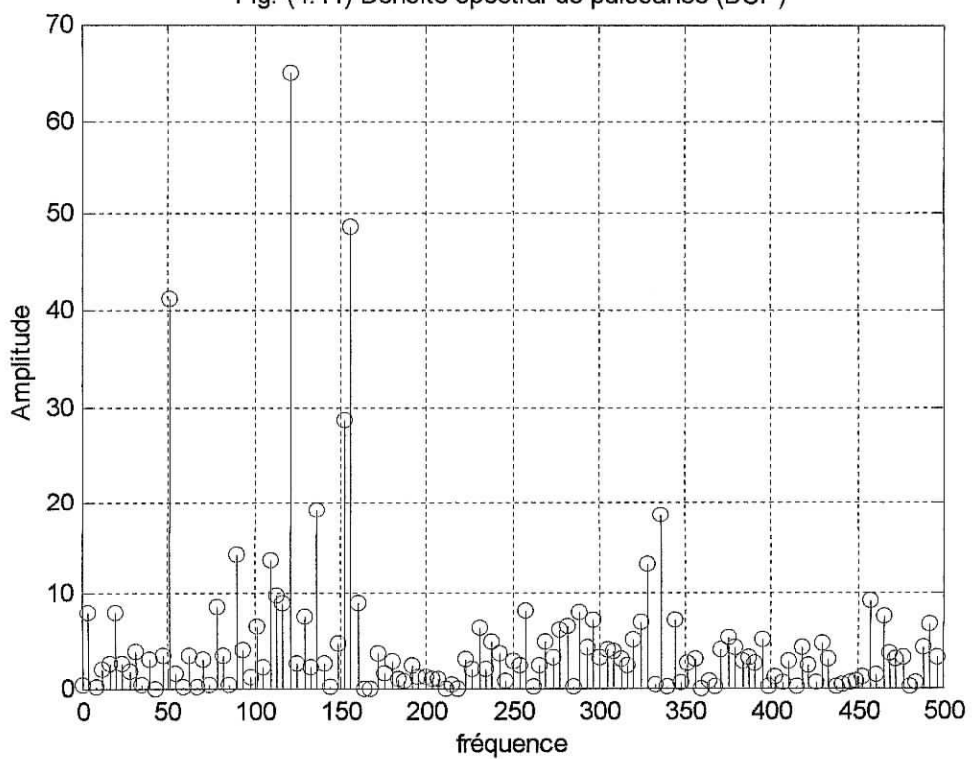
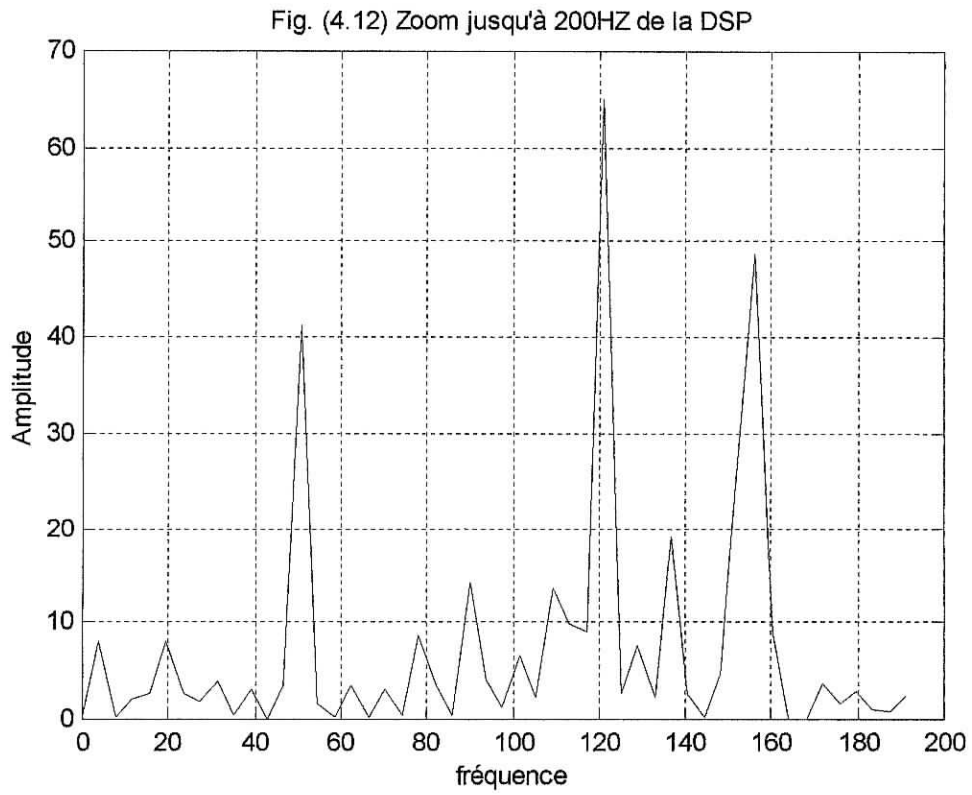


Fig. (4.11) Densité spectral de puissance (DSP)





#### 4.6 Génération des symboles OFDM

Le symbole OFDM en bande de base peut être généré dans le domaine numérique avant la modulation sur les porteuses de transmission [Cheung02], [Lawrey01]. Pour générer un symbole OFDM, le flux de données numérisées arrive en série, pour être modulé une première fois en utilisant un système de modulation tels que *Phase Shift Keying (PSK)* ou *Quadrature Amplitude Modulation (QAM)*. Ces symboles de données passent par un *convertisseur Série / Parallèle (S/P)* avant la modulation des sous porteuses. Les sous porteuses sont échantillonnées avec une fréquence d'échantillonnage  $N/T_s$ , où  $N$  est le nombre de sous porteuses et  $T_s$  est la durée du symbole OFDM. La fréquence de séparation entre deux sous porteuses adjacentes est  $2\pi/N$ . Les échantillons de chaque sous porteuse sont sommés ensemble pour former un échantillon OFDM. Un symbole OFDM généré par un système OFDM à  $N$  sous porteuses consiste en  $N$  échantillons et le  $m^{\text{ième}}$  échantillon d'un symbole OFDM est :

$$x_m = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi mn/N} \quad (4.26)$$

$$0 \leq m \leq N-1$$

Où  $X_n$  est le symbole transmis sur la  $n^{\text{ième}}$  sous porteuse. L'équation (4.26) est équivalente à la *transformée de Fourier discrète inverse (IDFT)*. Il est maintenant bien entendu que l'*IDFT* peut être implémenté efficacement en utilisant la *transformée de Fourier rapide inverse (IFFT)*. Par conséquent, en pratique, la *FFT* est exécutée sur la séquence de données au niveau de l'émetteur et elle est aussi effectuée au niveau du récepteur pour la démodulation. Pour finir le symbole OFDM est modulé par une porteuse pour devenir un signal passe bande qui sera transmis au récepteur. Dans le domaine fréquentiel, ceci correspond à une translation de toutes les sous porteuses. La **Figure (4.9)** montre une représentation schématique d'un émetteur OFDM à quatre sous porteuses ainsi que le processus de génération d'un symbole OFDM.

