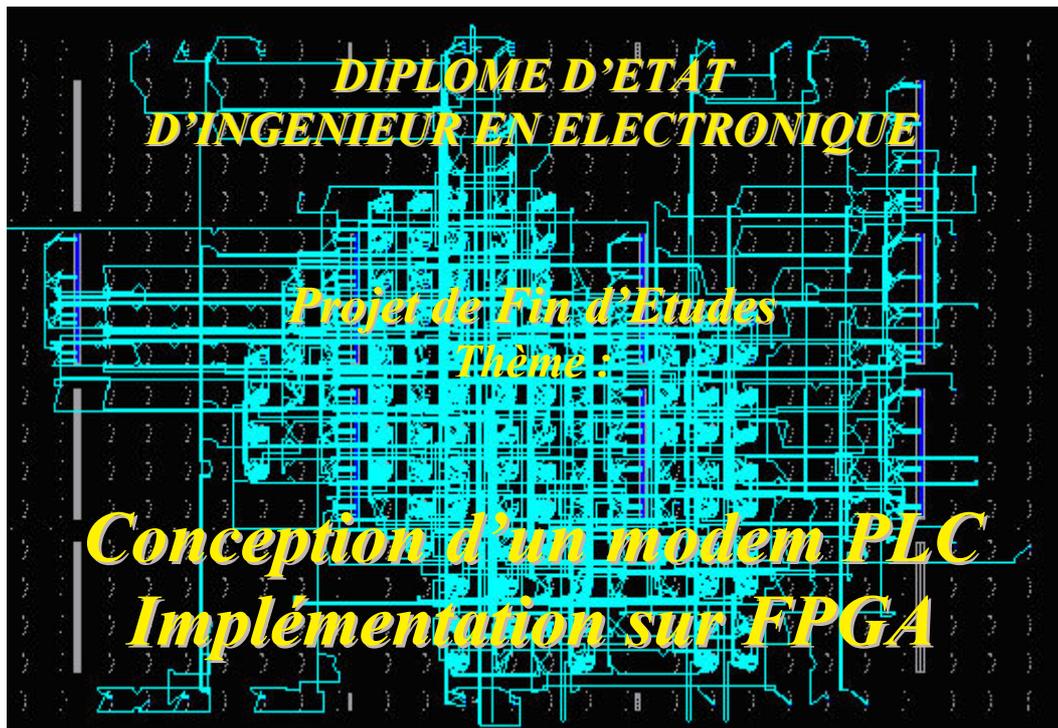


**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

Département d'Electronique



Proposé et dirigé par :

Mr. O.STIHI

Etudié par :

Mr. CHARIFI Tarek

Promotion juin 2006  
ENP, 10 Avenue Hassan Badi El-Harrach, Alger

## REMERCIEMENTS

*Mes plus intenses remerciements vont, en premier lieu, au Dieu le miséricordieux le tout-puissant pour m'avoir donné le courage et la patience de mener à terme ce travail.*

*Je tiens, en deuxième lieu, à remercier mon promoteur, monsieur STIHI, pour son aide et son soutien tout au long de mon projet de fin d'études.*

*Je tiens également à remercier monsieur BOUSBIA d'avoir accepté de présider le jury auprès duquel est exposé le résultat du travail effectué dans ce mémoire.*

*Merci également aux examinateurs d'avoir accepté d'y prendre part.*

*J'adresse un spécial remerciement à ma très chère tante NACERA qui m'a beaucoup aidé depuis le début et jusqu'au terme de ce projet et avec qui j'ai appris beaucoup de choses intéressantes.*

*Enfin, je suis reconnaissant à toutes celles et tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'accomplissement de ce travail.*



## **Dédicace**

**La joie de réussir n'est jamais complète  
que si elle est partagée avec ceux qu'on aime.**

**A ma mère, à mon père, ceux à qui je dois tout.  
A mes grands parents que j'adore.**

**A mes frères et sœurs.**

**A mes oncles, à mes tantes.**

**A toute ma famille.**

**A tout ce que j'aime et qui m'aime.**

**Je dédie ce travail**

**Tarek**

## ملخص

منذ عدة سنوات، والبحث قائم من أجل التمكن من تمرير المعلومات عبر شبكة الطاقة الكهربائية المنخفضة التوتر، هذه التكنولوجيا الحديثة تفتح إمكانيات تطوير عدة قطاعات أخرى، التي لم تتل نصيبها الحقيقي في سوق التكنولوجيا. ومع نهاية هذه السنة، من المفترض، سنشهد ولادة معايير جديدة مما سيساهم في تطوير هذه التكنولوجيا.

## Résumé :

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).. 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.Ce n'est que lors de la fin de cette année qu'une nouvelle norme concernant la communication via les câbles électriques naîtra, Ce qui éclairera l'avenir de cette technologie. Mot clé : PLC, CPL, Power Line Communications, OFDM, modem.

## Summary:

For several years, research has been undertaken to succeed in making pass from the data at high speed on an electric cable of low tension (between 230 and 400 volts).This new technology opens the possibility with new types of services like the house automation, the remote monitoring or the telecontrol, which until today were not possible with good marché.Ce is only at the time of the end of this year that a new standard concerning the communication via the electric cables will be born, Which will clarify the future of this technology.Key words:PLC, CPL, Power Line Communications, OFDM, modem.

# Sommaire

<b>Introduction Générale.....</b>	<b>01</b>
<b>Chapitre I Connaissance préliminaire sur les réseaux numériques.....</b>	<b>03</b>
1. Généralité.....	03
2. Importance des réseaux.....	04
3. les types des réseaux .....	04
4. Le modèle réseau normalisé : le modèle en couche.....	05
<b>Chapitre II Le Power Line Communication.....</b>	<b>11</b>
1. Généralités.....	11
2. L'historique du PLC.....	14
3. Le marché du PLC.....	15
4. Topologie des réseaux PLC.....	18
5. Les normes et les standards.....	18
6. Les avantages et les inconvénients du PLC.....	19
<b>Chapitre III Etude du canal PLC .....</b>	<b>21</b>
1. L'atténuation.....	22
2. La distorsion.....	23
3. Les perturbations.....	24
4. Le rayonnement.....	28
5. Canal à trajet multiple.....	30
6. Modélisation du canal PLC.....	31
<b>Chapitre IV Application du modèle en couches en PLC.....</b>	<b>33</b>
<b>I. La couche physique : la modulation.....</b>	<b>33</b>
1. Type de la modulation.....	33
2. La modulation multiporteuse OFDM.....	35
3. La modulation SS.....	47
4. Entre l'OFDM et SS.....	54
<b>II. La couche liaison.....</b>	<b>55</b>
1. La sous couche MAC.....	55
2. La sous couche LLC.....	57
<b>Chapitre V Introduction aux FPGA.....</b>	<b>58</b>
1. Architecture adoptée par Xilinx.....	59
2. Les circuits configurables.....	60
<b>Chapitre VI Modems PLC.....</b>	<b>65</b>
1. Modems PLC.....	65
2. Modems PLC indoor.....	67
3. Normes HomePlug.....	70
4. Conception d'un modem réduit.....	71
<b>Conclusion Générale.....</b>	<b>81</b>

# Table des figures et des tableaux

Figure1.1 :Topologies des réseaux.....	05
Figure 1.2 :Le modèle OSI en réseau.....	09
Figure 2.1 : Architecture du réseau DSL.....	12
Figure 2.2 : Architecture du réseau CATV.....	12
Figure2.3 : principe de la PLC.....	13
Figure 2.4 : Réseau OUTDOOR moyenne et basse tension.....	15
Figure 2.5 : Réseau local PLC.....	16
Figure2.6 : Réseau PLC indoor-outdoor.....	17
Figure2.7 :Évolution des prix selon la technologie.....	19
Figure 3.1 :La variation de l'atténuation suivant la temps et la fréquence.....	22
Figure 3.2 : variation de l'atténuation en fonction de la fréquence.....	23
Figure 3.3 :Technique de compression – extension.....	24
Figure 3.4 :spectre du bruit de font.....	26
Figure 3.5 : spectre du bruit impulsif.....	27
Figure 3.6 : quelques organisation de la normalisation EMC.....	29
Tableau 3.1 : la norme américaine FFC part 15.....	29
Tableau 3.2 : la norme américaine NB30.....	30
Figure 3.8 : l'effet d'une transmission multitrajets.....	31
Figure 3.9: Le modèle de canal PLC.....	32
Figure4.1 :La constellation de la ASK.....	34
Figure 4.2 :Modulation FSK d'une séquence 010.....	34
Figure4.3 Principe de la modulation OFDM.....	36
Figure4.4 :spectre de signal OFDM.....	36
Figure 4.5 :spectre du signal OFDM 8 porteuse.....	37
Figure 4.6 :Principe de la démodulation OFDM.....	37
Figure 4.7 :schéma bloc d'un émetteur récepteur OFDM.....	38
Figure 4.8 :Principe de fonctionnement d'un transcodeur en transmission.....	39
Figure4.9 :Constellation 16-QAM.....	40
Figure4.10 :Le signal dans la transmission.....	41
Figure 4.11 :Modulation OFDM avec un SNR de 18Db.....	42
Figure 4.12 : l'intervalle de garde et l'échantillonnage.....	43
Figure 4.13 :la fonction de l'intervalle de garde pour la protection contre ISI.....	44
Figure4.14:Modulation PSK.....	45
Figure4.15 :la constellation 8QAM.....	46
Figure 4.16: Système DSSS.....	47
Figure 4.17 :principe de la modulation SS.....	48
Figure18 : Principe de la démodulation DSSS.....	49
Figure 4.19 :boucle de tracking.....	51
Tableau 4.1 :Comparaison entre les 3 types de modulation.....	54
Figure4.20 :Le TDMA.....	55
Figure 21 :méthode d'accès FDMA TDMA CDMA.....	56
Figure 5.2 :Représentation de CLB.....	60
Figure 5.3 :Input Output Block (IOB).....	61
Figure 5.4:Connexions à usage général et détail d'une matrice de commutation.....	63
Figure 5.5 :Les interconnexions directes.....	63
Figure 5.6 :Les longues lignes.....	64
Figure 6.1 :L'installation des différents types de modem dans un réseau PLC.....	66
Figure 6.2 :House Access Point.....	66
Figure 6.3 :House Access Point via une liaison radio.....	67
Figure 6.4 :Quelques types des modems PLC indoor.....	67
Figure 6.5 :Architecture détaillée d'un circuit PLC haut débit.....	68
Figure 6.6 :Principe de fonctionnement des modem PLC indoor.....	69
Figure 6.7 :Schéma électrique d'un circuit de couplage capacitif.....	69
Figure 6.8 Circuit de couplage capacitif.....	70
Figure 6.8 :Modèle réduit d'un modulateur PLC « système OFDM ».....	71
Figure 6.9 :Encodeur 16QAM.....	72
Figure 6.10 La variation de I et Q en fonction de l'entrée suivant la modulation 16QAM.....	73
Figure 6.11 : Le passage de domaine fréquentiel au domaine temporel.....	73
Figure 6.12 :Les signaux sinus et cosinus à la sortir de $\text{Exp}(j2\pi f_k t)$ .....	74
Figure 6.13 :Le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel «mode de base ».....	74
Figure 6.14 :L'insertion de l'intervalle du garde.....	75
Figure 6.15 :L'ajout de l'intervalle du garde.....	75
Figure 6.16 Symbole OFDM prêt pour l'envoi sur le canal.....	76
Figure 6.17 L'algorithme de synchronisation.....	77
Figure 6.18 :Schéma bloc du bloc de la suppression de l'intervalle du garde.....	78
Figure 6.19 : l'assemblage de l'émetteur et récepteur, montre qu'on récupéré les données.....	79
Figure 6.20 :Constellation 16-QAM.....	80
Figure 6.21 :Décodage 16QAM signaux :[ i, q, mot de sortie en 4 bits].....	80
Figure 6.22Émetteur 16 sous porteuses.....	81

# Introduction Générale

## INTRODUCTION GENERALE

Les communications numériques sont en train d'envahir la quasi-totalité des domaines d'activité, la demande des systèmes de transmission, assurant des très hauts débits avec une qualité de service importante, ne cesse pas 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. Pour cette raison, il est nécessaire de disposer de techniques de transmissions efficaces combinées à des algorithmes de réception adéquats. En outre, le canal de propagation est généralement partagé entre plusieurs sources (la bande de fréquences est 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 équipées 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. Ce n'est que lors de la fin de cette année qu'une nouvelle norme concernant la communication via les câbles électriques naîtra, Ce qui éclairera l'avenir de cette technologie.

Le marché de *Powerline* est composé de deux catégories : le *Powerline outdoor* qui s'occupe des réseaux métropolitains MAN et le *Powerline indoor* concernant les réseaux de communication locaux LAN, qui se développent très vite. Afin d'établir une communication *Powerline*, les différents terminaux sont raccordés entre eux à travers le réseau électrique par des modems qui forment le sujet de ce travail.

Notre travail porte sur l'étude de cette technologie, en particulier les modems *Powerline indoor*. Il sera donné dans le premier chapitre une introduction générale sur les réseaux numériques en se basant sur la norme OSI et le modèle en couche. Dans le deuxième chapitre on présentera la transmission via le réseau électrique. Nous nous baserons sur l'étude du canal au cours de troisième chapitre pour présenter les différentes caractéristiques des couches de ce réseau dans le quatrième chapitre. Le cinquième chapitre présente rapidement le circuit utilisé pour notre application. A la fin, on a consacré le dernier chapitre à l'étude des modems PLC en implémentant un modem indoor sur une carte FPGA.

# Chapitre I

**Connaissance préliminaire sur les réseaux  
numériques**

## 1. Généralités

Un réseau en général est le résultat de la connexion de plusieurs machines entre elles, afin que les utilisateurs et les applications qui fonctionnent sur ces dernières puissent échanger des informations.

Le terme réseau en fonction de son contexte peut désigner plusieurs choses. Il peut désigner l'ensemble des machines, ou l'infrastructure informatique d'une organisation avec les protocoles qui sont utilisés, ce qui est le cas lorsque l'on parle d'Internet. Le terme réseau peut également être utilisé pour décrire la façon dont les machines d'un site sont interconnectées. C'est le cas lorsque l'on dit que les machines d'un site (sur un réseau local) sont sur un réseau Ethernet, Token Ring, réseau en étoile, réseau en bus,... Le terme réseau peut également être utilisé pour spécifier le protocole qui est utilisé pour que les machines communiquent. On peut parler de réseau TCP/IP, NetBeui (protocole Microsoft) DecNet [2].

Un réseau est composé essentiellement des éléments suivants

- Les équipements terminaux (*End System*) ou **ETTD** (*Equipement Terminal de Traitement de Donnée*) qui représentent les calculateurs d'extrémité. Ces calculateurs sont dotés des circuits particuliers pour contrôler les communications. Il réalise la fonction de contrôle du dialogue.
- Les équipements d'adaptation ou **ETCD** (*Equipement Terminal de Circuit de Données*) qui réalisent l'adaptation entre les calculateurs d'extrémité et le support de transmission.
- Le canal de transmission qui est un élément essentiel de la liaison. Les possibilité de la transmission (débit, taux d'erreur...) dépendent essentiellement de ces caractéristiques physiques [10].

## 2. Importance des réseaux

Les réseaux sont nés d'un besoin d'échanger des informations de manière simple et rapide entre des machines. Lorsque l'on travaillait sur la même machine, toutes les informations nécessaires au travail étaient centralisées sur la même machine. Presque tous les utilisateurs et les programmes avaient accès à ces informations. Pour des raisons de coûts ou de performances, on est venu à multiplier le nombre de machines. Les informations devaient alors être dupliquées sur les différentes machines du même site. Cette duplication était plus ou moins facile et ne permettait pas toujours d'avoir des informations cohérentes sur les machines. On est donc arrivé à relier d'abord ces machines entre elles; ce fût l'apparition des réseaux locaux. Ces réseaux étaient souvent des réseaux "maisons" ou propriétaires. Plus tard on a éprouvé le besoin d'échanger des informations entre des sites distants. Les réseaux moyenne et longue distance commencèrent à voir le jour. Ces réseaux étaient souvent propriétaires. Aujourd'hui, les réseaux se retrouvent à l'échelle planétaire. Le besoin d'échange de l'information est en pleine évolution. Pour se rendre compte de ce problème il suffit de regarder comment fonctionnent des grandes sociétés. Comment pourrait-on réserver une place de train dans n'importe quelle gare? Sans échange informatique, ceci serait très difficile, voire impossible.[23]

## 3. les types des réseaux

La classification des réseaux dépend de plusieurs critères, on peut les classer selon la nature des données transmises en réseaux analogiques et réseaux numériques, ou selon la propriété en réseau public ou réseau privé, comme on peut les classer selon l'application en réseaux informatiques, réseau de télécommunications, réseaux de commande...

Le critère de la distance divise les réseaux en réseaux locaux **LAN** (*Local Area Network*), qui se trouvent dans une zone de diamètre inférieur à 1 Km, en réseaux **MAN** (*Metroplitan Area Network*) sur une zone de quelques kilomètres, et pour les très grande distances, on passe à un autre types de réseaux, les réseaux **WAN**(*Wide Area Network*).[29]

On peut distinguer un réseau par sa topologie. Il existe trois topologies de base pour les réseaux :

- point à point : chaque terminale a la possibilité de communiquer avec un seul autre poste,
- multipoints : chaque poste peut communiquer avec plusieurs autres postes,
- en bus : chaque poste injecte ses données dans un bus de données.

A partir de ces topologies on peut introduire d'autres topologies plus complexes, on parle alors des topologies complexes tel que la topologie en étoile, en anneau, maillée, ou hybride tel que montre la Figure 1.1.

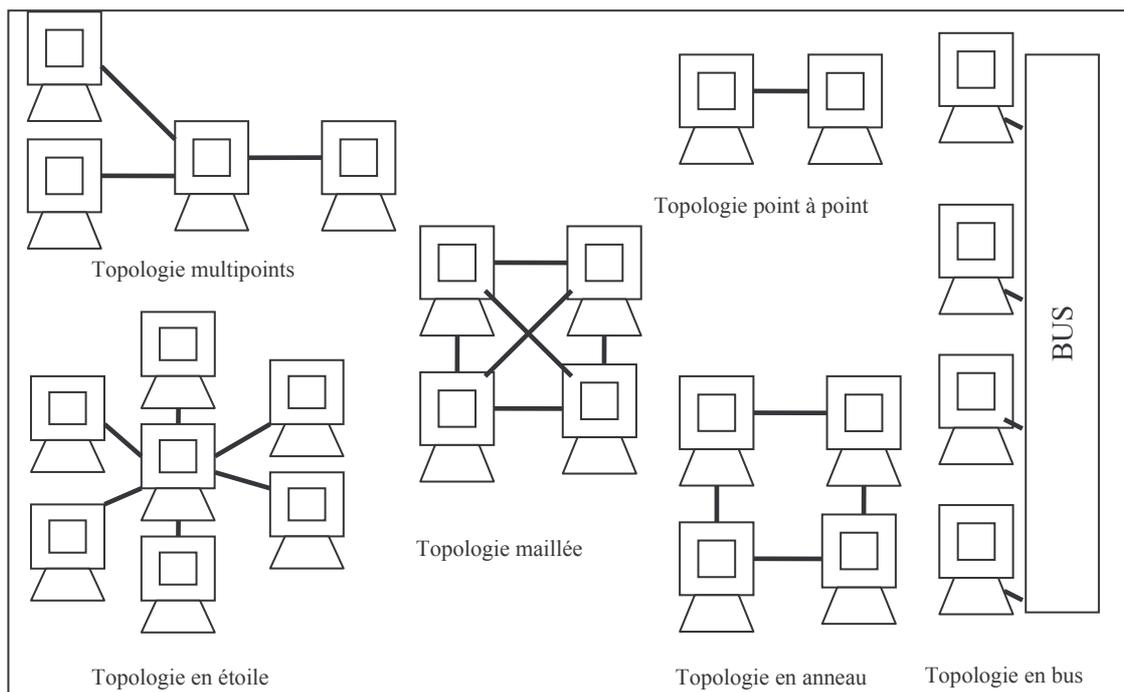


Figure1.1 :Topologies des réseaux

On peut aussi les classer suivant les modes d'exploitation de la liaison en trois catégories de réseaux :

- en mode simplex, dont la transmission est unidirectionnelle,
- en half duplex, dont la transmission est bidirectionnelle mais un poste ne peut pas émettre et recevoir les données simultanément,
- en full duplex, dont la communication entre les postes est simultanément bidirectionnelle. Chaque poste peut émettre et recevoir en même temps.[22]

#### 4. Le modèle réseau normalisé : le modèle en couche

Le fait de travailler sous réseau et les importants résultats obtenus grâce à cela ont conduit chaque grand constructeur à se lancer dans le développement de son propre modèle : *System Network Architecture* pour **IBM** et *Distributed System Architecture* pour **BULL** par exemple. Mais l'organisation internationale de normalisation **ISO** a dû intervenir pour la réalisation d'un modèle normalisé en raison de l'incompatibilité entre ces modèles-là.

Elle a mis en évidence le développement d'un modèle de référence, complet, simple et transparent qui doit répondre à tous les besoins du marché. Pour cela, elle a choisi d'adopter le modèle en couches qui divise tout les problème qu'on peut recevoir

Plusieurs principes ont été pris en considération lors de son développement [36]:

- choisir un modèle permettant de travailler avec des ressources locales ou distantes, selon le principe de la transparence ;
- créer une nouvelle couche dès qu'on a une fonction ou un besoin différent (modèle complet) ;
- ne créer que les couches nécessaires pour que le modèle reste simple ;
- faire en sorte que le modèle assure la connexion entre les couches verticalement et horizontalement.[29]

De plus le modèle doit pouvoir activer ou désactiver le fonctionnement d'une couche selon le besoin, et s'adapter à tous types de canaux utilisés, « physiques » ou « logiques ».

Dans les années quatre-vingt (1984), ISO a formalisé le modèle en couches normalisé **OSI-RM** (*Open Systems Interconnexion Reference model*), qui reste une référence en matière de protocole jusqu'à aujourd'hui, en quatre grandes parties et deux additifs :

1. ISO 7498-1 : le modèle de référence de base,
2. ISO 7498-2 : l'architecture de sécurité,
3. ISO 7498-3 : la dénomination et l'adressage,
4. ISO 7498-4 : le cadre général pour la gestion OSI,
  - AD-1 : la transmission en mode sans connexion,
  - AD-2 : la transmission en multipoint.[36]

Un système ouvert est un ordinateur, un terminal, un réseau ou n'importe quel équipement respectant cette norme et donc apte à échanger des informations avec d'autres équipements hétérogènes et issus de constructeurs différents

- **La couche physique**

La couche physique fournit les moyens mécaniques, électriques, fonctionnels et procéduraux nécessaires à l'activation, au maintien et à la désactivation des connexions physiques destinées à la transmission de bits entre deux entités de liaison de données.

Ici, on s'occupe donc de la transmission des bits de façon brute. L'important est qu'on soit sûr que si l'émetteur envoie un bit à 1, le récepteur reçoit un bit à 1. Les normes et standards de la couche physique définissent le type de signaux émis, la modulation, le multiplexage, la portée, la nature et les caractéristiques des supports (câble, fibre optique, câble électrique...) et les sens de transmission.[36]

Tout d'abord une liaison entre deux équipements A et B peut être *simplex* (unidirectionnelle). Dans ce cas, A est toujours l'émetteur et B le récepteur. C'est ce qu'on trouve par exemple entre un capteur de mesure et un ordinateur recueillant les données mesurées. La communication est *half duplex* (bidirectionnelle en alternance) quand le rôle de A et B peut

changer, la communication change de sens à tour de rôle (comme avec des talkies-walkies). Elle est full duplex (bidirectionnelle simultanée) quand A et B peuvent émettre et recevoir en même temps (comme dans le cas du téléphone).

La transmission de plusieurs bits peut s'effectuer en série ou en parallèle. En série, les bits sont envoyés les uns derrière les autres de manière synchrone ou asynchrone. Dans le mode synchrone l'émetteur et le récepteur se mettent d'accord sur une base de temps (un top d'horloge) qui se répète régulièrement durant tout l'échange. A chaque top d'horloge (ou  $n$  tops d'horloge avec  $n$  entier définitivement fixe) un bit est envoyé et le récepteur saura ainsi quand lui arrivent les bits. Dans le mode asynchrone, il n'y a pas de négociation préalable mais chaque caractère envoyé est précédé d'un bit de *start* et immédiatement suivi d'un bit de stop.

Le principal problème de la transmission en bande de base est la dégradation du signal très rapidement en fonction de la distance parcourue. C'est pourquoi elle n'est utilisée qu'en réseau local. Il serait en effet trop coûteux de prévoir des répéteurs pour régénérer régulièrement le signal. C'est pourquoi sur les longues distances on émet un signal sinusoïdal qui, même s'il est affaibli, sera facilement décodable par le récepteur. Ce signal sinusoïdal est obtenu grâce à un modem (modulateur-démodulateur) qui est un équipement électronique capable de prendre en entrée un signal en bande de base  $m(t)$  pour en faire un signal adapté au canal (modulation) en sortie  $s(t)$  et l'inverse, à savoir restituer un signal carré à partir d'un signal modulé (démodulation).[9]

Le multiplexage consiste à faire transiter sur une seule et même ligne de liaison, dite *voie haute vitesse*, des communications appartenant à plusieurs paires d'équipements émetteurs et récepteurs. Chaque émetteur (respectivement récepteur) est raccorde a un multiplexeur (respectivement Demultiplexeur). Trois types de multiplexage sont utilisés dans la transmission numérique : multiplexage temporel, multiplexage fréquentiel et multiplexage par code.[4]

- **La couche liaison**

La couche liaison de données fournit les moyens fonctionnels et procéduraux nécessaires à l'établissement, au maintien et à la libération des connexions de liaison de données entre entités du réseau. Elle détecte et corrige, si possible, les erreurs dues au support physique et signale à la couche réseau les erreurs irrécupérables. Elle supervise le fonctionnement de la transmission et définit la structure syntaxique des messages et la manière d'enchaîner les échanges selon un protocole normalise ou non.[36]

- **La couche réseau**

Elle assure toutes les fonctionnalités de relais et d'amélioration de services entre les entités de réseau, à savoir: l'adressage, le routage, le contrôle de flux, la détection et la correction d'erreurs non traitées par la couche liaison.[36]

- **La couche transport des données**

La couche transport assure un transfert de données transparent entre entités de session et en les déchargeant des détails d'exécution. Elle a pour rôle d'optimiser l'utilisation des services de réseau disponibles afin d'assurer au moindre coût les performances requises par la couche session. C'est la première couche à résider sur les systèmes d'extrémité. Elle permet aux deux applications de chaque extrémité de dialoguer directement, indépendamment de la nature des sous-réseaux traversés et comme si le réseau n'existait pas. Au niveau inférieur de la couche réseau, seule la phase d'établissement de la liaison logique s'effectue de bout en bout.

La couche transport doit assurer, en mode connecté ou non connecté (dans le mode connecté, l'émetteur doit s'assurer que le récepteur est connecté et reçoit tout le paquet d'information durant la connexion) un transfert transparent de données entre utilisateurs de service réseau en leur rendant invisible la façon dont les ressources de communication sont mises en œuvre.[22]

- **La couche session**

La couche session contrôle l'échange structuré de dialogues via les liaisons de communication. Il est, par exemple, possible de contrôler au cours d'une session si le transfert des données peut avoir lieu simultanément dans les deux sens ou si un seul partenaire à la fois dispose du droit d'émission. Dans ce dernier cas, la couche session gère le droit d'émission. Elle opère avec la couche d'application pour fournir des ensembles de données simples, appelés points de synchronisation, qui permettent à l'application de connaître l'état de progression de la transmission et de la réception des données. Il s'agit donc d'une couche de temporisation et de contrôle des flux.[22]

- **La couche présentation**

La couche de présentation s'occupe de la syntaxe et de la sémantique des informations transportées en se chargeant notamment de la représentation des données. Par exemple, sur un ordinateur à base d'un processeur de la famille des 8 000 les entiers sont représentés avec les bits de poids fort à gauche et ceux de poids faible à droite. Or, c'est l'inverse sur un ordinateur basé

sur un processeur de la famille du 80x86 Cette difficulté sera prise en compte par la couche présentation qui effectuera les opérations nécessaires à la communication correcte entre ces deux familles de machines. Pour ce faire, l'ISO a défini une norme appelée syntaxe abstraite numéro 1 (Abstract Syntax Notation 1) permettant de définir une sorte de langage commun (une syntaxe de transfert) dans lequel toutes les applications représentent leurs données avant de les transmettre.

C'est aussi à ce niveau de la couche présentation qu'on peut être implantées des techniques de compression (code de Huffman par exemple).[36]

- **La couche application**

La couche application donne au processus d'application le moyen d'accéder à l'environnement OSI et fournit tous les services directement utilisables par l'application, à savoir: le transfert d'informations, l'allocation de ressources, l'intégrité et la cohérence des données accédées, la synchronisation des applications coopérantes.