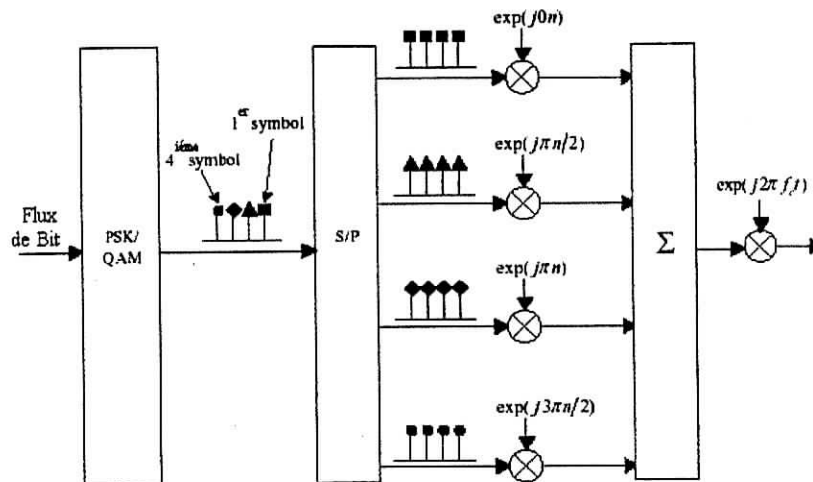


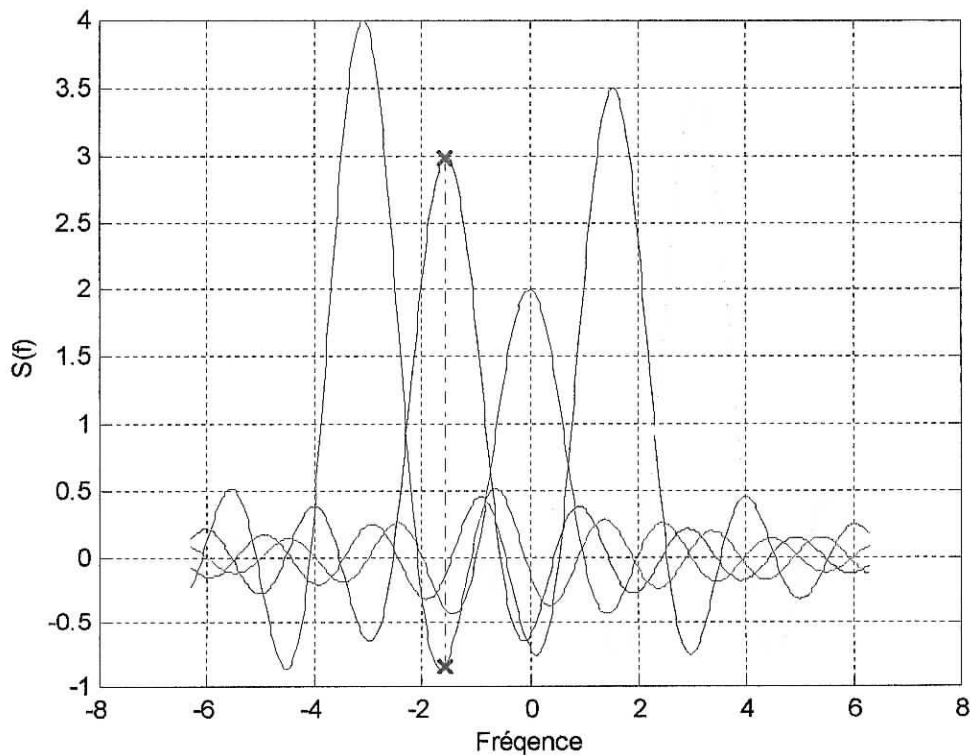
Fig. (4.9) Emetteur OFDM à quatre sous porteuses.

## 4.7 Interférence Intersymbole et Interporteuse

Dans l'environnement multi-path, le symbole transmit prend différent temps pour atteindre le récepteur à travers différent chemins. Du point de vue récepteur, le canal introduit des dispersions temporelles dans les quelles la durée du symbole reçu est élargie (*étiré*). L'extension de la durée du symbole cause un chevauchement du symbole reçu sur celui qui la précédé, il en résulte ainsi ce qu'on appel l'*interférence intersymbole (ISI)*. On OFDM, **ISI** renvoi habituellement à une interférence d'un symbole OFDM par le symbole OFDM qui la précédé.

On OFDM, le spectre des sous porteuses se chevauche mais restent orthogonaux entre eux. C'est à dire que le maximum de chaque sous porteuse correspond au zéro des autres sous porteuses (voir section 4.2). Les symboles échantillonnés sur les sous porteuses individuelles au maximum de leur spectre sont démodulés sans aucunes interférences dues aux autres sous porteuses. Les interférences causées par les symboles des sous porteuses adjacentes sont appelées *interférences interporteuses (ICI, Interférence Inter Cartier)*.

L'orthogonalité des sous porteuses (comme il à été vu dans la section 4.2), peu être vu soit dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel. Pour le domaine temporel, chaque sous porteuse est une sinusoïde avec un nombre entier de cycles à l'intérieur de l'intervalle FFT. Pour le domaine fréquentiel, cela correspond à ce que le maximum de chaque sous porteuses à une certaine fréquence est égal au zéro des autres sous porteuse a cette même fréquence. La **Figure (4.3.a)** de la section (4.2) illustre bien ce cas.



**Fig. (4.10)** Spectre de cinq sous porteuses non orthogonales.

La **Figure (4.10)** montre le cas où il y a une perte de l'orthogonalité entre les sous-porteuses vues dans le domaine fréquentiel, en raison bien sûr de l'interférence des canaux sur leurs voisins adjacents. **ICI** se produit quand le canal multi-chemin varie pendant la durée d'un symbole OFDM [Lawrey01], et quand il y a **ISI**. En résumé, n'importe quel retard entre les fréquences des sous-porteuses au niveau de l'émetteur ou du récepteur introduit **ICI** dans le symbole OFDM.

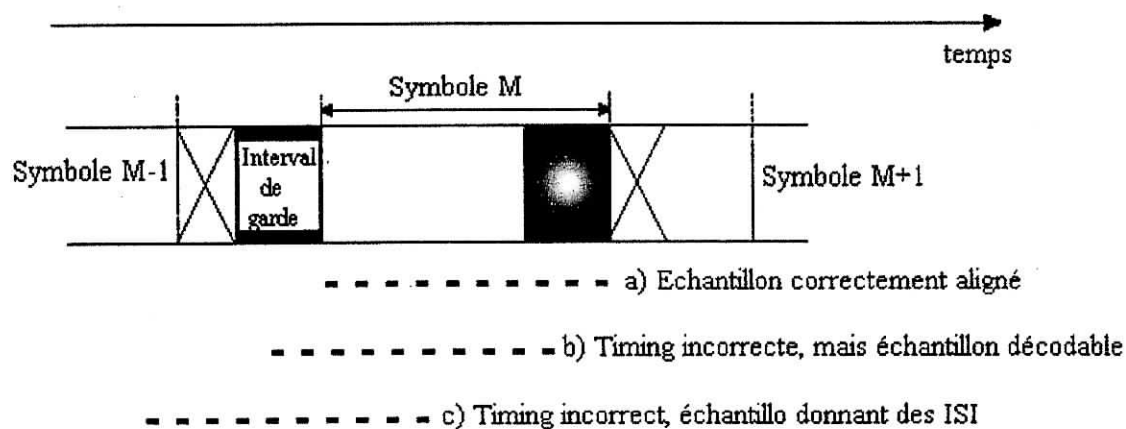
#### 4.8 Période de Garde

L'orthogonalité des sous-porteuses en OFDM peut être maintenue et chaque sous-porteuse peut être séparée complètement des autres par la *FFT* au niveau du récepteur quand il n'y a pas d'*interférences intersymboles (ISI)* et *interporteuses (ICI)* introduites par la distorsion du canal de transmission, mais en pratique ce cas n'existe pas. La distorsion linéaire causée par chaque sous-canal étend son énergie sur les canaux adjacents. Ce qui conduit aux interférences **ISI** et **ICI**. Une solution simple est d'augmenter la durée du symbole ou le nombre de porteuses ainsi la distorsion devient insignifiante. Cependant, cette méthode peut être difficile à implémenter en termes de stabilité de porteuse, effet Doppler et la taille de la FFT.

L'OFDM est plus malléable que l'ISI parce que la durée du symbole est plus grande que la durée de la donnée dans un flux de données en série. C'est à dire pour un émetteur OFDM avec  $N$  sous-porteuses, si la durée de la donnée est  $T'$ , la durée du symbole OFDM à la sortie de l'émetteur est :

$$T_{sym} = T' \cdot N \quad (4.27)$$

Ainsi si l'étalement d'un canal multi-chemin est plus grand que  $T'$ , mais plus petit que  $T_{sym}$ , la donnée connaîtra un amortissement. De plus pour favoriser la réduction de l'ISI, l'intervalle de garde est inséré au début de chaque symbole OFDM avant la transmission et sera extrait au niveau du récepteur après l'opération de la FFT. Si la période de garde est choisie telle que sa durée est plus grande que l'étalement, alors l'ISI peut être complètement éliminé. La **Figure(4.11)** illustre l'insertion de la période de garde.

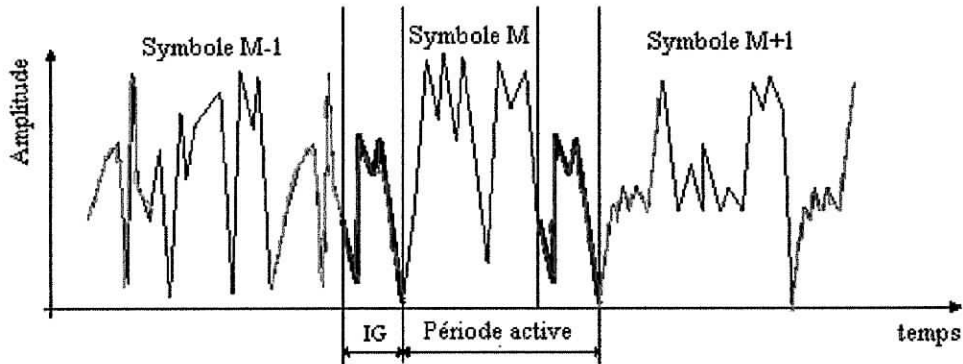


**Fig. (4.11)** Effet du timing sur l'intervalle de garde.



Dans le but de préservé l'orthogonalité entre les sous porteuses est de crée une extension cyclique (l'intervalle de garde) (**Figure (4.12)**), ou chaque symbole OFDM est précédé d'une extension périodique du signal lui-même. La durée du symbole est :

$T_{sym} = T_g + T'$ , ou  $T_g$  est l'intervalle de garde et  $T'$  est la durée de la donnée utile. Le rapport de l'intervalle de garde sur la durée du symbole utile dépend de l'application, généralement  $T_g = T'/4$ .