En fait, la couche application gère les programmes de l'utilisateur et définit des standards pour que les différents logiciels commercialisés adoptent les mêmes principes.[4]

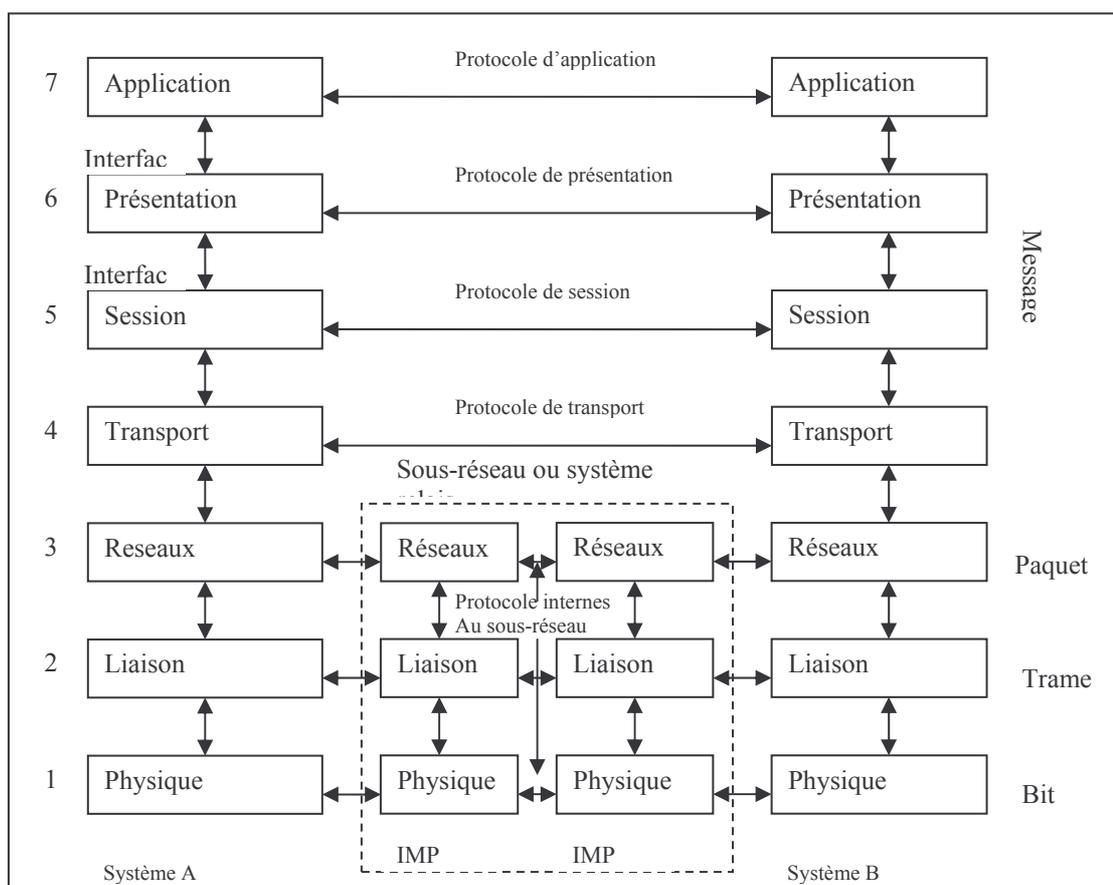


Figure 1.2 :Le modèle OSI en réseau

Le schéma ci-dessus représente le modèle en couche OSI appliquée a un système de communication formé de deux ETTDs aux extrémités (deux ordinateurs par exemple) qui se communiquent à l'aide de deux ETCDs (les modems). [4]

Le développement rapide de la communication moderne est l'une des conséquences de ce modèle. Il a facilité la définition des nouveaux systèmes en résolvant les problèmes de chaque couche séparément, Et il a normalisé ces systèmes pour qu'ils puissent communiquer entre eux quelque soit leurs topologie (GPRS, Internet...) ou leur canal. C'est ce qui a fait du marché de la télécommunication l'un des marchés les plus intéressants en point de vue économiques.

# Chapitre II

## **Le Power Line Communication**

## 1. Généralités

Le marché de la télécommunication numérique a connu un développement majeur dû à la croissance rapide de la demande. En effet, environ 50% de tous les investissements dans les infrastructures de télécommunications sont nécessaires pour la réalisation des accès aux réseaux.

Deux solutions ont été proposées aux fournisseurs des services : l'installation des nouvelles constructions ou l'exploitation des infrastructures déjà existantes.

- **L'installation des nouvelles constructions**

Cette solution présente en général la meilleure manière de mettre en application les nouvelles technologies de communication, en permettant la réalisation de services très attrayants (liaison filaire ou par fibre optique, liaison par ondes radios ou par satellite). Mais l'installation d'une nouvelle construction est très coûteuse en temps et en argent. Notons aussi la difficulté de cacher et de protéger les fils lorsque leur nombre est grand, ainsi que la limitation de la possibilité de propagation des ondes sous certaines conditions.

- **L'exploitation des infrastructures déjà existantes**

Pour éviter les inconvénients de la première solution, l'exploitation des réseaux filaires déjà existants, tels que les réseaux téléphoniques, électriques ou même les réseaux des câbles TV (CATV), est le nouveau champ de recherche pour la remplacer.

La numérisation de la communication téléphonique filaire a produit ce qu'on appelle **DSL** (*Digital Subscriber line*). L'**ADSL** (*Asymmetric Digital Subscriber line*) est une variante de DSL, qui peut assurer jusque 8Mbps, sachant que les fils téléphoniques sont conçus pour transmettre un signal vocal de l'ordre des KHz. Les abonnés de l'ADSL sont reliés à un nœud central de commutation au niveau des providers « fournisseurs de service » par des modems ADSL, avant d'être généralement reliés au WAN par des fibres optiques [18].

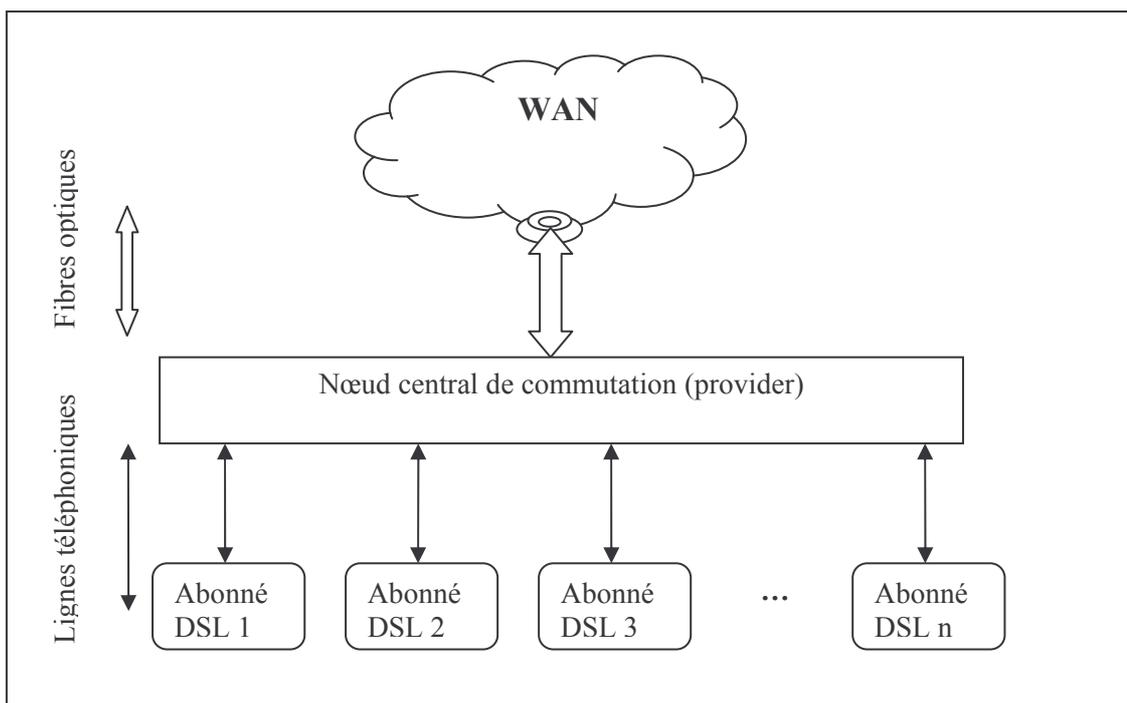


Figure 2.1 : Architecture du réseau DSL

De même que les réseaux téléphoniques, les réseaux **CATV** (*Câbles TV*), qui sont des réseaux conçus pour transmettre les signaux des programmes de la radiodiffusion et de la télévision, sont employés dans d'autres services de télécommunication. Avec des modems spéciaux et une modification au niveau des amplificateurs pour avoir une communication bidirectionnelle, leurs débits atteignent facilement 5 Mbps [18].

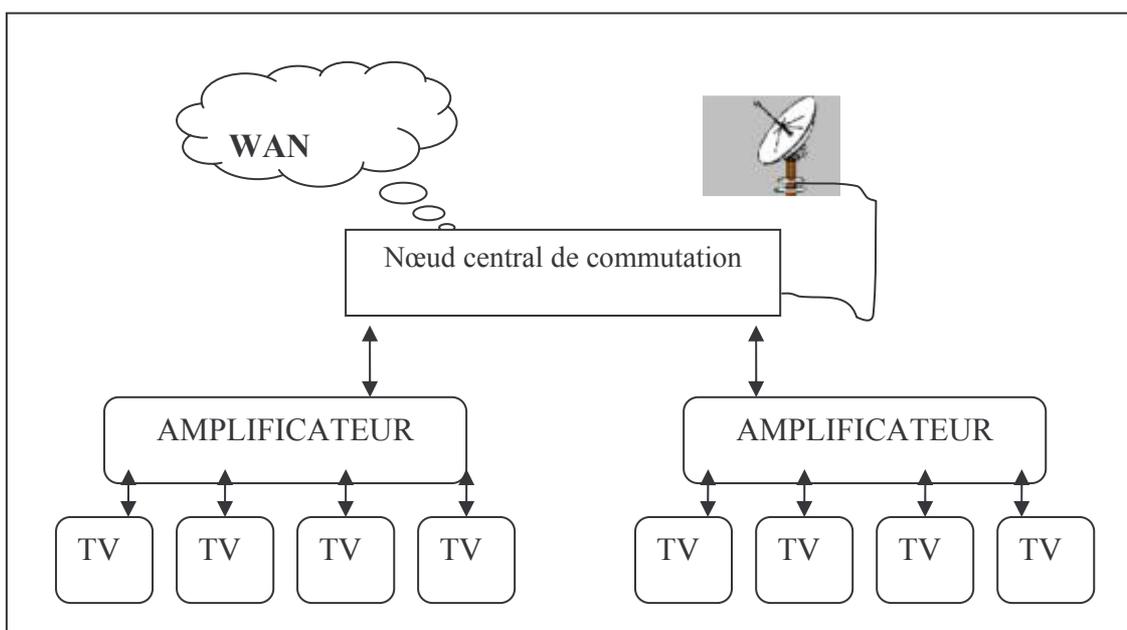


Figure 2.2 : Architecture du réseau CATV.

Les réseaux téléphoniques appartiennent habituellement aux anciennes compagnies monopolistiques, ce que présente un grand inconvénient pour que les nouveaux fournisseurs de réseau les emploient pour offrir des services tels que l'ADSL. C'est également très souvent le cas avec les réseaux de CATV.

En plus, les réseaux de CATV doivent être rendus capables de la transmission bidirectionnelle, qui est très coûteuse [18]. Dans certains cas, les abonnés doivent modifier leurs lignes pour s'adapter à la nouvelle technologie, ce qui augmente aussi le coût. Pour ces raisons, entre autres, l'utilisation des réseaux électriques pour la communication semble être raisonnable. Elle devrait fournir une solution économiquement efficace, avec une grande palette de services de télécommunication et une certaine qualité pour pouvoir se mesurer aux autres technologies d'accès, on parle donc du PLC [18].

Connu sous plusieurs dénominations, le **PLC** (*Power Line Communications*) (ou encore **PPC** (*Power Plus Communications*), **PLN** (*Power Line Network*), **IPC** (*Internet Power Line*), **BPL** (*Broadband Power Line*) et **CPL** (*Courant Porteur par Ligne*)) représente la technologie qui exploite le réseau électrique pour faire transporter les flux de données numériques sur une gamme de fréquence inutilisable pour dans des raisons de commande, contrôle et communication.

Le principe de cette technologie est la superposition de deux signaux, le premier, le plus puissant, 50~60Hz, sert à l'alimentation et le deuxième porte les données comme le montre la figure 2.3:

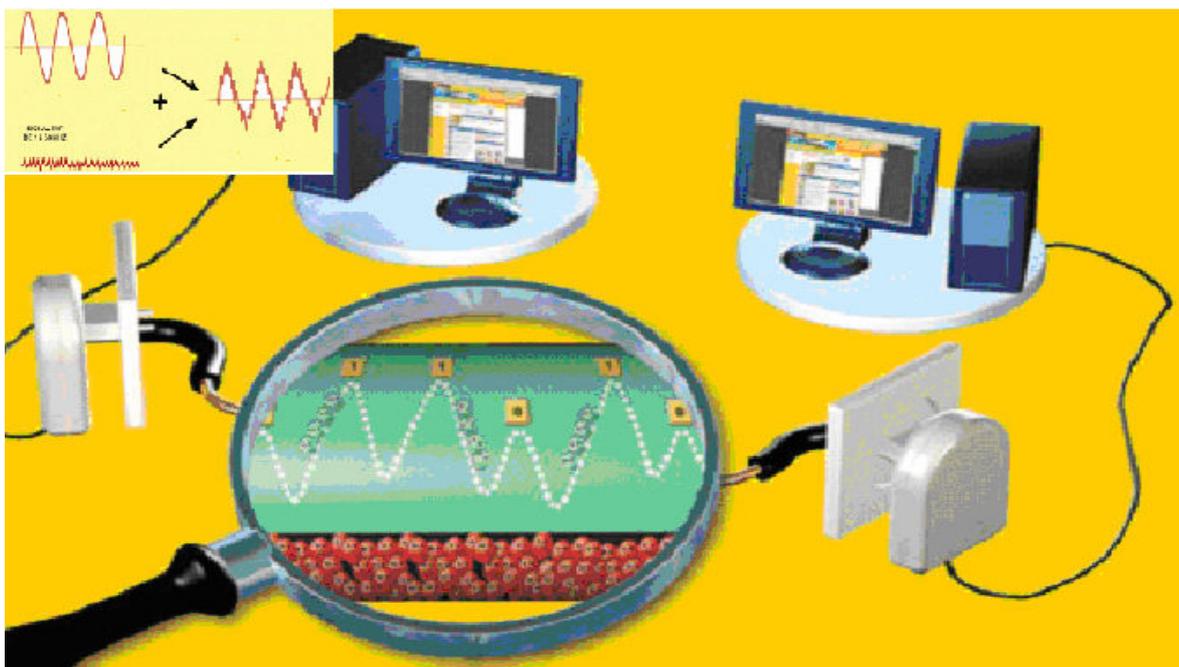


Figure2.3 : principe de la PLC

## 2. L'histoire du PLC

Contrairement à ce que la majorité pense, l'idée de l'exploitation des infrastructures électriques pour des raisons autres que la transmission de l'énergie électrique date du début du 19<sup>ème</sup> siècle. En effet en 1838, le premier compteur d'alimentation électrique à distance a été proposé, puis en 1897, le premier brevet d'invention des lignes de puissances porteuses de signaux a été déposé. Tout cela a eu lieu au Royaume-Uni. En 1905, les Etats Unis ont suivi en brevetant de nombreuses applications, et en 1913, la première production destinée à la commercialisation des relais de compteurs électromécaniques a eu lieu.(2)

Après la deuxième guerre mondiale, l'utilisation des lignes électriques pour la commande et le contrôle était généralisée sur toute l'Europe, la commande des lumières en ville était déjà possible avec un signal de 10 Hz.

Avec le développement de l'électronique en cours des années quatre-vingt, on commence à s'intéresser au support électrique comme un canal de transmission des données numériques en bas débit. La technologie présente et les besoins de l'époque font que les recherches étaient sur la gamme de fréquence entre 5 et 500 KHz [12]. Le PLC était utilisé pour des applications domotiques notamment pour piloter les appareils électriques et effectuer des mesures ainsi que pour des raisons de surveillance. Il est utilisé pour ces raisons jusqu'à aujourd'hui sous forme d'application X10, LONWORKs et CEBus.[7]

Au début des années quatre-vingt-dix, on commence à penser à exploiter le PLC pour des raisons de télécommunications à haut débit. En 1994 et pour la première fois, on commence l'utilisation des lignes haute et moyenne tension pour la transmission des données, en bas débit, aux USA, ce qui a permis de réaliser des réseaux MAN, ils n'ont été agréés par le CENELEC qu'à 1997 dans le standard EN50065 qui normalise l'utilisation du PLC en bas débit. Cette année là, la Suisse, l'Allemagne et l'UK commencèrent leurs tests pour la transmission haut débit bidirectionnelles.[7]

En 1998, l'absence d'une norme ou standard ou même d'un comité pour le PLC a présenté un énorme manque, c'est pourquoi un forum fut conçu, nommé le **PLTF** (*Power Line Telecom Forum*) de **UTC** (*United Telecom Council*).