**Fig.(4.12)** Exemple d'un intervalle de garde.

L'insertion de la période de garde qui est appelé aussi **Préfixe Cyclique** (à cause de l'extension cyclique) peu être effectuer de deux manières :

1. Extraire une portion au début d'un symbole OFDM et de l'annexer à la fin de ce même symbole. L'échantillon après l'insertion du **préfixe cyclique (CP, cyclic prefix)** peu s'exprimer comme suit :

$$x_k^g = x_{(k+N-G)_N} \quad , \quad 0 \leq k \leq N + G - 1 \quad (4.28)$$

Ou  $k$  est l'indexe de l'échantillon du symbole OFDM,  $N$  est le nombre de sous porteuses,  $G$  est la durée du préfixe cyclique et  $(k)_N$  représente le résidu modulo  $N$ .

2. Extraire une portion à la fin d'un symbole OFDM et de l'annexer au début de ce même symbole, et au même moment extraire une portion au début d'un symbole OFDM et l'annexer à la fin du même symbole. L'échantillon après l'insertion du **préfixe cyclique** peu s'exprimer comme suit :

$$x_k^g = x_{(k+N-T_{Préfixe})_N} \quad , \quad 0 \leq k \leq N + G - 1 \quad , \quad G = T_{Préfixe} + T_{Post} \quad (4.29)$$

Ou  $T_{Préfixe}$  est la durée du **préfixe cyclique** annexer au début du symbole et  $T_{Post}$  c'est la durée du **CP** annexer à la fin du symbole.

Pour le même intervalle de garde, la *méthode 1* permet une tolérance d'étalement sur tout l'intervalle de garde (*préfixe cyclique*) qui permet d'éliminé l'ISI. Pour la *méthode 2*, une portion de l'intervalle de garde suffit à réduire l'ISI (la portion se trouvant au début du symbole).

Pour conclure les raisons pour laquelle on utilise un **Préfixe Cyclique** comme intervalle de garde est :

- Pour maintenir la synchronisation des porteuses entre l'émetteur et le récepteur ; (quelques signaux doivent toujours être transmis au lieu d'un long silence).

## 4.9 Choix des Éléments Clefs

### 4.9.1 La durée du symbole utile

La durée du symbole utile  $T$  résulte du nombre de canaux et de la taille de la **FFT** (*on suppose une constellation fixe*). Généralement  $T$  peut être choisit pour que le canal soit stable avec la durée du symbole.

### 4.9.2 Nombre de porteuses

Le nombre de sous porteuses peut être déterminé en fonction de la largeur de la bande passante, la quantité de donnée en entrée et la durée du symbole utile.

Les porteuses sont espacées de  $N-1/T$  avec  $T$  la durée du symbole utile. Le nombre de porteuses correspond aux nombres de points complexes existant du processus de la **FFT**. Ainsi on accommodera le débit et le préfixe cyclique requis.

### 4.9.3 Système de modulation

La modulation dans un système OFDM peut être sélectionnée en fonction de la puissance ou l'efficacité spectrale. Le type de modulation peut être spécifié par un nombre complexe  $d_n = a_n + b_n$  (comme définie dans **section 4.5.1**). En général, la sélection du système de modulation appliqué à chaque canal dépend uniquement d'un compromis entre la vitesse de la donnée et la robustesse de transmission. Un autre avantage de l'OFDM est la possibilité d'utiliser une modulation différente sur différents sous canaux pour les services en couches.

## 4.10 Conversion Série – Parallèle

Les données à transmettre sont généralement sous forme d'un flux en série. Ainsi la conversion série – parallèle est utilisée pour convertir le flux de données entrant en plusieurs symboles OFDM parallèles. La donnée allouée à chaque symbole dépend du système de modulation utilisé et du nombre de sous porteuses. Par exemple, pour une modulation 16QAM chaque sous porteuse porte 4 bits de données, et ainsi pour une transmission utilisant 100 sous porteuses le nombre de bits par symbole doit être 400. (En annexe vous trouverez un schéma explicatif d'un convertisseur série – parallèle).

## 4.11 Synchronisation

Un des arguments contre l'OFDM est qu'il est extrêmement sensible aux erreurs de synchronisations, en particulier aux erreurs de fréquence [Edfors96], [Chiu00].

### 4.11.1 Erreur de timing

Une grande attention est donnée à la synchronisation du symbole dans les systèmes OFDM. L'objectif est de connaître quand le symbole démarrera. Un retard dans le timing provoque une augmentation de la *phase de rotation* sur les sous porteuses. La phase de rotation est la plus élevée sur le pic de fréquence. Si l'erreur de timing est largement inférieure pour pouvoir conserver la réponse impulsionnelle du canal à l'intérieur du préfixe cyclique, alors l'orthogonalité est maintenue. Dans ce cas le retard peu être vue comme un changement de phase introduit par le canal, et les rotations de phases peuvent être estimées par un estimateur de canal. Si le retard est plus grand que le préfixe cyclique, alors *l'interférence intersymbole* ce produira.

Il y a deux méthodes une se base sur les pilotes et l'autre sur le préfixe cyclique. Un algorithme à été suggéré par *Warner et Leung*. Il utilise un système où le signal OFDM est transmis par *modulation de fréquence (FM)*. L'émetteur encode un nombre de sous porteuses réservées avec des phases et des amplitudes connues. Elle aussi applicable par modulation d'amplitude. Leur algorithme consiste on trois phases :

- **Détection de puissance** : détecte si oui ou non un signal OFDM est présent, par la mesure de la puissance reçue, et la comparant à une référence (*seuil*).
- **Synchronisation grossière** : permet d'aligné la synchronisation a l'intérieur de  $\pm 0.5$  échantillons. Cette performance n'est pas acceptable, elle permet juste de supposé que l'erreur de timing soit petite. La synchronisation grossière est réalisée par corrélation du signal reçu pour copier la synchronisation du signal transmit.
- **Synchronisation fine** : les sous canaux avec pilotes sont égalisés avec l'estimé du canal obtenu à partir des pilotes. Puisque l'étape deux assure une erreur qui est inférieur à  $\pm 0.5$ , la réponse impulsionnelle est à l'intérieur du préfixe cyclique.

Le deuxième algorithme se base sur le préfixe cyclique. La différence entre les  $N$  échantillons reçus est :  $r(k) - r(k+N)$ . Quand un de ces échantillons appartient au préfixe cyclique et un autre au symbole OFDM à partir du quel il a été copié, la différence sera faible. Autrement la différence entre deux variables aléatoire non corrélé sera deux fois plus grande.

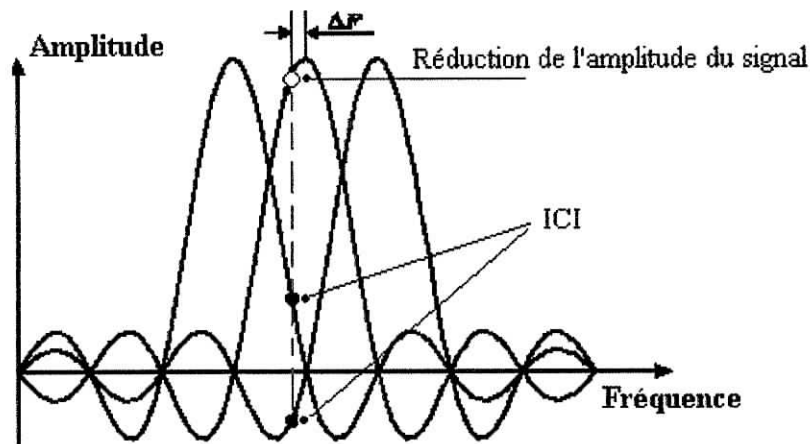
Cette idée est formellement élaborée dans [Beek95], [Sandell95]. La fonction de probabilité donnant le signal observé  $r(k)$  avec une erreur en temps et en fréquence est maximisé pour obtenir simultanément l'estimé des deux retards (temps et fréquence). Sans retard de fréquence la fonction de probabilité avec respect du retard temporel  $\theta$  est :

$$\Lambda(\theta) = \sum_{k=\theta}^{\theta+L-1} \frac{2}{SNR+1} \operatorname{Re}\{r(k)r^*(k+N)\} - \frac{SNR}{SNR+1} |r(k) - r(k+N)|^2 \quad (4.30)$$

SNR : rapport signal bruit (*Signal to Noise Ration*).

### 4.11.2 Synchronisation des fréquences porteuses

Les retards en fréquence sont créés par la différence dans les oscillateurs au niveau de l'émetteur et du récepteur, les effets Doppler, ou par les bruits de phases introduits par la non-linéarité des canaux. Il y a deux effets destructifs causés par le retard des fréquences porteuses dans les systèmes OFDM. La première est la réduction de l'amplitude du signal et la deuxième est l'introduction de **ICI** pour les autres porteuses, voir la **Figure (4.13)**. La dernière est causée par la perte de la condition d'orthogonalité entre les sous porteuses.



**Fig. (4.13).** Effet du retard en fréquence  $\Delta F$  : Réduction en Amplitude (o) et ICI (•)

Dans [Pollet95], le retard de fréquence est normalisé par l'espacement entre les sous porteuses, par  $\Delta f = \Delta F / (W/N)$ , où  $\Delta F$  est le retard en fréquence et  $N$  le nombre de sous porteuses et  $W$  est la bande passante. La dégradation  $D$  en dB peut être approximé par :

$$D(\text{dB}) \approx \frac{10}{3 \ln 10} (\pi \Delta f)^2 \frac{E_s}{N_0} = \frac{10}{3 \ln 10} \left( \pi \frac{N \cdot \Delta F}{W} \right)^2 \frac{E_s}{N_0} \quad (4.31)$$

On remarque que la dégradation (en dB) augmente avec le carré du nombre de sous porteuses, si  $\Delta F$  et  $W$  sont fixés ;  $E_s/N$  représente le rapport signal sur bruit (SNR).

### 4.12 Equalization et estimation du canal

Bien que la période de garde, laquelle a une durée plus grande que l'étalement du canal multi-path peut éliminer complètement l'**ISI**, le symbole reçu sera comme même affecté à partir des composantes multi-path. Cela correspond à l'amortissement due aux fréquences sélectives du symbole. Dans le but de compenser ce type de distorsion, l'utilisation d'un **equalizer** est nécessaire pour chaque sous porteuse [Cheung02], [Chiu00]. À la sortie de la **FFT** du côté récepteur voir **Figure (4.8)**, l'échantillon de chaque sous porteuse est multiplié par un coefficient correspondant à l'equalizer du canal. Le coefficient de l'equalizer peut être calculé en se basant sur le critère **ZF** (*Zero-Forcing*) ou sur le critère du **MMSE** (*Minimum Mean-Square Error*). Le critère **ZF** force l'**ISI** à zéro aux instants d'échantillonnage de chaque sous

porteuses. Le coefficient de l'equalizer **ZF** est calculé comme suit :

$$C_n = \frac{1}{H_n} \quad (4.32)$$

Où  $H_n$  est la réponse fréquentiel du canal à l'intérieure de la bande passante de la  $n^{\text{ième}}$  sous porteuse. L'inconvénient de ce critère est qu'il favorise le *bruit* à la  $n^{\text{ième}}$  sous porteuse si  $H_n$  est petit, lequel correspond à des spectres nul. Pour obtenir un compromis entre *ISI* et *bruit*, le critère **MMSE** est le mieux adapté, le coefficient sera calculé comme suit :

$$C_n = \frac{H_n^*}{|H_n|^2 + \frac{\sigma_{\text{bruit}}^2}{\sigma_{\text{symbole}}^2}} \quad (4.33)$$

Où  $\sigma_{\text{bruit}}^2$  est la variance du bruit et  $\sigma_{\text{symbole}}^2$  est la variance de la source du symbole.

Les équations (4.32) et (4.33) montre le besoin d'effectuer une estimation du canal. Le "*Training symbols*", aussi appelé "*symboles pilotes*", sont utilisé pour effectuer l'estimation du canal. En OFDM, puisque l'equalisation est effectué dans le domaine fréquentiel, donc c'est ca réponse fréquentiel qui doit être estimé. Dans l'environnement multi-path, le symbole démodulé  $X_n$  sur la  $n^{\text{ième}}$  sous porteuse à la sortie de la **FFT** sans **ISI** et **ICI** peu être représenté comme :

$$Y_n = \left[ \sum_{i=0}^{L-1} H^i(0) e^{-j(2\pi i l / N)} \right] X_n + N_n \quad (4.34)$$

Où  $L$  est le nombre de composants multi-path,  $N_n$  est la **FFT** du **AWGN** sur la  $n^{\text{ième}}$  sous porteuse et  $H^i(0)$  est la réponse fréquentiel de la  $i^{\text{ième}}$  composantes multi-path à la fréquence zéro. Pour estimer la réponse fréquentiel du canal, les symboles pilotes sont insérés sur les porteuses dans le domaine fréquentiel, i.e., ils sont insérés avant l'opération **IFFT** du coté émetteur voir **Figure (4.8)**.

$$H_n = \sum_{i=0}^{L-1} H^i(0) e^{-j(2\pi i l / N)} \quad (4.35)$$

La réponse fréquentiel du canal expérimenté par le symbole pilote  $P_n$  sur  $n^{\text{ième}}$  sous porteuse peu être estimé par :

$$\begin{aligned} \hat{H}_m &= \frac{Y_n}{P_n} \\ &= H_n + \frac{N_n}{P_n} \end{aligned} \quad (4.36)$$

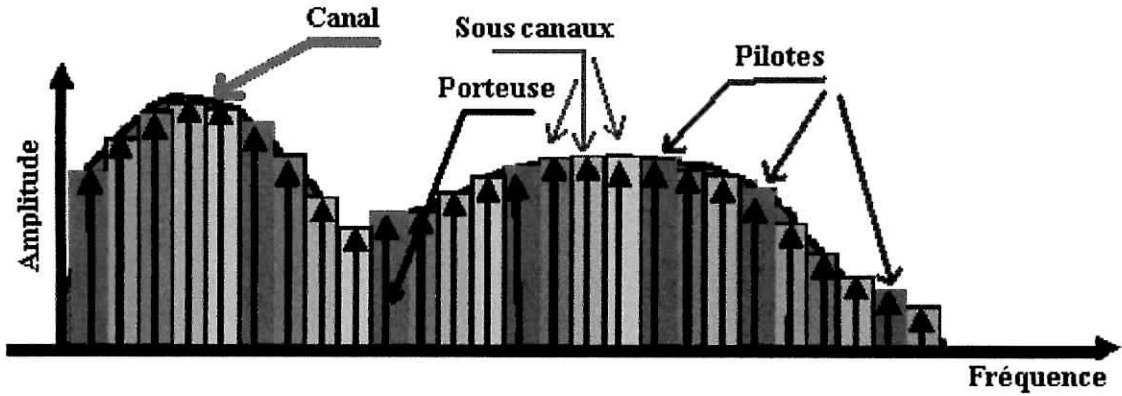


Fig. (4.14) Interpolation des pilotes (rectangle vert foncé).

Puisque les pilotes habituellement n'occupe qu'un petit espace de la bande passante pour assuré l'efficacité spectrale, l'interpolation en fréquence d'un coté à l'autre est nécessaire pour l'estimation de la réponse fréquentiel ou les pilotes ne sont localisés voir **Figure (4.14)**. la réponse fréquentiel du canal à la  $m^{\text{ième}}$  sous porteuse  $\hat{H}_m$  peu être *linéairement interpolé* :

$$\hat{H}_m = \left(1 - \frac{m}{N}\right) \hat{H}_{p_1} + \frac{m}{N} \hat{H}_{p_2}, \quad p_1 \leq m \leq p_2 \quad (4.37)$$

Ou  $\hat{H}_{p_1}$  et  $\hat{H}_{p_2}$  sont les estimé des réponses fréquentiels par les pilotes sut la  $p_1^{\text{ième}}$  et  $p_2^{\text{ième}}$  sous porteuses.