En 1999, l'Allemagne mis en place le premier réseau PLC MAN ; le marché de PLC grand publique était ouvert pour l'exploitation des lignes moyenne et haute tension.

En Mars 2000, une alliance est passée entre une dizaine de grands groupes industriels, notamment ceux représentant les producteurs d'électricité. EDF, Amperion, France Telecom, Belkin Corporation, IBEC, Motorola, Sony, ST&T, Netgear, Texas Instrument ... ont formé le

HomePlug Power Alliance qui regroupe actuellement plus de 70 entreprises, qui ont produit leurs normes HomePlug.(21)

Depuis, plusieurs tests, études et conférences ont eu lieu, en attendant la sortie de la première norme PLC universelle à la fin de cette année.

### 3. Le marché du PLC

Le marché du PLC présente une évolution rapide depuis son ouverture en 2000, malgré les différents obstacles tels que l'absence de normes et les problèmes juridiques. On peut le diviser suivant la gamme de fréquence exploitée, en marché bas débit, qui est entrain d'être remplacé par le marché haut débit, sauf pour certaines applications, et en marché haut débit, en marché qui se développe rapidement. On désigne dès maintenant par PLC le réseau haut débit, sauf si on le note.

Il est généralement divisé suivant son fonctionnement en deux parties, le PLC OUTDOOR et le PLC INDOOR :[18]

#### • Le PLC OUTDOOR

On désigne par PLC OUTDOOR l'exploitation des infrastructures électriques moyenne et basse tension situées en dehors de la construction. On parle alors de liaison au delà des compteurs, pour reliées ses abonnés, ce qu'il permet de réaliser des réseaux MAN. Pour la réalisation des réseaux WAN, comme le cas de l'Internet par exemple, on relie notre réseau outdoor au niveau des transformateurs par un autre accès Internet haut débit (fibres optiques, liaison satellite...), on parle alors d'une architecture hybride. La figure 2.4 est un exemple sur une installation PLC en ville [25] :

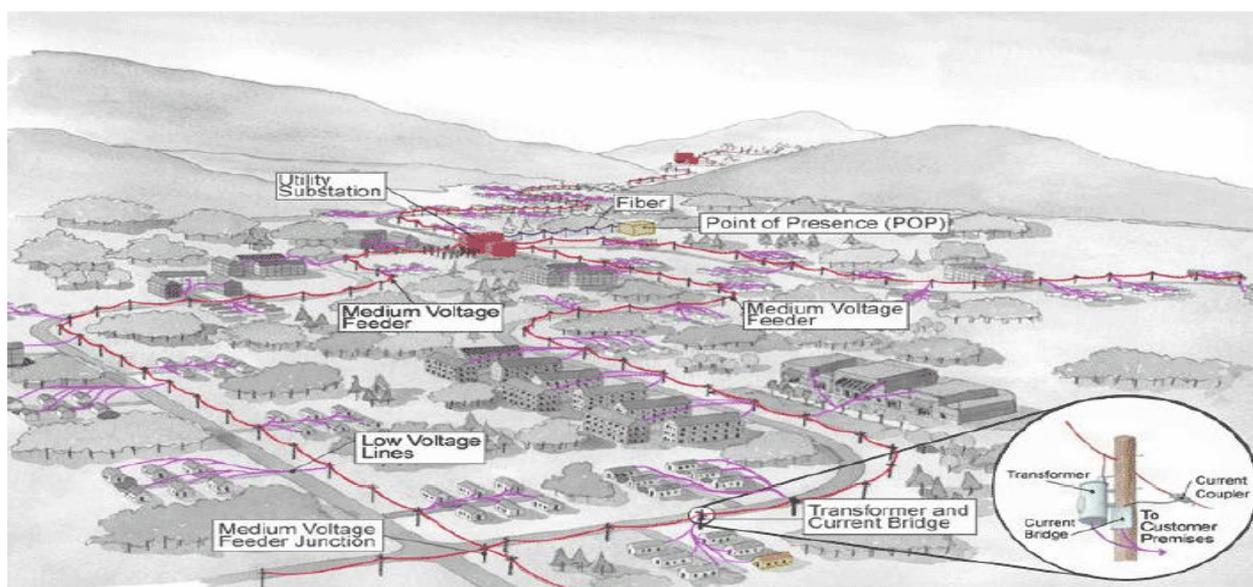


Figure 2.4 : Réseau OUTDOOR moyenne et basse tension.

Le marché outdoor est intéressant pour remplacer l'ADSL qui n'est pas rentable lorsque la densité de population est faible ; de plus, l'installation des nouveaux câbles représente un investissement très lourd, surtout que les téléphones classiques peuvent être remplacés par la téléphonie numérique IP. Mais à cause de l'absence de normes et des problèmes de compatibilité électromagnétique et en absence des textes juridiques, l'exploitation de cette technologie dans certains pays du monde est interdite jusqu'à présent. Il faudra attendre une nouvelle norme, malgré les résultats et les bénéfices obtenus en Allemagne et au Japon, qui représentent de bons exemples de la réussite des PLC outdoor (les providers allemands RWE Energie Essen et EnBW Energie Baden-Württemberg).

- **Le PLC INDOOR**

Le PLC INDOOR fonctionne à l'intérieur du bâtiment. Il exploite le réseau électrique domestique pour faire la liaison entre les différents appareils afin de réaliser un réseau LAN (voire figure 2.5). Contrairement au PLC outdoor, malgré l'absence d'une norme internationale, le PLC indoor est de plus en plus exploité et développé. L'utilisation des câbles basse tension ne nécessite pas une grande puissance de modulation, 2,5V suffis [25], d'où moins de problèmes, et la présence des regroupement sous forme d'alliances qui essaient d'imposer leurs conditions sous formes de normes telles que les normes HOMEPLUG, qui domine le marché, fait que ce marché est plus claire et plus exploité en grand public depuis 2001 avec les premiers circuits PLC d'Intellon.

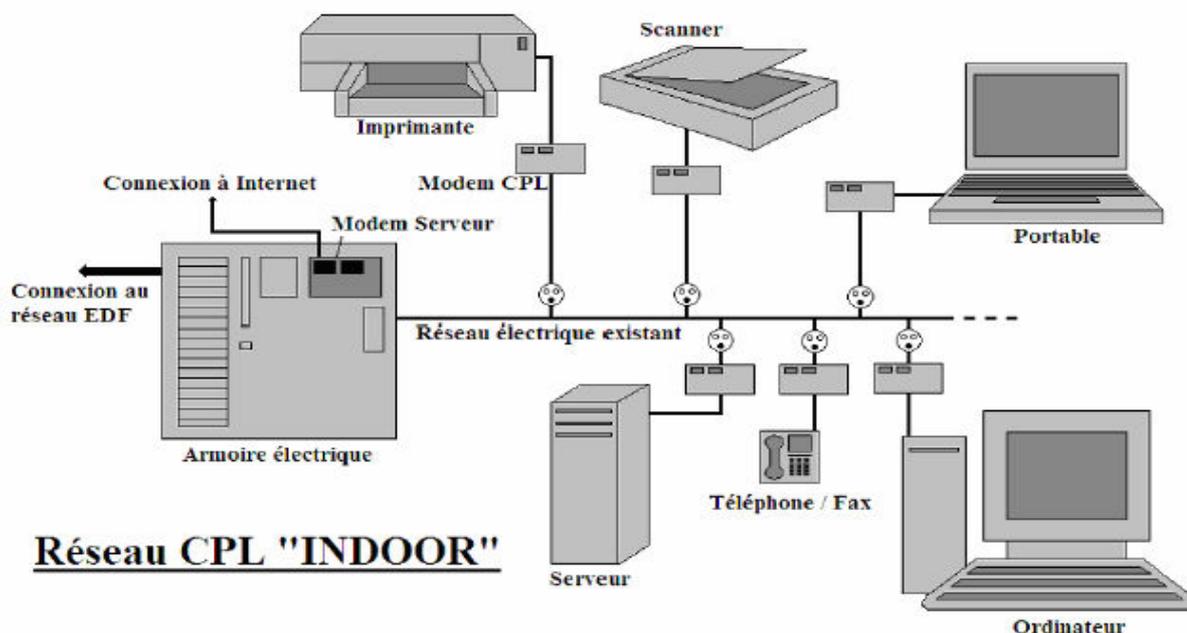


Figure 2.5 : Réseau local PLC

La connexion PLC indoor se fait avec des modems PLC qui injectent le signal, après adaptation, sur une prise électrique. Elle peut être souche- dans ce cas, elle ne se compose que des équipements PLC- ou hybride- dans ce cas, on peut trouver aussi d'autre type de connexion : liaison optique, WIFI...-[32]

Comme exemple sur l'efficacité des réseaux PLC indoor on peut rappeler qu'ils sont utilisés en 63% des grands hôtels japonais, et qu'ils répondent très bien aux besoins des établissements éducatifs, tels que il est montré par l'expérience du lycée Omar Racem à Alger (9).

Au point de vue architectural, les abonnés de PLC outdoor sont connectés entre eux à travers un relais principal de diffusion **OM** (*Outdoor Master*), situé au niveau de la station de distribution locale de l'énergie électrique, en passant par un point d'accès outdoor **OAP** (*Outdoor Access Point*), à l'intérieur des immeubles en parallèle avec OAP ; un circuit contrôleur **IC** (*Indoor Controller*) est placé au niveau du compteur en formant ensemble le point d'accès à l'intérieur **HAP** (*house Access Point*) afin de relier les deux réseaux (extérieur et intérieur). Chaque terminal PLC est relié avec le IC par un modem qui forme le **IA** (*Indoor Access*).cette architecture est montrée sur la figure 2.6 [18] :

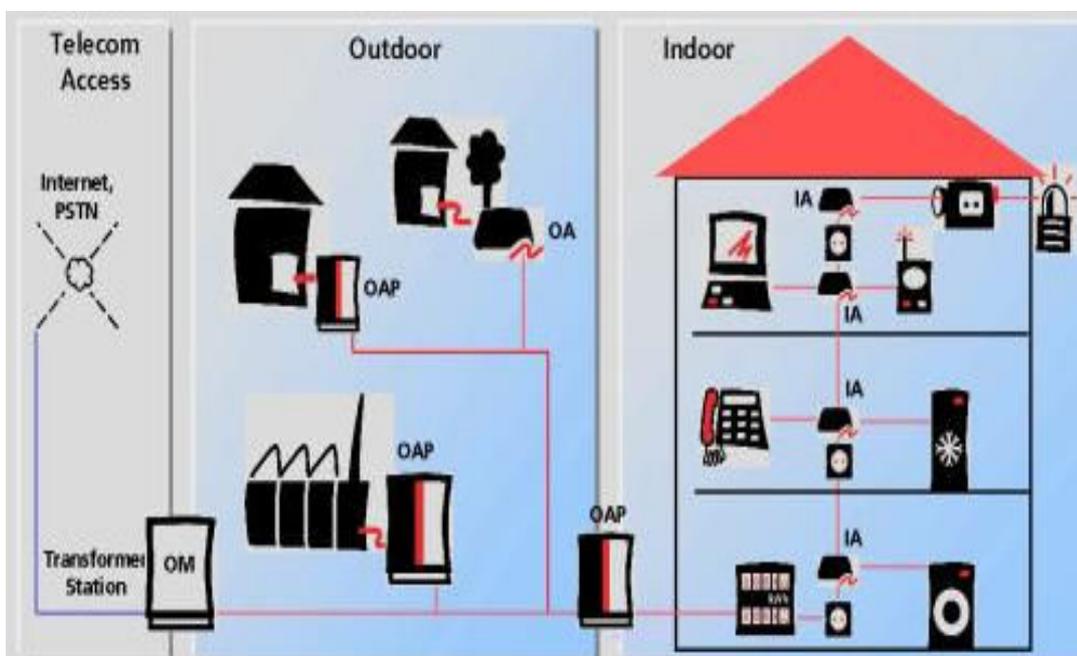


Figure2.6 : Réseau PLC indoor-outdoor

D'autres architectures peuvent être mises en action en utilisant d'autres canaux de communication tels que les fibres optiques, les ondes ou les fils de connexion spécialisés, on parle donc de réseaux hybrides.

## 4. Topologie des réseaux PLC

Afin d'en profiter de tout ses avantages, la technologie PLC a choisi le modèle en couche normalisé OSI, qui lui permet de communiquer avec tout les autres systèmes numériques, quelque soit leurs topologies et architecteurs.

La seule différence se présente aux niveaux des deux couches inférieure : La couche physique, qui représente la couche charger de la représentation physiques des données en une forme d'énergie adapté au canal, et la couche liaison, qui charge de la façon de les coder pour minimiser les erreurs lors de la réception.

Dans les chapitres suivant en va traiter les principales caractéristiques des ces deux couches.

## 5. Les normes et les standards

Jusqu'à aujourd'hui, juin 2006, le PLC n'a aucun standard spécifique. La seule chose nécessaire est qu'il ne opposer pas aux autres standards de l'électricité, télécommunications, compatibilité électromagnétique et plan de fréquence. Devant cette situation, le PLTF en collaboration avec le CENELEC et le ETSI ont lancé un projet européen de normalisation de 20 millions de dollars en 2004 qui doit donner naissance à la première norme PLC internationale au début 2007, et sera la première norme pour le PLC outdoor.

En mai 2001, et en raison d'un grand manque et d'un grand besoin de norme indoor, le HomePlug alliance a lancé sa norme HomePlug 1.0 qui est un ensemble de choix et de critères basé sur les normes *IEEE 802.3u* et *IEEE 802.11* concernant, Elle a permit d'attendre les 14 Mbit/s dès sa première version, puis un débit de 85Mbit/s avec le HomePlug 1.01, pour arriver à un débit de 200Mbit/s le HomePlug AV. Aujourd'hui, le HomePlug propose, en plus de ces normes, les normes HomePlug BLP et HomePlug home AUTOTION. L'annexe 1 contient un fichier, obtenu du site officiel de HOMEPLUG.org, qui traite du HomePlug et de ses normes. (21)

Afin de détruire le monopole du HOMEPLUG, l'European Telecommunications Standards Institute a constitué un comité pour désigner un successeur au HomePlug. L'entreprise espagnole DS2 propose une technologie plus rapide (45 Mbits/s) et la société française Spidcom Technologies une solution encore plus performante (80 Mbits/s) que ce que celle du HomePlug en début 2002.

## 6. Les avantages et les inconvénients du PLC

### • Les avantages

L'avantage majeur de la technologie PLC est dans son canal. Tout équipement électronique ou électrique a besoin d'une source d'énergie électrique, il est donc relayé au réseau électrique. Avec le PLC il peut avoir, en plus que l'alimentation, les données et les commandes dont il a besoin. On n'a donc pas besoin des nouveaux câblages et installations pour la téléphonie, la télévision, les multimédia, les systèmes automatiques, les réseaux informatiques...

Economiquement parlant, si on prend en considération qu'environ 95% des utilisateurs du monde entier sont couverts par le réseau électrique, et que l'installation des nouvelles constructions, surtout en ville, est très coûteuse, ainsi que les études qui montrent que l'ADSL n'est pas rentable pour les régions où la population est petite, on trouve que le PLC outdoor représente une solution très économique. (10)

Une étude récente a été publiée sur le site officiel de Ascom, [ascom.com](http://ascom.com), concernant l'évolution des prix selon la technologie et a montré que depuis 2 ans le PLC présente les prix les plus bas au niveau du marché de la télématique (Figure 2.7).