Pour déterminé l'espacement minimum en temps et en fréquence, entres les pilotes en OFDM, il faut trouver la bande passante de la variation du canal en temps et en fréquence. Leur bande passante est égale au maximum de la fréquence Doppler  $f_{D_{\max}}$  dans le domaine temporel et l'étalement maximum  $\tau_{\max}$  dans le domaine fréquentiel. En accore avec le théorème d'échantillonnage, l'espacement les pilotes dans le temps sera représenté par  $s_t$  et en fréquence par  $s_f$ , qui seront d'après [**Hoehher97**] :

$$s_t \leq \frac{1}{2f_{D_{\max}} T_s} \quad (4.38)$$

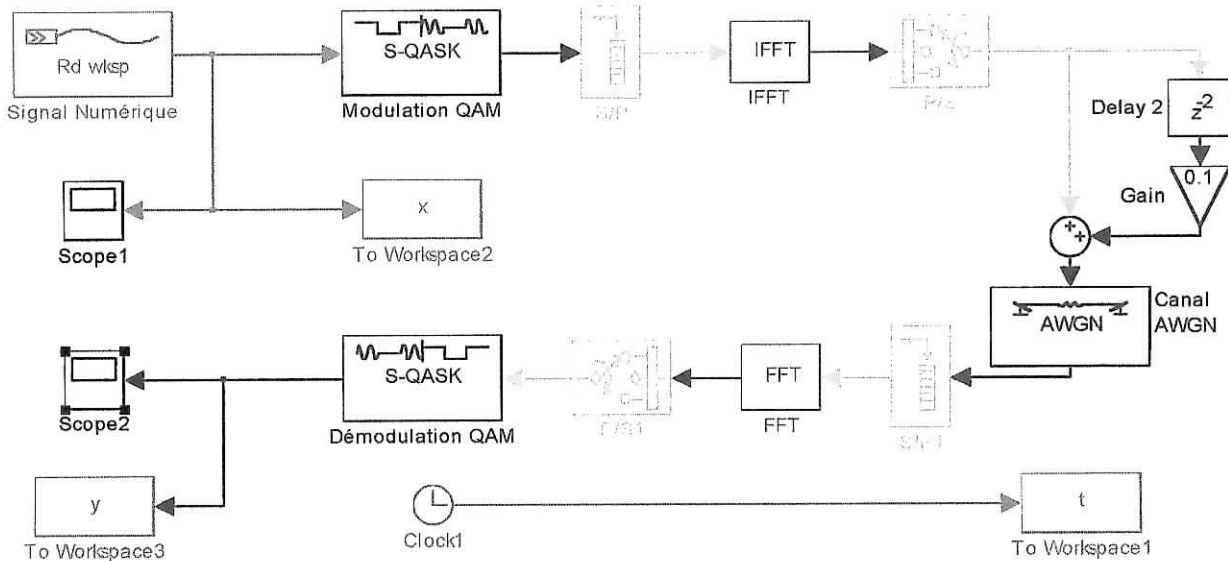
$$s_f \leq \frac{1}{2\tau_{\max} \Delta F} \quad (4.39)$$

Ou  $T_s$  est la durée du symbole OFDM et  $\Delta F$  est l'espacement en fréquence entre deux sous porteuses. On diminuant l'espacement entres les pilotes en améliore l'estimation de la réponse fréquentiel mais au détriment de l'efficacité spectrale. Pour cette raison, le choix de la densité des pilotes est un compromis entre la performance de l'estimation du canal et l'efficacité de la bande passante [**Van Nee00**], [**Hoehher97**]. De plus, à côté il existe d'autres techniques comme l'interpolation bidimensionnelle applicable à l'OFDM.

### 4.13 Résultats de simulations

Dans cette section, nous présentons les résultats obtenu par simulation. Le système de simulation est implementé sur Matlab/Simulink. Le block diagramme (émetteur - canal - récepteur) du système est représenté sur la **Figure (4.15)**.

**Fig. (4.15) Simulation 1.**



Cette simulation (**Simulation 1**) est partagé en trois parties, la première partie émetteur, composé d'un générateur de signaux aléatoire, d'un modulateur QAM réglé pour une constellation de 16 symboles, d'un multiplexeur, d'un démultiplexeur et du module IFFT dans la taille est 16. La deuxième est la parti qui représente la ligne électrique, elle composé du module présentant l'addition des bruit blanc gaussien plus une partie qui nous permettra de simulé différentes distance. La partie trois qui est le récepteur ce compose pratiquement des même éléments que la partie émetteur, la différence réside dans le démodulateur QAM et le block FFT.

Les résultats obtenu lors de cette simulation sont présenté dans les **Figures (4.16)** et **(4.17)**, nous remarquons une que le signal reçu n'est pas du tous celui envoyer, la cause principal est le *bruit*, plus l'absence de toutes les conditions décrite plus haut dans ce chapitre.

La **Simulation 2**, contient le block qui permet l'insertion du préfixe cyclique. Les résultats obtenus sont plus concluant que ceux de la premier simulation (**Figures (4.20)** et **(4.19)**), en distingue bien le signal reçu qui en comparaisons au signal émit est pratiquement le même, le décalage dans le temps est du au retard infligé par le canal (c'est la partie qui joue le rôle de distance, plus en augmente le gain, plus la distance augmente), certes la forme du signal n'est pas tous à fait la même cela est dut à l'effet capacitif produit par le canal et à l'absence d'un equaliser, car c'est lui qui permet de compenser les distorsions.

Fig. (4.16) Signal d'entrée

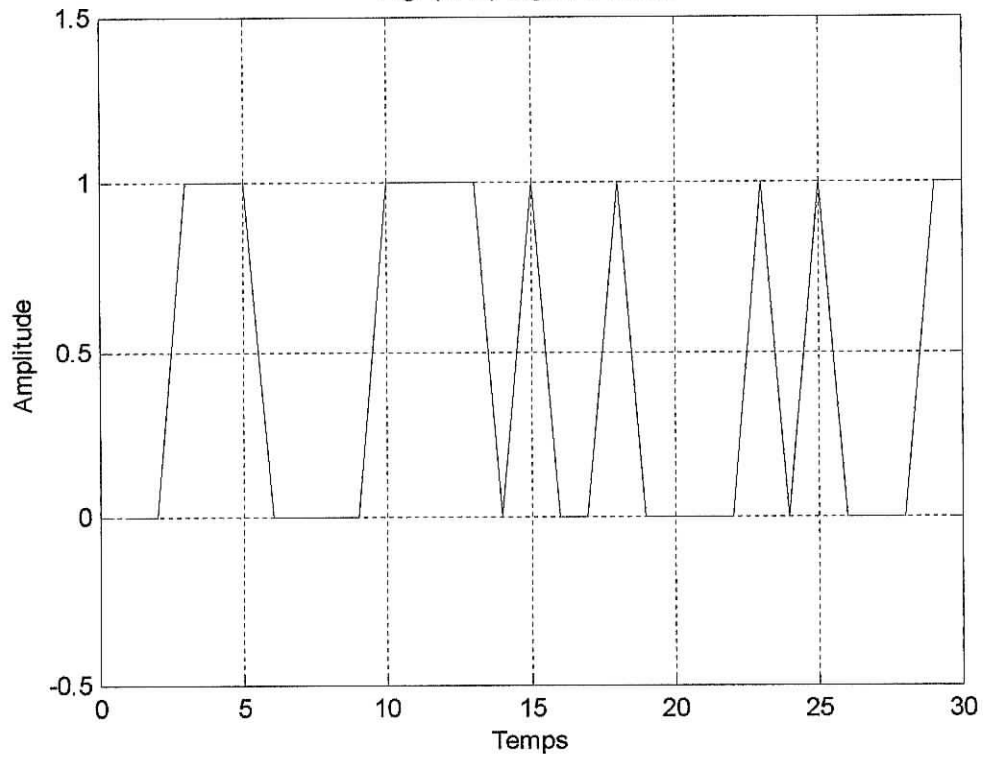


Fig. (4.17) Signal en sortie

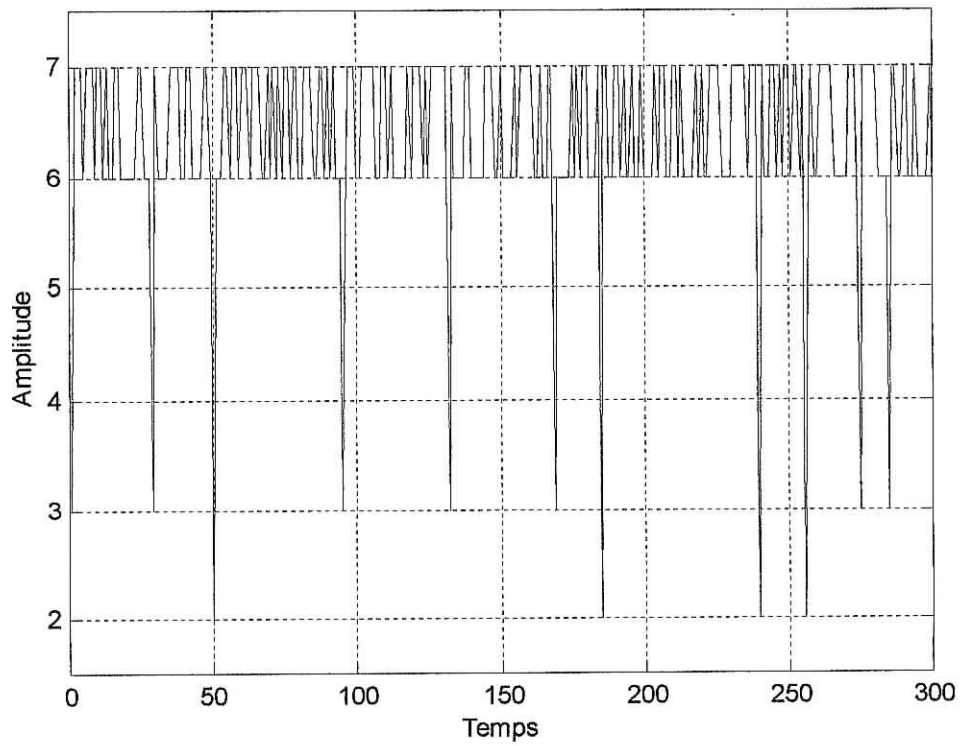
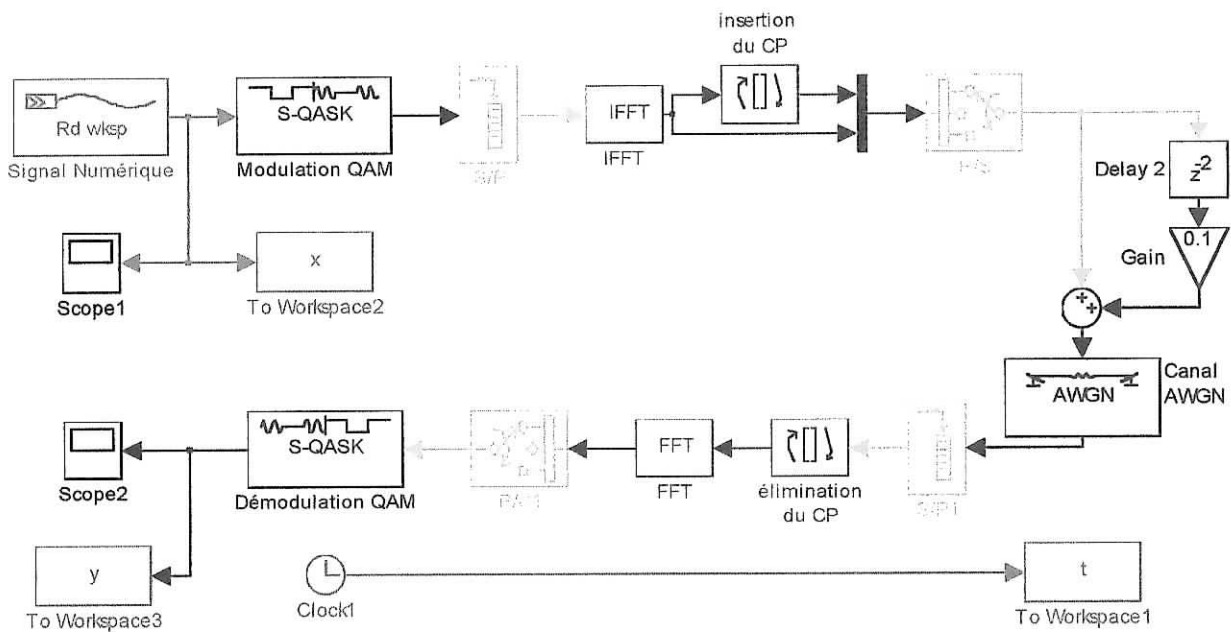




Fig. (4.18) Simulation 2.



Dans ce chapitre, on a introduit les concepts de base de l'OFDM, incluant **ISI**, **ICI**, préfixe cyclique, la synchronisation ainsi que l'estimation. nous avons montré l'effet de l'**ISI**, **ICI** et de l'intervalle de garde sur la performance des systèmes OFDM. Pour finir, on a présenté les résultats de simulation pour un système OFDM, l'essai présenté ici sont pour 16QAM, la taille de la FFT : 16, nous obtenons les même résultats pour 32, 64, 128.

Fig. (4.19) Signal d'entrée.

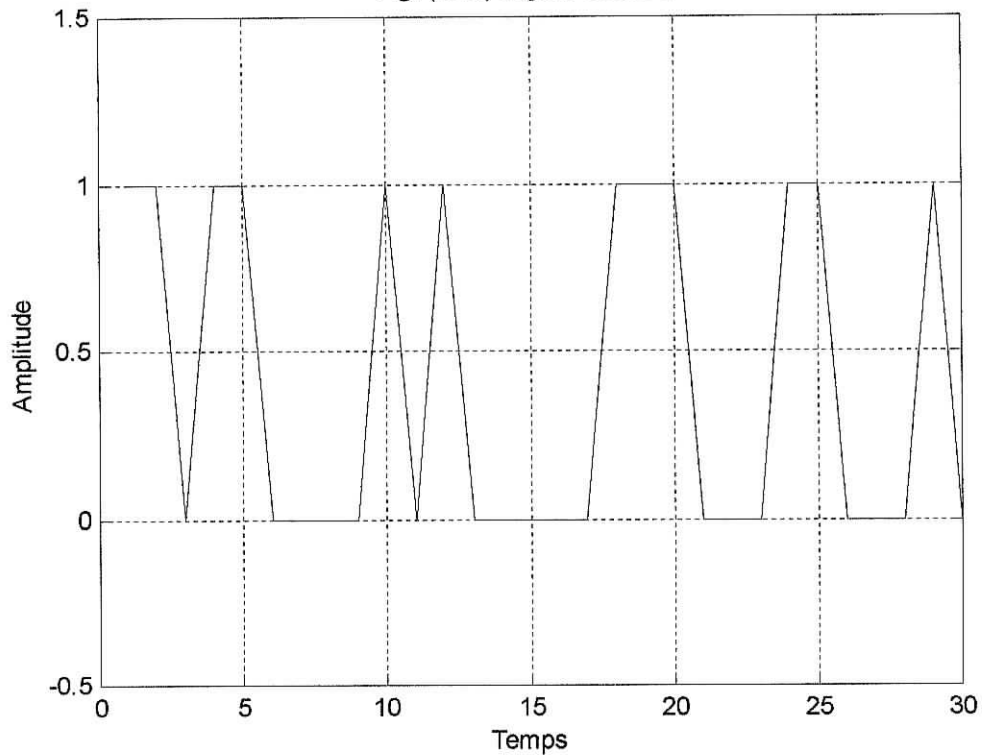
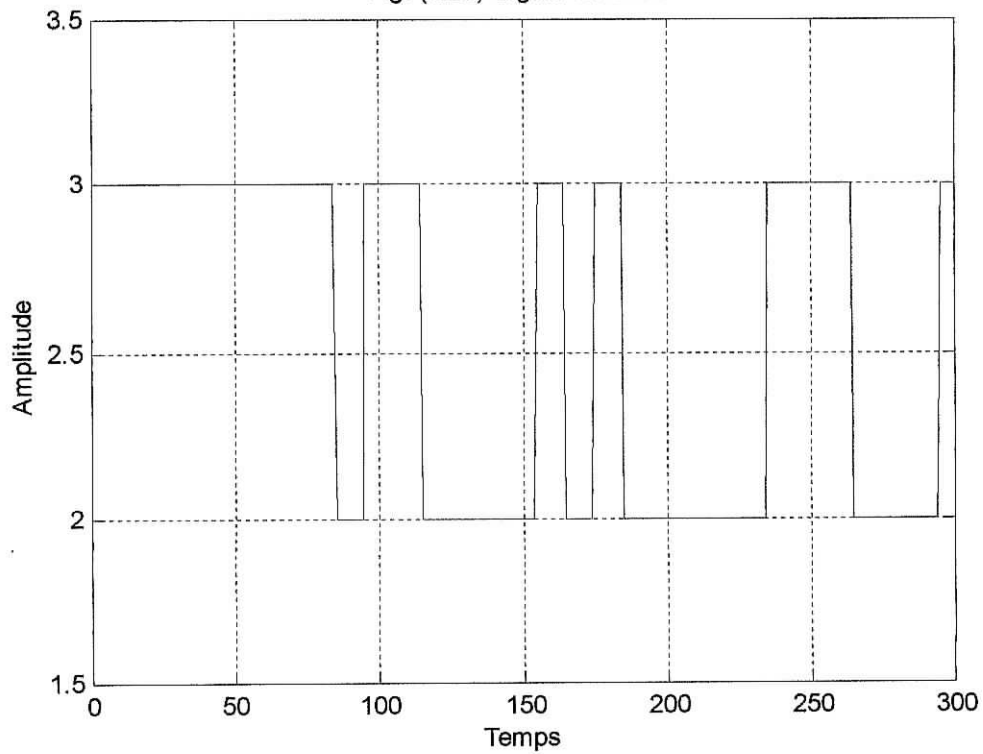


Fig. (4.20) Signal en sortie



## Conclusion

Ce mémoire porte sur deux axes principaux dans le but de proposer des nouveaux systèmes utilisant les transmissions multi-porteuses.