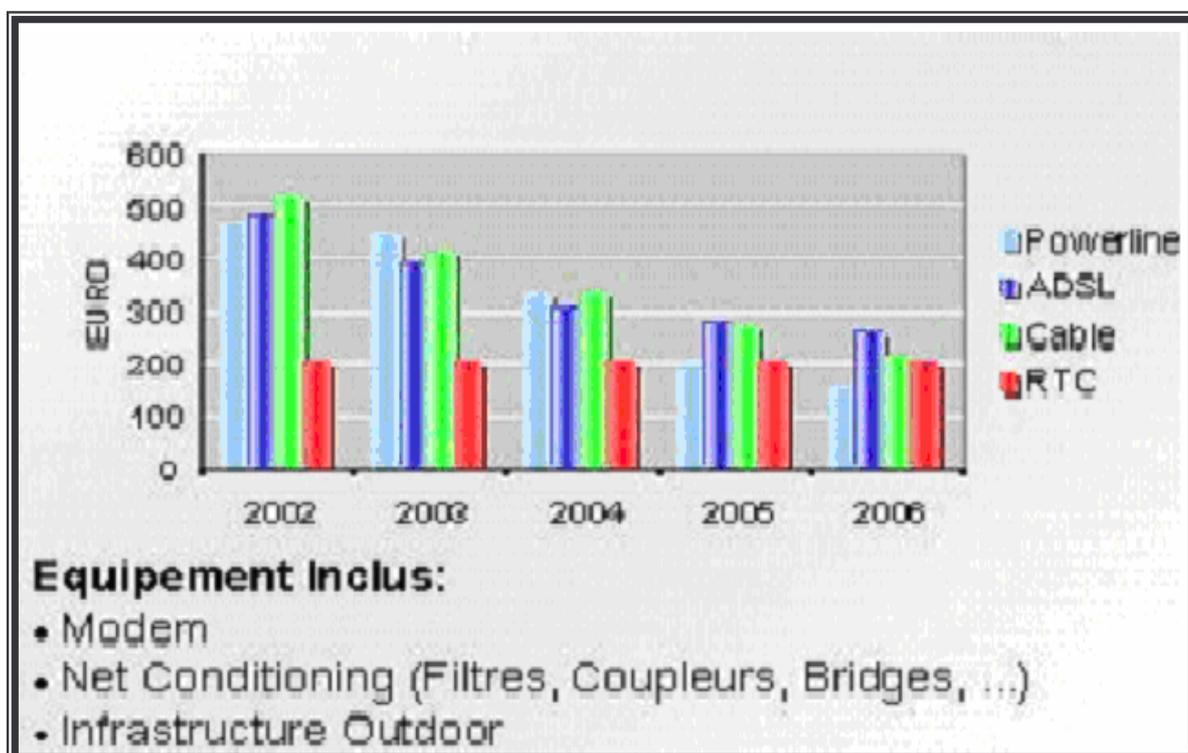


Figure2.7 :Évolution des prix selon la technologie

Le PLC est une technologie plug and play ; l'installation d'un réseau PLC ne demande ni des connaissances préliminaires, surtout que les équipements sont en général externes, ni un beaucoup de temps.

Même en absence de normes universelles, les équipements PLC sont compatibles entre eux et présentent une évolution très rapide en débit, en sécurité et en nombre des points d'accès possibles.

- **Les inconvénients**

Le problème majeur est l'absence totale de normes et de standards, ainsi que de cadre juridique clair concernant le PLC, surtout pour le PLC outdoor, ce qui présente un grand obstacle à son développement.

De plus, comme l'accès au réseau PLC est très facile, et donc, le problème de sécurité se pose aussi. La sécurité via le cryptage ne se fait qu'en indoor. Une fois que le signal est à l'extérieur, il n'est plus crypté et les données peuvent être récupérées très facilement à l'aide d'un simple sniffer.

D'autres problèmes dus aux caractéristiques du canal, qui forment le sujet du chapitre suivants, tel que la compatibilité électromagnétique, peuvent être résolus avec la naissance de la norme PLC.

# Chapitre III

**Etude du canal PLC**

Un système de transmission dans un réseau de télécommunications doit convertir le flux d'information sous une forme appropriée avant qu'il soit injecté dans le canal de transmission pour l'adapter aux caractéristiques du canal. Comme tout autre canal de transmission, le canal PLC présente plusieurs caractéristiques qu'on doit prendre en considération lors de la conception du système. On désigne par canal le support physique de l'information. En outre, le canal PLC était, au début, conçu seulement pour la distribution d'énergie, et pour cette raison plusieurs types de machines et appareils sont reliés à lui. Ces activités sur l'alimentation d'énergie font que ce milieu n'est pas accordé pour la transmission des signaux de communications. Par conséquent, ce chapitre va s'intéresser à l'étude des principales caractéristiques du canal PLC.

Dans le cas idéal, on reçoit le signal tel qu'il est émis. Mais en réalité, le signal reçu est un signal atténué, retardé bruité, même déformé et qui peut être insignifiant (message perdu).

Le PLC transmet ses données sur un réseau électrique dont sa structure est fondamentalement la même dans tout les pays du monde. Elle est construite de trois types du support :

- **Les lignes haute tension HV (*High Voltage*)** : leur tension est au dessus de 36 Kilovolts, elles servent à alimenter les grandes usines et à transmettre l'électricité à grandes distances. Elles sont généralement situées en dehors des villes. Elles sont très peu utilisées pour le PLC vu leur niveau de perturbation et la pollution électromagnétique qu'ils produisent. Pour transmettre les données sur une très grande distance on les remplace par des fibres optiques, d'où la considération du PLC comme une technologie du dernier kilomètre

- **Les lignes moyenne tension MV (*Medium Voltage*)** : leur tension varie entre 1 kilovolt et 36 kilovolts, constituant un réseau maillé plus fin, introduisant le courant électrique dans les villes et villages. Elles sont utilisées dans le cas du PLC pour la réalisation des réseaux MAN.

- **Les lignes basse tension LV (*low voltage*)** : avec une tension inférieure à un kilovolt, elles forment le réseau le plus fin et le plus adapté à l'usage domestique ; elle sont utilisées en PLC pour les réseaux LAN en plus des réseaux MAN.[18]

Quel que soit le type de la ligne utilisée pour le PLC, elle est représenté par une ligne de transmission en haute fréquence, donc elle obit aux lois et résultats des micro-ondes, sauf qu'elle est sélective en fréquence et présente une discontinuité d'impédance dans le temps et dans l'espace.

On va voir, dans ce qui suit, les autres propriétés du canal en essayant de déduire un modèle pour le canal PLC ;

## 1. L'atténuation

L'atténuation du signal est l'affaiblissement de sa puissance par une distance lors de la transmission, elle représente l'une des caractéristiques les plus importantes dans la conception du système, car elle définit la portée de l'émetteur et la sensibilité du récepteur. Elle dépend des caractéristiques physiques des câbles utilisés : dimensions, matière de construction, fréquences de travail et impédance d'entrée de réseau, qui est variable en fonction du temps, équipements électriques reliés aux réseau et de la densité de branchement ainsi que les pertes de puissance par effet Joule ou par rayonnement.[13]

Pour mesurer l'atténuation du canal PLC, une équipe de recherche de *the Department of information Technology* de *Lund University* a utilisé un générateur de fonction à impédance interne de 50 ohms qui produit un signal carré de 2.5 V modulé dans la gamme de fréquence entre 1 et 16 Mhz [1]. La figure 3.1 représente les résultats obtenus avec un cable-box 447.

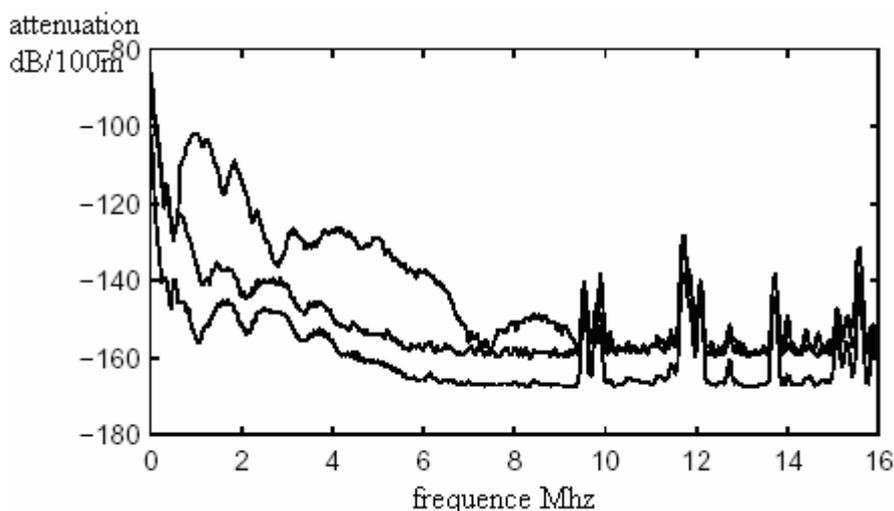


Figure 3.1 :La variation de l'atténuation suivant la temps et la fréquence.

La figure 3.2, publié par Intellon, représente la variation de l'atténuation en fonction de la fréquence.(15)

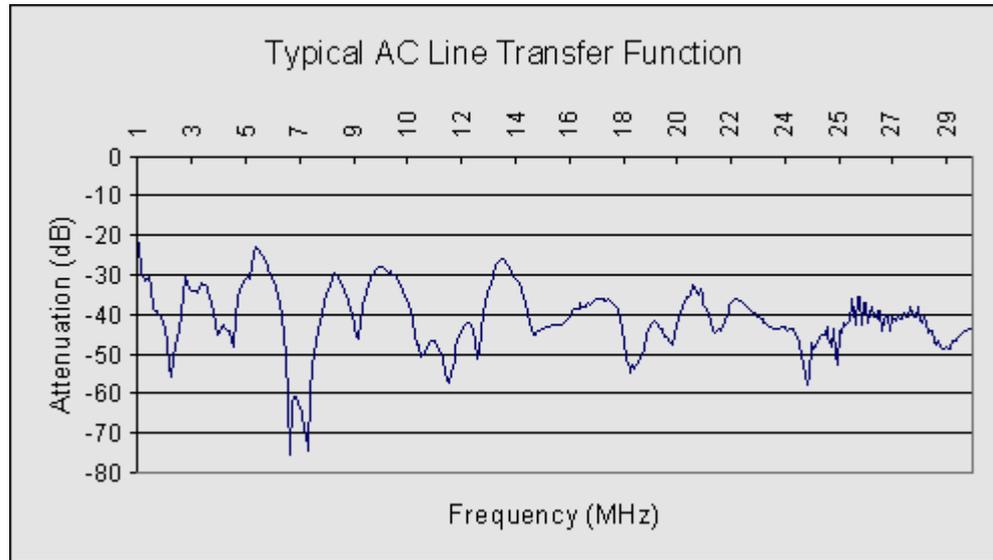


Figure 3.2 : variation de l'atténuation en fonction de la fréquence

Ces essais ont montré que l'atténuation est sélective en fréquence et en variation continue.

Pour corriger ce défaut on est obligé de placer des répéteurs, qui ont le rôle de corriger le signal émis, le long du canal et sur des distances régulières, entre 200~500 m, et dépendantes du niveau d'atténuation et les équipements utilisés.

## 2. La distorsion

La distorsion est une propriété liée à la réponse pulsionnelle du canal ; pour une transmission sans distorsion du signal reçu  $y(t)$  est atténué et retardé :

$$y(t) = A.x(t - \tau) \dots\dots\dots(III.1)$$

avec  $A$  est le facteur d'atténuation et  $\tau$  est le retard.

Ce qui implique dans le domaine fréquentiel :

$$Y(f) = AX(f)\exp(-j2\pi f\tau) \dots\dots\dots(III.2)$$

La fonction de transfert du canal est donc :

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = A\exp(-j2\pi f\tau) \dots\dots\dots(III.3)$$

On dit que le canal subit une distorsion d'amplitude si le module de  $H(f)$  " $A$ " n'est pas constant. Et il subit une distorsion de phase si la phase de  $H(f)$  ne varie pas linéairement en fonction de la fréquence.[13]

On peut distinguer deux types de distorsions :

- **Distorsion linéaire :** Elle est nommée ainsi car le principe de superposition est conservé [18]. On dit qu'on a une distorsion linéaire d'amplitude si l'atténuation  $A$  varie

linéairement avec la fréquence, et une distorsion de phase si la phase ne varie pas linéairement en fonction du  $f$ . Or le retard de propagation n'est pas constant en fonction de la fréquence.

Afin de traiter ce problème, notre système doit être équipé d'un circuit égaliseur qui compense l'effet de la distorsion. Ce circuit a une fonction de transfert constante égale à :

$$H_{eg} = \frac{A \exp(-j2\pi f\tau)}{H_{canal}} \dots\dots\dots(III.4)$$

- **Distorsion non linéaire :** C'est le cas le plus généralisé ; on dit que le canal subit une distorsion non linéaire si l'atténuation  $A$  varie en fonction de la fréquence et de l'amplitude de signal émis. L'exemple le plus standard est pour une signal reçu sous forme d'un polynôme de degré supérieur à 1:  $y(t) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \dots$  [13] , ou tout simplement on dit que la distorsion est non linéaire si le canal est non linéaire.

Le bon choix de la modulation peut diminuer ce phénomène. Et si on travaille sur des fréquences et des amplitudes prédéfinies, on peut savoir le taux de distorsion produit et estimer le signal émis.

En plus, on peut limiter l'effet de cette distorsion en utilisant la technique nommée *compression - extension* illustrée dans la figure suivante :

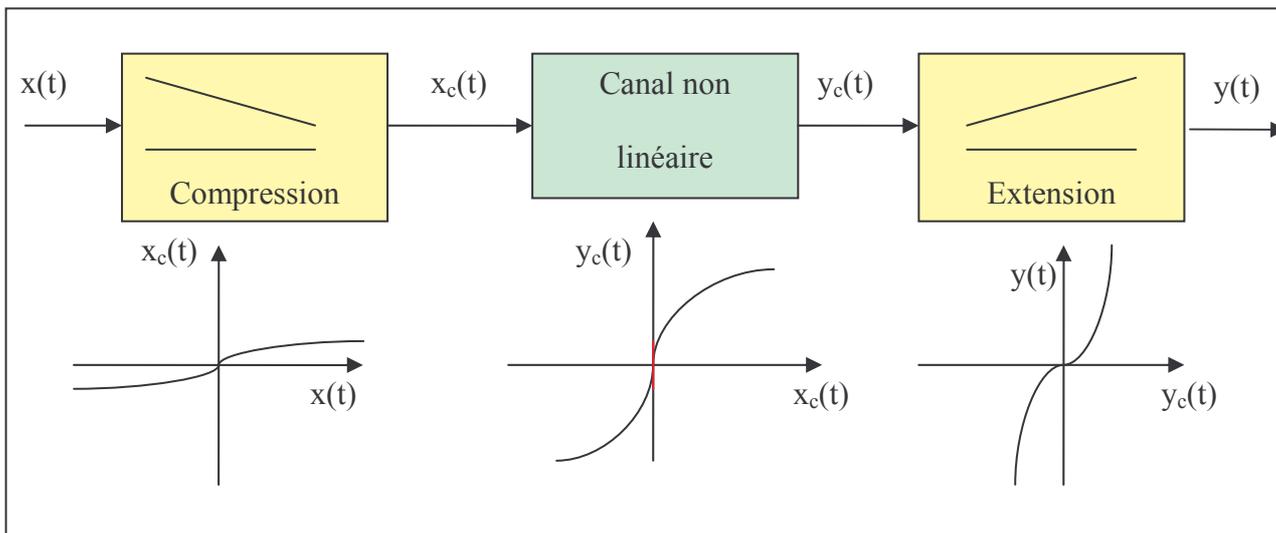


Figure 3.3 :Technique de compression - extension

Dans cette technique, on comprime le signal  $x(t)$  avant de l'émettre pour le rendre compatible avec la zone linéaire du canal « la zone en rouge », puis on émet le signal compressé  $x_c$ . Le signal reçu doit être décompressé après l'égalisation.[13]

### 3. Les perturbations

Les perturbations ou bruits sont tout signal non utile, même s'il est utile pour une autre application, qui s'ajoute au signal émis en dégradant l'information transmise.