Le premier axe concerne la fonction de transfert de la ligne électrique. En vue d'une utilisation de ce mode de transmission à grande échelle. Les conclusions obtenues sont :

- L'utilisation des réseaux en général comme le transfert de données à grande vitesse pour l'Internet tel que voix et services de transport des données, dans la classe de fréquence [0.5, 20MHz]. Le développement des systèmes de communication appropriés et la planification des réseaux de communication "Power Line" nécessite des modèles de mesures sur les caractéristiques de transfert des réseaux. En général dans les bandes de fréquences spécifiques, les structures hétérogènes des réseaux avec plusieurs ramifications et impédances non souhaités provoquent de nombreuses réflexions. A côté des multi-lignes de propagation à fréquences sélectives, les lignes de puissances types montrent que le signal à une atténuation croissante en fonction de la longueur et des fréquences. La complexité de la fonction de transfert de la "liaison Power Line" peu être représentée par un modèle paramétrique (*chapitre 3, équation (3.26)*) dans la plage de fréquences considérée plus haut.
- Le résultat de la simulation avec  $N = 4$  chemins, en comparaison avec des mesures qui ont été effectués sur un échantillon de réseau dont la topologie et la dimension géométrique étés déjà connus, montre les effets essentiels décrits par un modèle relativement simple. Sauf aux basses fréquences ou le résultat de la simulation et de notre référence sont légèrement différents ; ceci est dû au fait que les échos (bruits) sont plus longs. Ce paramètre influence spécialement le début du spectre, ces résultats obtenus grâce à l'équation (3.26) nous permettent d'obtenir une meilleure

estimation de la puissance du signal à émettre à partir de la sous - station pour les différentes branches du réseau PowerLine, afin d'obtenir des signaux viables et exploitables au niveau des prises électriques. Cet exemple montre bien l'applicabilité du model dans un réseau. Il est aisé de déterminé les paramètres pour un branchement et de décrire les caractéristiques de propagation d'un signal  $n$  haute fréquence sans connaître en détaille les dimensions.

- A l'opposée des autres lignes de communication, la ligne "Power Line" est essentiellement affectée par des interférences à *bande étroite* et des *perturbations impulsionnelles* dans les bandes de fréquences allant de quelques centaines de Hz à 20MHz. Pour une évaluation des systèmes de transmission appropriés par des principes de simulation, un modèle décrivant le comportement du bruit par quelques paramètres caractéristiques est un point important à étudier.

Le second axe, a été consacré à l'étude et au développement de la technique OFDM par l'introduction des concepts de base de celle ci : incluant **ISI**, **ICI**, le préfixe cyclique, la synchronisation ainsi que l'estimation. Il a été démontré que les effets pervers de l'**ISI**, **ICI** influent considérablement sur la performance des systèmes qui nous amènent à l'importance de la période de garde et de la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur pour éviter la perte d'orthogonalité, facteur essentiel des systèmes l'OFDM. Les simulations effectuées sur Simulink présentent des résultats intéressants en ce qui concerne l'utilisation du préfixe cyclique et l'importance de l'equaliser ainsi que l'estimation du canal. L'essai présenté dans ce document pour une modulation ayant une constellation de 16QAM et une FFT de taille 16, les même résultats sont obtenus pour les valeurs de : 32, 64, 128.

La technologie PLC n'est encore que très peu déployée. Si son intérêt auprès des compagnies électriques est énorme, seuls des essais pilotes impliquant un nombre limité d'utilisateurs sont actuellement en cours. La PLC transforme le réseau électrique basse tension en un réseau local (LAN) étendu. Diverses autres sociétés, comme l'entreprise suisse Ascom, ont annoncé le développement de nouveaux prototypes dans ce domaine. Les débits atteignables avec les technologies actuelles sont de l'ordre de quelques Mbps dans les deux sens.

A l'heure actuelle cette technologie demeure encore du domaine de la recherche et du développement. Néanmoins, des techniques avancées de protocoles comme l'OFDM sont employée.

Le développement futur prévoit l'utilisation d'une bande de fréquences de l'ordre du GHz, fournissant ainsi une bande de largeur beaucoup plus élevée et un flux de données plus important, de l'ordre de plusieurs centaines de Mbps. Si cela débouche, la **PLC** (*Power Line Communication*) serait un outil de plus pour de futurs services, de nouveaux usages dans le cadre des réseaux domestiques.

# Références

- [Barnes98] J.Barnes, "A physical Multi-Path Model for Power Distribution Network Propagation.", Proceedings of 1998 International Symposium on PowerLine Communication and its Applications, Tokyo, 24-26 March 1998, pp. 76-89.
- [Beek95] J.-J. Van Beek, M. Sandell, M. Isaksson and P.O. Borjesson, "Low-Complexity Frame Synchronisation in OFDM systems." In Proc. Int. Conf. Universal Personal Commu., pages 982-986, Tokyo, Japon, Nov. 1995.
- [Belouchrani99] Belouchrani, "Interprétation Géométrique des Signaux.", Support de Cours, Programme de 3<sup>ème</sup> année de Traitement du Signal, 1999.
- [Cheung02] B.L.P. Cheung, "Simulation of Adaptive Array Algorithms for OFDM and Adaptive Vector OFDM Systems.", Thesis submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University. Master of Science in Electrical Engineering, September 3<sup>rd</sup>, 2002, Blacksburg, Virginia.
- [Chiu00] Y. Chiu, D. Markovic, H. Tang, N. Zhang, "OFDM Receiver Design.", Final Report 12/12/2000.
- [Chuita00] A. Chuita, A. Marthe, "Communications par Réseau Électrique, Aspect de Compatibilité Electromagnétique.", 2000.
- [Cottet02] F. Cottet, "Traitement des Signaux et Acquisition de Données", Edition Dunod, Paris, 2002.
- [Dalby97] A. Dalby, "Signal Transmission on PowerLines – Analysis of PowerLine Circuits.", Proceedings of 1997 International Symposium on Powerline Communication and its Applications, Essen, 2-4 April 1998, pp. 37-44.
- [Dusan98] M. Dusan, "OFDM as a possible modulation technique for multimedia application in the range of mm waves.", Introduction to OFDM, II edition, 10/30/TUD-TVS.
- [Edfors96] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. Van de Beek, D. Landstrom, F. Sjöberg, "An Introduction to Orthogonal Frequency Division Multiplexing.", September 1996.
- [Gimenez03] J.M. Gimenez, "Branchez-vous sur le courant.", Article, Micro hebdo, N° 277-278, page 38-39, semaine du 7 au 20 août 2003.

- [Hervé93] J.Hervé, "Electronique pour les Transmissions Numériques.", Ellipses, Paris, 1993.
- [Hoehner97] P.Hoehner, S.Kaiser, and P.Robertson, "Two-dimensional Pilot-symbol-aided Channel Estimation by Wiener Filtering.", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 3, pp. 1845-1848, 1997.
- [Hooijen98] O.Hooijen, "A Channel Model for the Residential Power Circuit.", Used as a Digital Communication Medium. *IEEE Transactions on Electromagn. Compat.* Vol. 40 (1998), pp.331-336.
- [Kung96] A.Kung, B.Jean-Bart, O.Marbach, S.Sauvage, "La Domotique Appliquée, avec le Réseau Domotique Européen EHS", International Thomson Publishing France, Paris, 1996.
- [Lawrey Be01] E.P.Lawrey Be (Hons), "Adaptative Techniques for Mutiuser OFDM", Thesis for the Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering, at the Engeneering James Cook University, December 2001.
- [Litwin01] L.Litwin and M.Pugel, "The Principe of OFDM", RF signal processing, page 30-48, january 2001.
- [Mokhtari00] M.Mokhtari, "MATLAB 5.2 & 5.3 et Simulink 2 & 3 pour les étudiant et ingénieur", Springer – Verlag Berlin Heidelberg, 2000.
- [More95] C.More, "Transmission de signaux.", Tec Doc, Paris, 1995.
- [Prot03] S.Prot, K.Pamkvist, "TSTE91 System Design Communication System Simulation Using Simulink.", Part V OFDM by IFFT Modulation, Electronic System, Dept. EE, LiTH, 02/03/03.
- [Rivoire01] M.Rivoire, J-L. "MATLAB, Simulink, Stateflow", Editions Technip, Paris, 2001.
- [Sandell95] M.Sandell, J-J. Van Beek and P.O.Borjesonn, "Timing and Frequency Synchronisation in OFDM Systems using the Cyclic Prefis.", In Intern. Symp. Stnch, page 16-19, Essen, Germany, Dec. 95.
- [Tocci96] R.J.Tocci, 'Circuit Numériques, théorie et applications.', 6<sup>e</sup> Edition Dunod, 1996.