On peut classer les bruits suivant leurs cause sous trois types :

1. **Bruit de fond** : Il existe même en absence du signal utile. Il est causé par différentes sources tel que l'agitation thermique, le bruit propre aux composants actifs, la perturbation atmosphérique et l'influence électromagnétique.

2. **l'autoperturbation** Elle est produite pendant les différentes étapes de la transmission de l'information, la distorsion non linéaire du canal (problème de l'intermodulation), l'échantillonnage avec des filtres imparfaits (problème du repliement) et la quantification sont parmi les causes de l'autoperturbation.

3. **la diaphonie** Ce phénomène est nommé ainsi car il a été remarqué pour la première fois dans les communications téléphoniques filaires. C'est, en général, une influence indésirable entre signaux utiles transmis sur des voix voisines (dans l'espace, en fréquences ou en temps) le récepteur reçoit donc une partie du signal destiné aux autres utilisateurs. La cause principale de la diaphonie est la mutuelle qui se produit par le biais de couplage capacitif entre les conducteurs des deux lignes et de couplage inductif dû au champ magnétique d'une ligne qui traverse l'autre.[13]

Afin de diminuer l'effet de la diaphonie, la technique suivie pour minimiser le couplage magnétique est d'utiliser des câbles torsadés avec des isolants ayant des caractéristiques étudiées.

La particularité du bruit de canal PLC est qu'à la différence des autres canaux de télécommunications, il n'est pas représenté par un bruit gaussien blanc additif (AWGN), c'est pourquoi beaucoup d'études et de mesures ont été réalisées afin de donner des détails et des descriptions des caractéristiques de bruit dans un environnement PLC. Une description intéressante a été publiée par Dr M. Zimmermann et Dr K. Dostert, qui classent le bruit comme superposition de bruits de différents types, distingués par leurs origines, durées, occupations de spectre et intensités, sous deux principaux groupes (7) :

- **Le bruit de fond**

Il est composé de la superposition du bruit de fond coloré et la bande étroite

- *Bruit de fond coloré (Colored background noise)*

Sa densité spectrale de puissance est relativement la plus basse et diminue avec l'augmentation de la fréquence. Ce type de bruit est principalement provoqué par une superposition de nombreuses sources de bruits d'intensité inférieure causée par des appareils domestiques. Contrairement au bruit blanc, qui est un bruit aléatoire ayant une densité spectrale continue et uniforme indépendamment de la fréquence le long de la gamme de fréquence de travail, le bruit de fond coloré montre une dépendance forte à la fréquence de travail. Le spectre de ce bruit change lentement en fonction de temps.

○ *Bruit à bande étroite (Narrowband noise)*

Il est, en général, sous une forme sinusoïdale, avec des amplitudes modulées en occupant plusieurs sous-bandes, qui sont relativement petites et continues dans le spectre de fréquence. Ce bruit est principalement provoqué aux extrémités du canal lors du couplage à cause des différentes ondes électromagnétiques. Son amplitude généralement varie le long de la journée, pour atteindre son maximum la nuit, lorsque les propriétés de réflexion de l'atmosphère deviennent plus fortes.

La figure suivante représente la variation spectral du bruit de fond

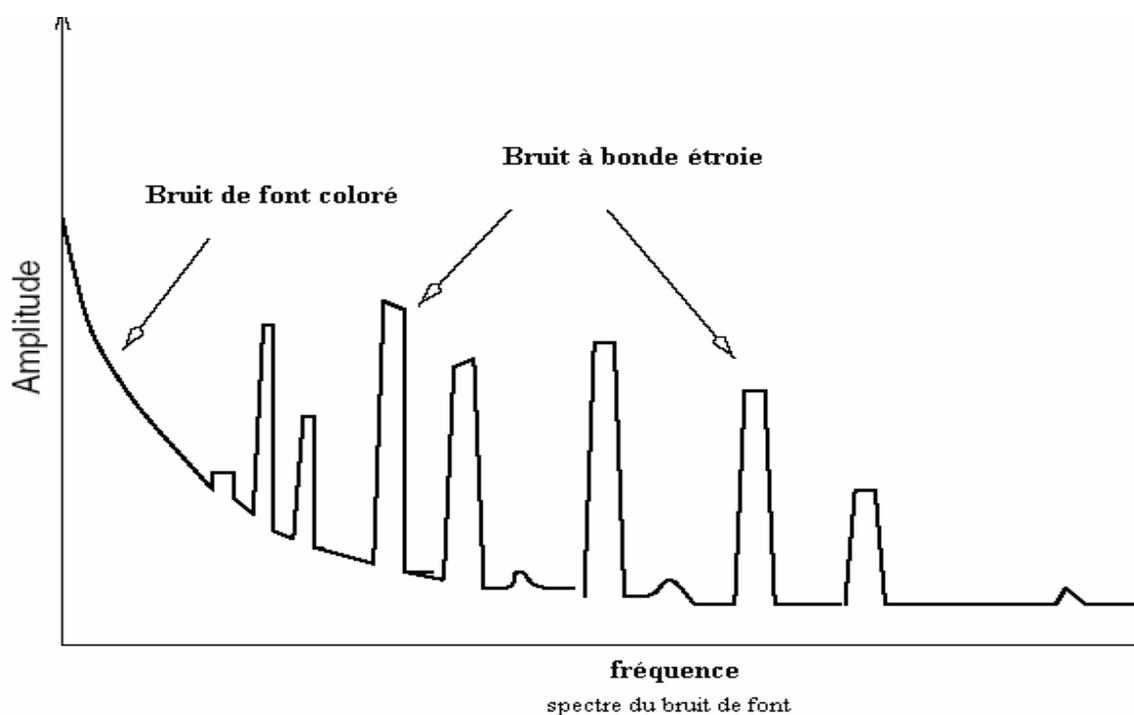


Figure 3.4 :spectre du bruit de fond

• **Le bruit impulsif**

Le bruit impulsif diffère du bruit de fond par sa mobilité. Contrairement à ce dernier, qui a un spectre stationnaire, le spectre du bruit impulsif varie très rapidement en fonction du temps « en moyenne chaque quelque microsecondes ». Et l'influence de ce bruit peut être négligeable en fonction de l'amplitude et de la largeur de l'impulsion.

La figure 3.5 montre la variation de l'amplitude de bruit impulsif en fonction de temps.

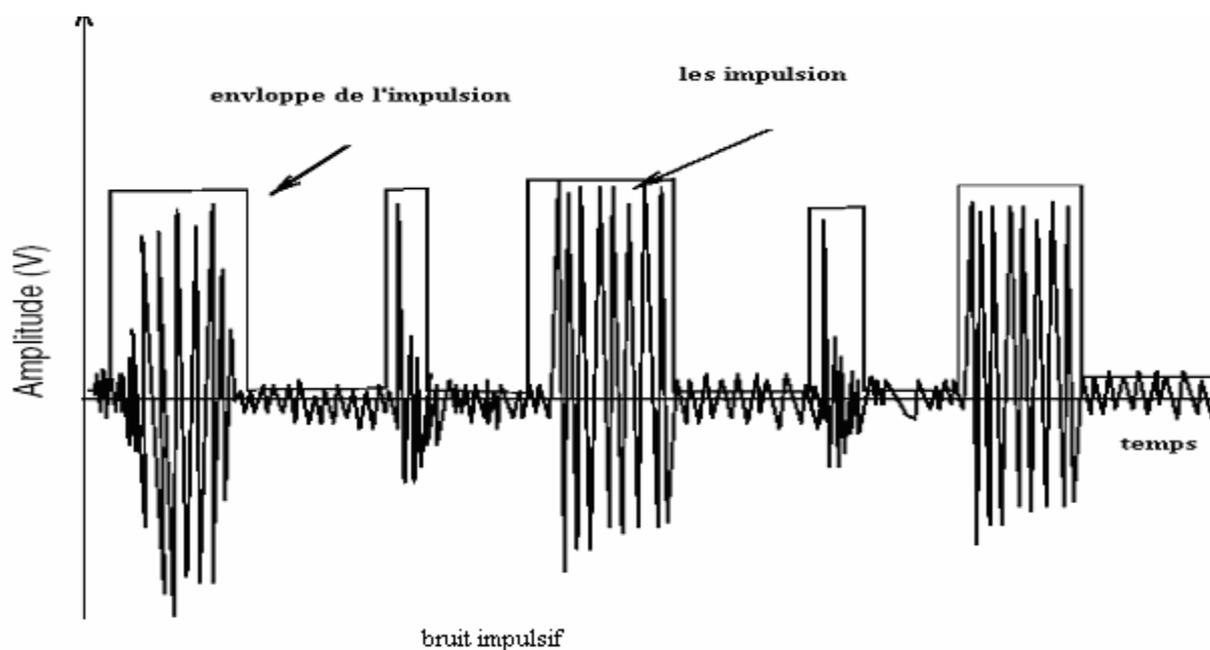


Figure 3.5 : spectre du bruit impulsif

Le bruit impulsif dans le canal PLC se trouve sous trois formes :

- *Bruit impulsif périodique synchrone à la fréquence principale (Periodic impulsive noise, synchronous to the main frequency)*. C'est l'ensemble des impulsions qui apparaissent périodiquement au voisinage de la période de secteur 50~100Hz, avec une courte durée, de l'ordre de microseconde, et une densité spectrale de puissance qui diminue en fonction de la fréquence causées par les appareils à découpage.
- *Bruit impulsif périodique asynchrone à la fréquence principale (Periodic impulsive noise, asynchronous to the main frequency)*. Il apparaît sous une forme d'impulsions qui ont habituellement un taux de répétition entre 50Hz et 200 kilohertz, et qui résulte par les appareils à circuit de commutation. Il est dans la plupart du temps provoqué en commutant des alimentations d'énergie.

Ces deux formes de bruit n'ont pas d'influence en transmission haut débit car ils seront filtrés lors de la réception.

- *Le bruit aperiodique asynchrone (Asynchronous impulsive noise)*. Il est causé par les transitions dues aux commutations sur le réseau. Sa densité spectrale peut atteindre les 50 dB facilement, ce qu'il peut être un peu gênant.

L'expérience a montré que le niveau de bruit varie en fonction du temps, des activités électromagnétiques voisines, de la nature du câble utilisé, de la puissance, du débit de la transmission et de la phase de secteur, comme l'indiquent les mesures de bruit réalisées par le *Department of Information Technology*. [21]

## 4. Le rayonnement

Le rayonnement est parmi les problèmes les plus grands qui empêchent l'avancement de l'exploitation du PLC en grand public dans certains pays, il se manifeste clairement lors de la transmission outdoor sur des câbles de moyenne et haute tension.[18]

Du point de vue électromagnétique, l'injection du signal électrique en haute fréquence et en grande puissance dans des câbles électrique produit un rayonnement des ondes électromagnétiques (EMC) dans l'environnement ; les câbles électriques commencent alors à agir comme des antennes. Cet EMC est vu comme perturbation pour l'environnement et surtout pour les systèmes de communication en radiofréquences qui sont émis dans la même gamme de fréquence que le PLC, c'est-à-dire la gamme des ondes courtes SW (radioamateurs, radiodiffusion...). On a même considéré ces radiations comme une pollution électromagnétique. On parle alors de compatibilité électromagnétique (*electromagnetic compatibility*), ce qui signifie que le système PLC doit fonctionner dans un milieu sans déranger la fonctionnalité des autres systèmes existant dans cet environnement.

La compatibilité électromagnétique est la capacité d'un dispositif ou d'un système de fonctionner d'une manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique sans présenter de perturbations électromagnétiques intolérables sous forme d'interférences à un autre système dans cet environnement, ou à lui-même.

Des normes d'EMC sont donc nécessaires pour assurer que nombreux dispositifs et systèmes peuvent travailler entre eux sans perturbation et sans l'influence de l'un d'entre eux sur les autres.

Les normes d'étalonnage d'EMC sont classées par catégorie dans trois classes, selon le type de la commission fondatrice, international et régional comme ceux des Etats-Unis et de l'union européenne, et national, comme la RegTP en l'Allemagne et la RA (agence de radiocommunications) au Royaume-Uni.[27]

Ces commissions fonctionnent d'une manière coopérative pour développer les normes d'EMC en essayant de combiner les intérêts et les besoins de toutes les organisations.

La figure 3.6 montre quelques organisations qui travaillent sur cette norme.

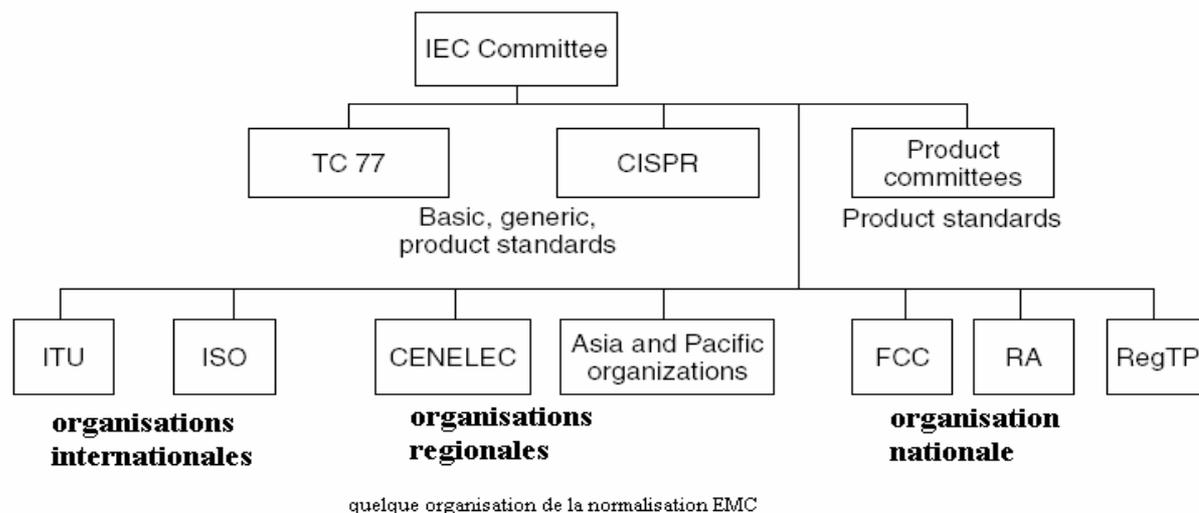


Figure 3.6 : quelques organisation de la normalisation EMC

Devant les différentes réclamations concernant la présence des perturbations électromagnétiques dues à l'utilisation des systèmes PLC sur les lignes moyenne et haute tension, ces commissions ont lancé une série de mesures en plusieurs pays du monde (Canada, USA, Allemagne, Suisse, UK et l'Australie) en utilisant plusieurs procédés de mesure. Les résultats de ces mesures sont publiés en accès libre sur internet.[34]

Le procédé de mesure appelé MPT1570, en utilisant une antenne cadre circulaire, a prouvé l'existence des rayonnements dans la gamme de fréquence entre 9 kilohertz et 300 mégahertz, surtout au niveau des branchements et des transformateurs. Cela a donné naissance aux normes telles que les normes américaines FCC part 15, NB30 et la norme européenne MPT1570. Voici deux tableaux (Tableau 3.1 et Tableau 3.2) qui indiquent les limites des radiations suivant les normes américaines ainsi qu'un tracé (figure 3.7) représente la variation de ces limites en fonction des fréquences.(19)

La bande de fréquence (MHz)	Limite de radiations ( $\mu\text{V/m}$ )	Mesuré à (m)
1~1.705	15	47.715
1.705~10	100	30
10~13.553	30	30
13.553~13.567	10	30
13.567~26.96	30	30
26.96~27.28	10	03
27.28	30	30

Tableau 3.1 : la norme américaine FCC part 15.

Bande de fréquence	Limite de la force électromagnétique
0.009MHz~1MHz	40dB( $\mu$ V/m)-20log <sub>10</sub> (f /MHz)
1MHz~30MHz	40dB( $\mu$ V/m)-8.8log <sub>10</sub> (f /MHz)
30MHz~1GHz	27dB( $\mu$ V/m)
1GHz~3GHz	40dB( $\mu$ V/m)

Tableau 3.2 : la norme américaine NB30.

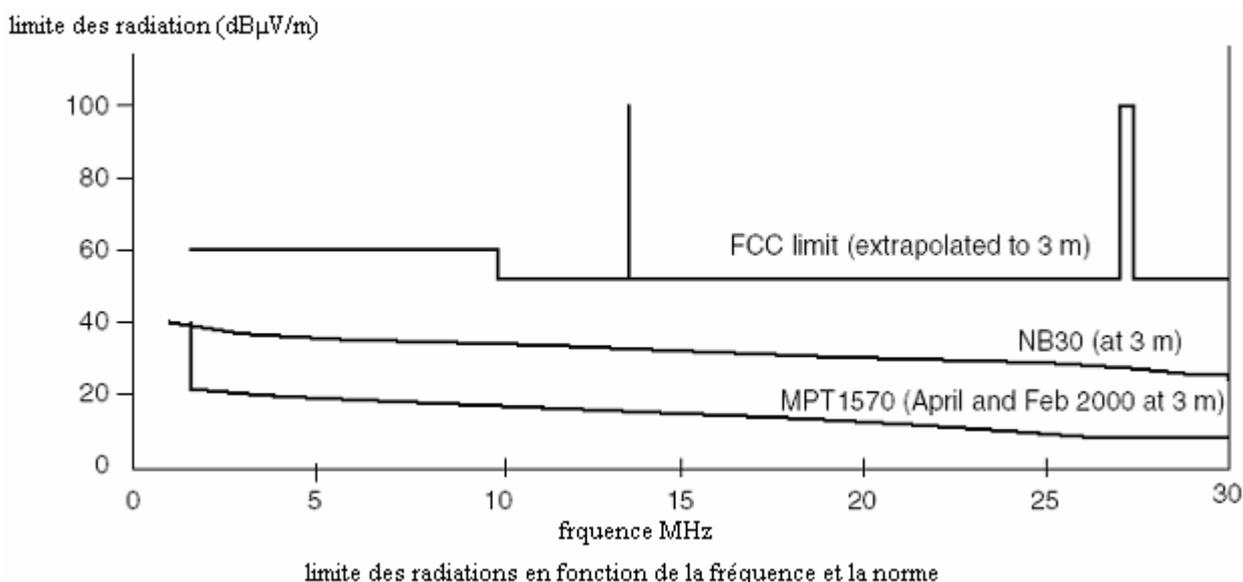


Figure 3.7 : limites des radiations en fonction de la fréquence et de la norme.

Afin de minimiser les radiations, deux solutions sont proposées : diminuer la puissance de signal émis, ce qui a une influence sur sa portée (il faut introduire donc des répéteurs) et améliorer l'installation électrique en utilisant des câbles symétriques bien blindés.

## 5. Canal à trajet multiple

La notion de canal à trajets multiples ou multitrajets (*multipath*) est une notion connue qui caractérise plusieurs canaux de communications, surtout les communications sans fil. Dans le cas des communications sans fil, l'information lors sa transmission subit des réflexions et réfractions multiples avant d'arriver au récepteur. A la réception, le signal reçu est composé du signal émis à l'instant  $t$  ainsi que des images des signaux envoyés avant cet instant retardé et affaiblis, ce qui produit le problème de l'interférence entre symboles ISI.[17]

Dans la cas du canal PLC, ce problème se présente avec une particulière gravité. Il est conséquent de plusieurs sources et phénomènes qui se produisent lors de la transmission.

Le canal PLC peut être considéré comme une ligne de transmission en haute fréquence. La variation permanente et instantanée de l'impédance de canal due aux variations de la densité de branchement et l'activité de réseau entraînent la variation du coefficient de réflexion de canal, ce

qui produit des retards non uniformes, de plus les différents branchement en parallèle sont la raison pour la quelle on adopte le modèle multitrajets.[14]

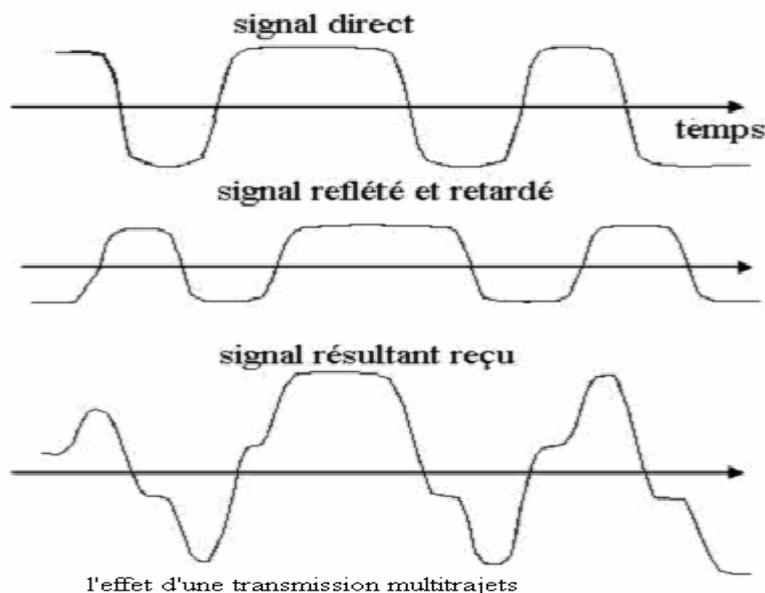


Figure 3.8 : l'effet d'une transmission multitrajets

D'autres problèmes peuvent se produire lors de la transmission en haut débit, tels que l'interférence temporelle, due à l'accumulation des retards, qui produit l'interférence intersymboles, et l'interférence fréquentielle, due à la sélectivité de canal, qui produit l'interférence interporteuse.

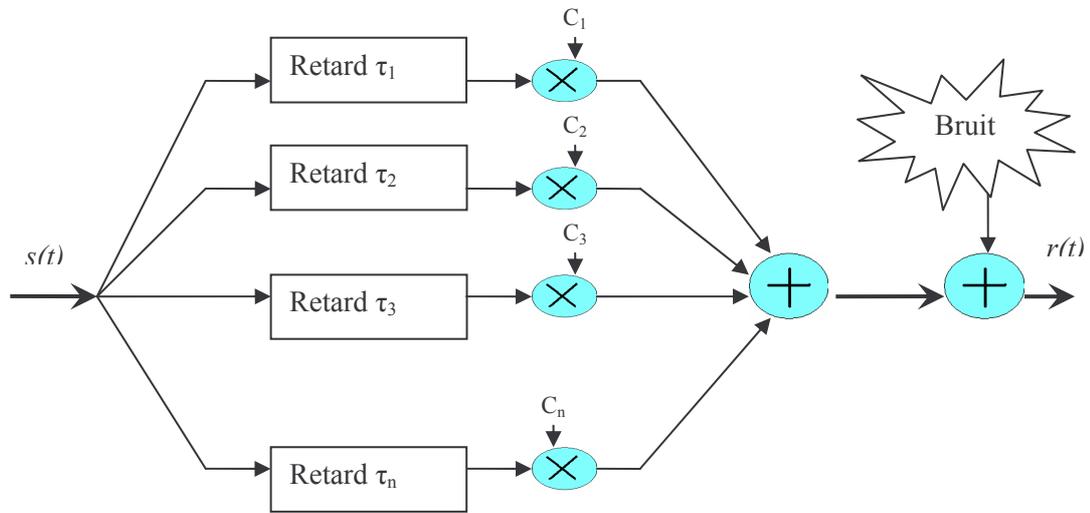
Pour résoudre ces problèmes, la solution réside dans la modulation du signal pour l'adapter aux caractéristiques du canal. Le bon choix du type de la modulation peut éliminer l'effet de canal multitrajets ainsi que les interférences. En général, la modulation choisie pour cela en PLC est la modulation OFDM.[18]

## 6. Modélisation du canal PLC

Malheureusement, jusqu'à maintenant on n'a pas pu trouver un modèle complet pour normaliser le canal PLC en raison de son instabilité et son changement permanent. Plusieurs modèles ont été proposés en se basant sur des suppositions et des statistiques en essayant d'estimer les changements du canal en fonction du temps. Mais le modèle le plus adopté modélise le canal PLC comme un canal invariant dans le temps, tout en prenant en compte les paramètres les plus extrêmes (atténuation maximale, niveau de bruit élevé...).[27]

Comme on l'a vu, le canal PLC est, dans ce cas, considéré comme une ligne en haute fréquence aux caractéristiques spécifiques. La discontinuité et la variation permanente de l'impédance, dont la variation des coefficients de réflexion, et la sélectivité fréquentielle du

canal, ainsi que les caractéristiques déjà indiquées [13], nous donnent la possibilité d'adopter le modèle d'écho concernant les transmissions micro-ondes sur un canal multitrajets suivant :



Figuer 3.9: Le modèle de canal PLC

Lorsque le signal entre dans un canal PLC, il est divisé sur les n chemins (canal multitrajets). En chaque chemin *i*, le signal subit retard  $\tau_i$ , et vu que les coefficients de réflexion des trajets ne sont pas les mêmes, chaque puissance propre à un trajet est multipliée par un coefficient  $C_i$ . Donc le phénomène de trajet multiple est modélisé par la fonction de transfert :

$$h(t) = \sum_1^n C_i \delta(t - \tau) \dots\dots\dots(III.5)$$

qui donne dans le domaine fréquentielle :

$$H(f) = \sum_1^n C_i \exp(-2\pi f \tau_i) \dots\dots\dots(III.6)$$

La théorie fondamentale des micro-ondes montre que le facteur d'atténuation dans une ligne est de la forme :  $\beta \exp(-\alpha_f l)$ , avec "l" la longueur de chemin, et  $\alpha_f$  une fonction positive qui varie avec la fréquence  $\alpha_f = a_0 + a_1 f$ . [27]

D'où la fonction de transfert finale du canal :

$$H(f) = \sum_1^n g_i \exp(-2\pi f \tau_i) \exp(-(a_0 + a_1 f)l) \dots\dots\dots(III.7)$$

La connaissance du canal PLC définit les problèmes de la transmission en réseau ; elle détermine donc les caractéristiques de la couche physique (puissance du signal, sa forme et son type du modulation) ainsi que les caractéristiques de la couche liaison, codage du canal, protocole de gestion des erreurs et méthodes d'accès.

# Chapitre IV

**Application du modèle en couches en PLC**

Même en absence d'une norme, le PLC, comme technologie télématique est obligé de suivre le modèle en couche pour pouvoir reprendre au besoin de la demande et s'adapter avec les autres systèmes de communication. Un réseau PLC ne défère d'un autre réseau que par son canal, ce qu'il n'influe que sur les deux couches basses : la couche physique et la couche liaison. On étudiera dans ce chapitre leurs principaux caractéristiques : la modulation pour la couche physique et les sous couche MAC et LLC pour la couche liaison.

## I. La couche physique : la modulation.

La modulation est une opération qui consiste à transposer un signal représentant une information sous forme de symboles (un symbole est un bit ou une série de bits codée) en un autre signal sans modifier sensiblement l'information qu'il porte. Le but est de l'adapter aux conditions particulières du milieu de transmission afin de garantir une bonne qualité malgré la nature du canal, et d'augmenter la bande de transmission par le multiplexage. [18]

Quatre types de modulation ont été utilisés pour la communication PLC, deux en bas débit et deux pour le haut débit :

### 1. Type de la modulation

- **Modulation bas débit**

Les modulations bas débit utilisé en PLC sont la **ASK** (*Amplitude shift keying*) et la **FSK** (*frequency shift keying*)

- **La modulation ASK**

Elle est appelée aussi **RCS** (*Ripple Communication System*) ou modulation par déplacement d'amplitude. Son expression est de la forme :

$$u_m(t) = A_m g_t \cos(2\pi f_c t) \dots m = 0,1,2 \dots (N-1) \dots \dots \dots (IV.1)$$

avec  $g_t$  l'impulsion de base unitaire définie sur un symbole,  $f_c$  la fréquence du modulant,  $A_m$  est l'amplitude du signal modulant et  $N$  est le nombre de symboles.

Elle était employée avec un débit d'information très faible (inférieur à 120bits/s) et une fréquence de la porteuse ne dépassant pas 3kHz. Elle a été développée durant les années trente et visait surtout les applications des compteurs automatiques (*Automatic Meter Reading*). Aujourd'hui cette technique est presque obsolète et n'est plus employée.

La figure 4.1 représente trois constellations ASK

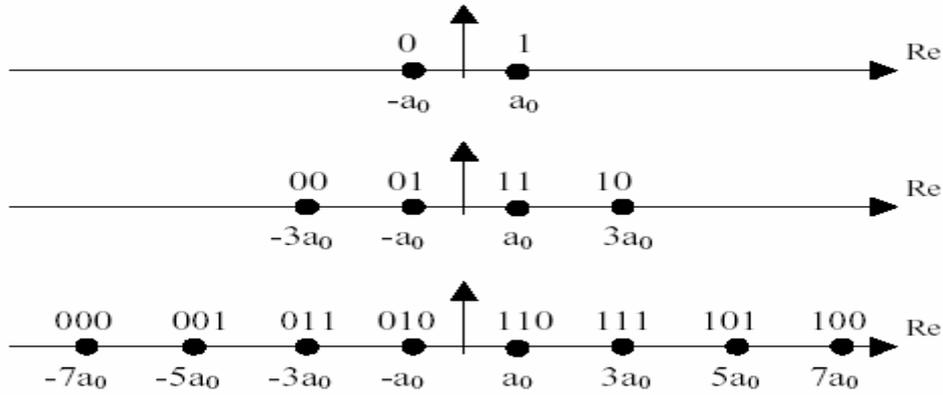


Figure 4.1 :La constellation de la ASK

o **La modulation FSK**

Elle est appelée aussi modulation par déplacement de fréquence. Son principe de modulation est semblable à la modulation FM(voir figure 4.2), sa forme est :

$$u_m(t) = g(t) \operatorname{Re}[e^{j\phi_i(t)} e^{j(\omega_c t + \varphi_0)}] \tag{IV.2}$$

$$u_m(t) = g(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_0 + \phi_i(t)) \tag{IV.3}$$

La fréquence instantanée est  $f_i = \frac{d\phi_i(t)}{dt} \tag{IV.4}$

Pour des débits d'information relativement faibles, la modulation *FSK* semble être la plus économique. En effet cette méthode, quand elle n'est pas détectée de manière cohérente, représente une modulation robuste. Elle présente néanmoins des inconvénients. En effet une partie significative de son spectre se trouve atténuée et sa bande passante efficace est faible.