- [Van Nee00] R.Van Nee and R.Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House Publishers, Massachusetts, 2000.
- [Zimmermann99] M.Zimmermann, K.Dostert, "A Multi-Path Signal Propagation for the Power Line Channel in the High Frequency Range.", Proc. Of the 3<sup>th</sup> Intern. Symp. On Power Line Comm. Lancaster UK, 1999.
- [Zimmermann00] M.Zimmermann, K.Dostert, "An Analysis of the Broadband Noise Scenario in Power Line Networks.", ALU International Journal on Electronics and Communication, vol. 54, No.1, jan 2000, pp. 13-22.

### Références Internet :

www.01net.com  
www.ac-orleans-tours.fr/electrotech-lp  
www.albany.net  
www.allo.ch  
www.amperion.com  
www.ascom.ch  
www.ascom.com  
www.beyonlogic.org  
www.cebus.org  
www.cirrusresearch.co.uk  
www.cqdl.de  
www.cybersciences.com  
www.echelon.com  
www.edf.fr/ret/d/futur  
www.electronique-magazine.com  
www.elektor.fr  
www.enseirb.fr  
www.ensmp.net  
www.enersearch.se  
www.enseirb.fr  
www.ensmp.net  
www.eprat.com  
www.etsi.org/forwatch/hall.htm  
www.ewh.ieee.org  
www.homeplug.com  
www.intellon.com  
www.mediafusioncorp.net  
www.microchip.com  
www.nortelnetworks.com  
www.online-ad.de  
www.online-ag.de  
www.oxance.com  
www.pcexpert.fr  
www.phonex.com  
www.plcforum.org  
www.plugtek.com  
www.polytrax.com  
www.protocol.php3  
www.rwe-powerline.com  
www.westmodem.com  
www.xline.com  
//marktld.com

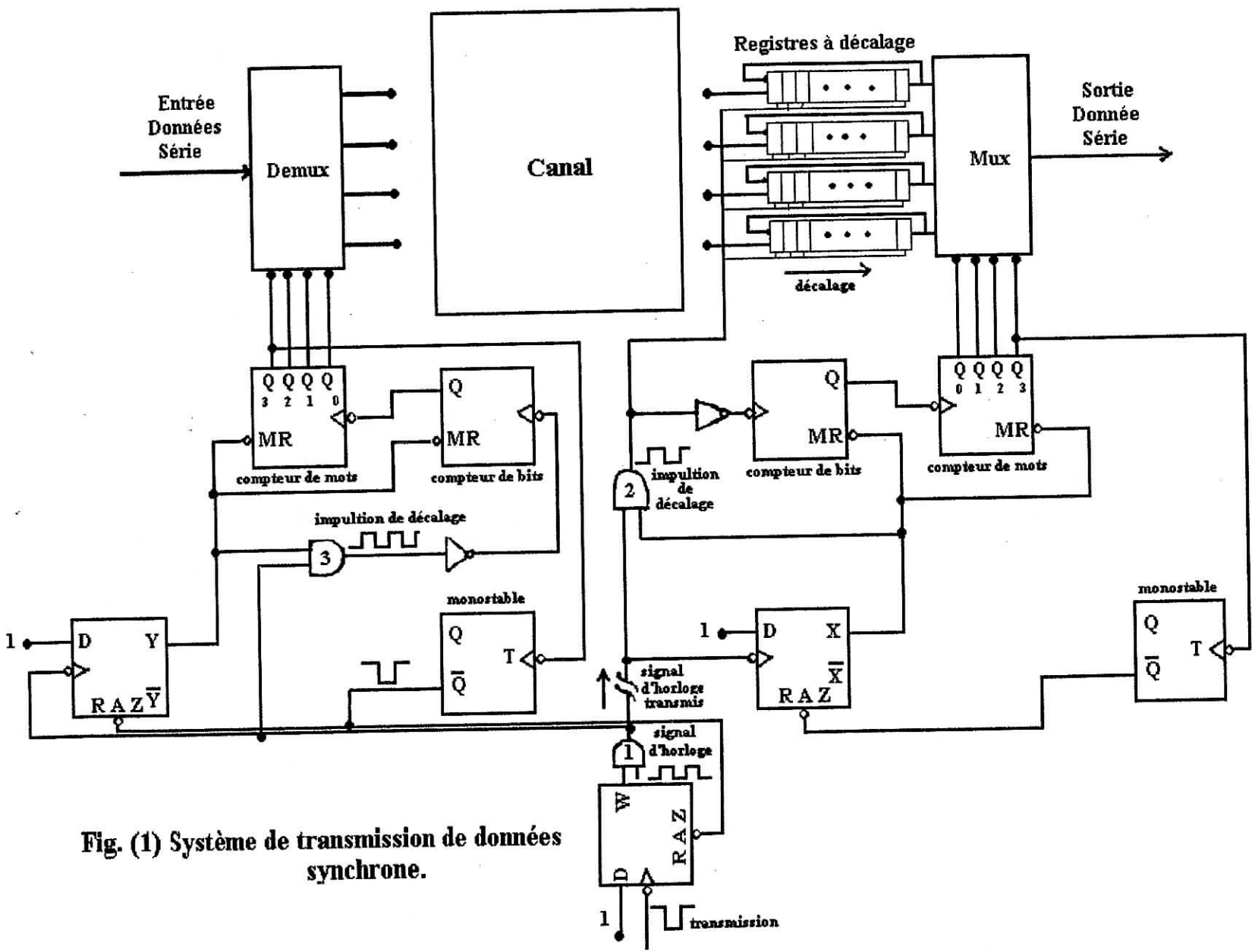


Fig. (1) Système de transmission de données synchrone.

Annexe



## Système de transmission de données synchrone

Le schéma logique reproduit à la **Figure (1)** est celui d'un système de transmission de données synchrone grâce auquel on transmet en série des mots de 4 bits entre un émetteur et un récepteur que ce soit à distance ou pas. Les circuits du récepteur. Les mots binaires sont mémorisés dans les registres à décalage circulaire ayant une entrée commune *DECALAGE* (*horloge*). Chaque registre décale ses valeurs vers la droite à l'instant du front montant des impulsions *DECALAGE* provenant de la sortie de la porte *ET-2*. Le bit de poids le plus faible de chaque registre est raccordée à une entrée de données d'un multiplexeur à 4 entrées.

Les deux compteurs MODULO-4 commandent la transmission du contenu du registre qui apparaît à la sortie du multiplexeur (*Mux*). Le compteur de mots choisit le registre de données dont les valeurs apparaîtront à la sortie du *Mux*. Pendant que le compteur parcourt les 4 états de 00 à 11, les données mémorisées dans chaque registre apparaissent successivement à la sortie du *MUX*. Le compteur de bits s'assure que les 4 bits de chaque registre sont transmis à travers le multiplexeur avant que le registre suivant soit appelé. Le compteur de bits est incrémenté à chaque impulsion *DECALAGE* de sorte qu'après 4 impulsions de ce genre, il est recyclé à l'état 00. Le front descendant de la sortie Q1 du compteur de bits provoque l'incrémement du compteur de mots, ce qui choisit le registre suivant pour la transmission. De cette manière le contenu de chaque registre de données est transmis à la sortie du *Mux*, un bit à la fois à partir du registre 1 (correspondant à  $S1S0=00$ ) et les données de chaque registre sont communiquées parce que le compteur de mots progresse d'une valeur à chaque quatre impulsions de *DECALAGE*. Le signal du *Mux* sera donc une série de 16 bits, 4 bits par registre. On dit que ces données sont multiplexées par répartition dans le temps parce que les quatre ensemble différents de données apparaissent sur la même ligne de sortie, mais à des moments différents.

Le processus de transmission est commandé par 2 bascules D, les portes ET-1 et 2 et le monostable. Un des paragraphes suivants est consacré à la description du fonctionnement de la logique de circuits.

L'émetteur, les circuits de l'émetteur un contiennent un *démultiplexeur* un parmi quatre qui reçoit le signal d'entrée envoyé par le PC (par exemple), il démultiplexe : c'est à dire qu'il sépare quatre ensemble différents de données et les dirige vers quatre sortie différentes de façon à ce que la donnée qui provient du registre 1 apparaisse un bit après l'autre sur  $O_0$ , que la donnée du registre 2 apparaisse sur  $O_1$ , et ainsi de suite. Le résultat définitif est presque le même que celui d'avoir chaque registre de données du récepteur connecté à sa sortie correspondante de l'émetteur, la seule différence étant que les données sont envoyées un registre à la fois par l'entremise d'une voie de transmission de données série.

Les compteurs Modulo-4 du récepteur ont la même fonction que leur symétrique dans l'émetteur. Le compteur de mots choisit la sortie du démultiplexeur qui reçoit la donnée, et le compteur de bits permet à quatre bits d'atteindre une sortie avant de faire passer le compteur de mots à son état suivant. Les fonctions des bascules, du monostable et de la porte ET sont décrites ci-après.