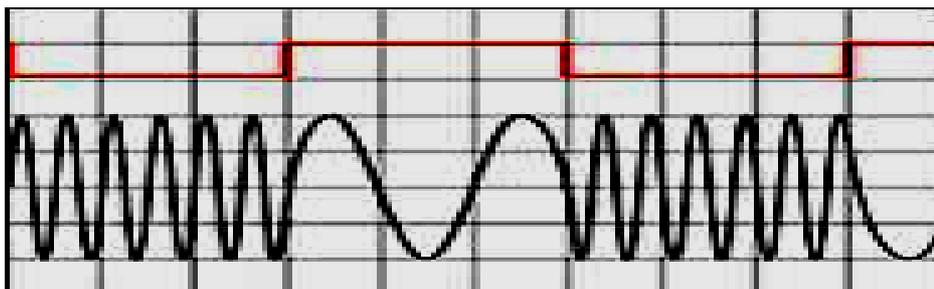


Figure 4.2 :Modulation FSK d'une séquence 010

- **Modulation haut débit**

La modulation haut débit est utilisée pour des applications de télécommunication et utilise une large bande de fréquence. Les deux types de modulation les plus utilisés sont la modulation OFDM et la modulation SS.

## 2. La modulation multiporteuse OFDM

Les modulations multiporteuses **MCM** (*MultiCarrier Modulation*) se basent sur le multiplexage fréquentiel **FDM** (*Frequency Division multiplexing*). Leur principe est de diviser le flux d'informations binaires en trames, qui seront modulées sur N sous porteuses.

Le problème de l'interférence nous oblige à séparer les signaux modulés en FDM par une large bande, ce qui diminue l'efficacité spectrale du système. L'utilisation des sous porteuses orthogonales<sup>1</sup> peut améliorer l'efficacité spectrale, car, même si elles se chevauchent en domaine fréquentiel, elles ne vont pas causer d'interférence entre porteuses **ICI** (*Inter-carrier interference*), ce qui permet la réduction de la bande de séparation, d'où l'amélioration de l'efficacité. Cette technique est appelée l'**OFDM** (*Orthogonal Frequency Division multiplexing*).

L'OFDM est née dans les années cinquante, 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 étaient pas suffisamment avancés.[8]

Il a fallu attendre les années quatre-vingt pour que l'on prenne conscience de son intérêt et de son application. En effet, l'OFDM paraît être comme une solution révolutionnaire pour les canaux qui présentent des échos importants (canaux multitrajets). Avec de tels canaux, les signaux arrivent avec de très fortes distorsions, en fonction du nombre des échos et de leurs retards.

- **Principe de la modulation et de la démodulation**

La modulation OFDM se fait numériquement vu la difficulté de la synchronisation d'un grand nombre d'oscillateurs. Les modulations multiporteuses comme l'OFDM consistent à répartir les symboles sur un grand nombre de porteuses à bas débit, à l'opposé des systèmes

---

<sup>1</sup>- On dit que deux signaux sont orthogonaux si :  $\int_0^T s_i s_j = \begin{cases} C & \dots & i = j \\ 0 & \dots & i \neq j \end{cases}$  Avec T est la période de symbole.

conventionnels qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupant alors toute la bande passante disponible.[11]

Ainsi dans le cas de l'OFDM, pour un train de symboles initial de période  $T_{Si}$ , les symboles seront répartis en  $N$  trains plus lents et auront alors une durée  $T_S = N \cdot T_{Si}$ .

Cette diminution du rythme symbole entraîne une diminution des interférences entre symboles d'un rapport  $N$ . Ainsi pour un débit symbole de 10Msymboles/s transmis sur un canal de réponse impulsionnelle  $250\mu s$ , un symbole interfère avec  $K = \frac{250}{0.1} = 2500$  symboles.

Dans le cas de l'émission, pour répartir les données à transmettre sur les  $N$  porteuses, on groupe les symboles  $c_k$  par paquets de  $N$ . Les  $c_k$  sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation souvent de modulation PSK ou QAM à 4, 16, 64,  $2^q$  états.

La séquence de  $N$  symboles  $c_0, c_1, \dots, c_{N-1}$  constitue un symbole OFDM. Le  $k$ -ième train de symboles parmi les  $N$  trains module un signal de fréquence  $f_k$ . [8].

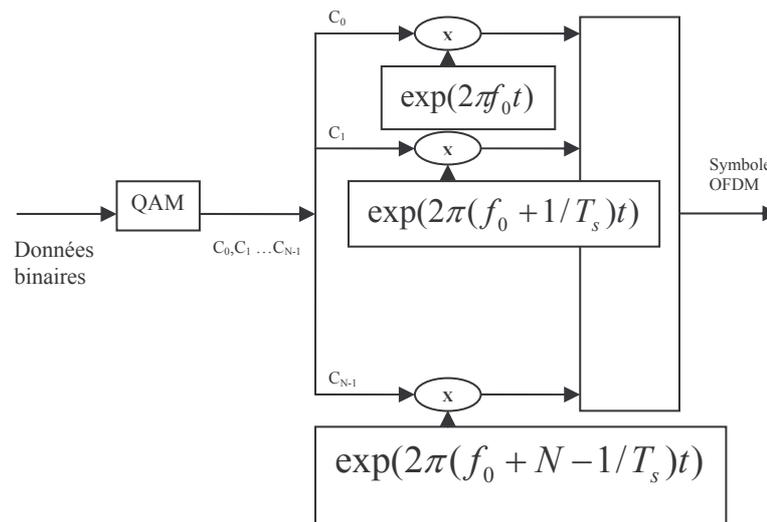


Figure4.3 Principe de la modulation OFDM

Les fréquences sont orthogonales si l'espace entre deux fréquences adjacentes  $f_k$  et  $f_{k+1}$  est  $1/T_s$ . En effet chaque porteuse modulant un symbole pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée  $T_s$ , son spectre en fréquence est un sinus cardinal, fonction qui s'annule tous les multiples  $1/T_s$ .

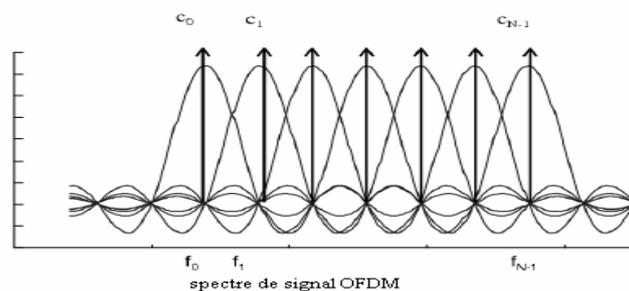


Figure4.4 :spectre de signal OFDM

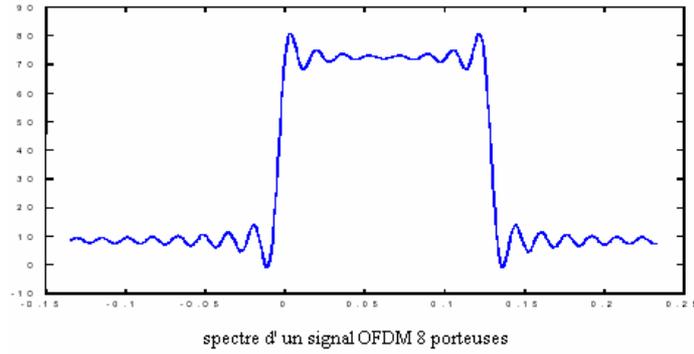


Figure 4.5 :spectre du signal OFDM 8 porteuse

Ainsi, lorsque l'échantillonnage est effectué précisément à la fréquence  $f_k$  d'une sous porteuse, il n'y a aucune interférence avec les autres sous porteuses. C'est ce qui permet de recouvrir les spectres des différentes porteuses et d'obtenir ainsi une occupation optimale du spectre. [8]

Dans le cas de la réception, le signal parvenu au récepteur s'écrit sur une durée symbole  $T_s$  :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) \exp(2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t) \dots\dots\dots (IV.6)$$

$H_k(t)$  est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence  $f_k$  et à l'instant  $t$ . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période  $T_s$ . La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les  $N$  sous porteuses suivant le schéma classique :

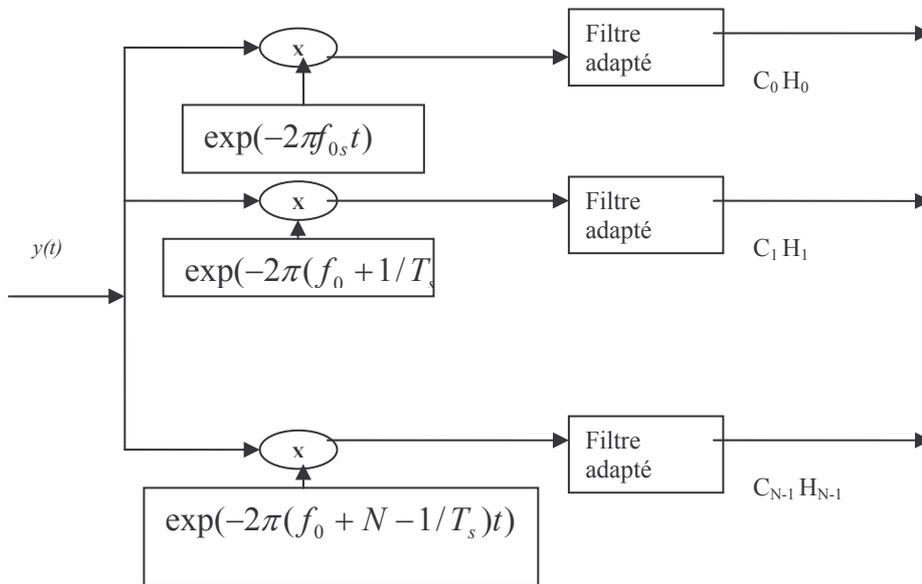


Figure 4.6 :Principe de la démodulation OFDM

Nous allons détailler ces principes en exposant les différents blocs qui construisent un système OFDM.

• Le schéma bloc d'un système OFDM

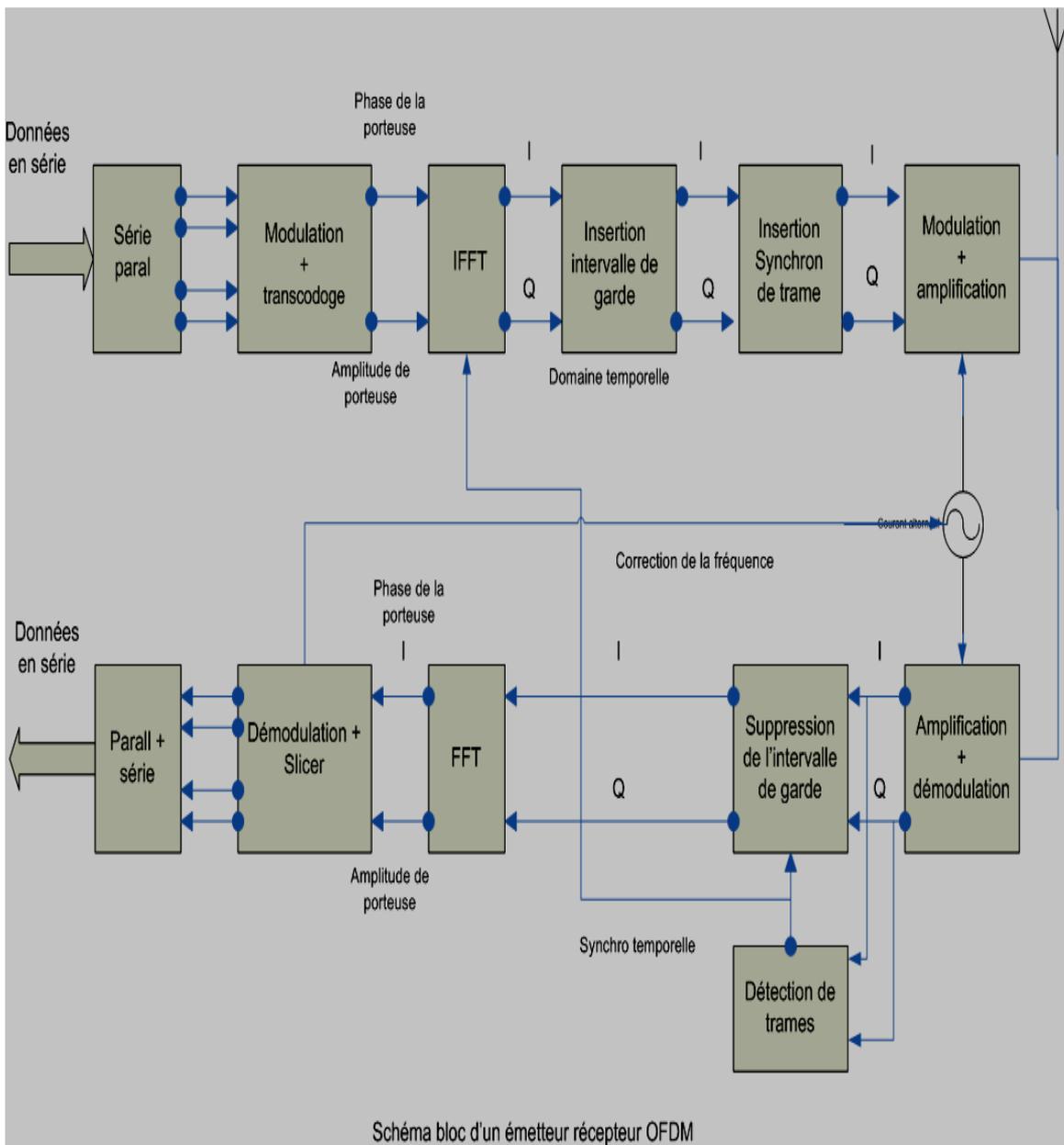


Figure 4.7 :schéma bloc d'un émetteur récepteur OFDM

○ Le bloc 1 : le convertisseur série/parallèle

Les données à transmettre sont initialement en série de haut débit. La modulation OFDM est une modulation de multiplexage fréquentielle, d'où la nécessité du passage en présentation parallèle ; ce passage permet la transmission d'un nombre important de bits par symbole OFDM, qui dépend du schéma bloc utilisé, plus précisément de propriétés du canal disponibles et du transcodeur utilisé. L'exemple classique est celui du transcodeur 16-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Chaque sous porteuse peut moduler un mot de 4 bits ; pour N sous porteuses, on aura donc 4N bits par symbole OFDM.

En général, un symbole OFDM transmet entre 40 à 4000 bits.[8]

○ **Le bloc 2 : l'encodeur et le modulateur**

On appelle le passage d'un code donné vers un autre code l'encodage. Il doit être bijectif c'est-à-dire permettre le passage bidirectionnel d'un code vers l'autre sans la modification de l'information pour la transmission OFDM. La nature d'encodeur définit le type de modulation des sous porteuses.[8]

Les signaux OFDM sont des sommes des fonctions sinusoïdales de la forme suivante :

$$s_K(t) = A_K(t) e^{j(2\pi f_K t + \phi_K(t))} \dots\dots\dots(IV.7)$$

- avec :
- $s_K$ : la sous porteuse,
  - $A_K$ : l'amplitude de la sous porteuse,
  - $f_K$ : la fréquence de la sous porteuse,
  - $\phi_K$ : la phase de la sous porteuse.

Chaque signal  $S_K$  est défini par une fréquence fixe  $f_k$ . Seule l'amplitude  $A_K$  et la phase  $\phi_K$  peuvent varier en fonction du temps. Par conséquent,  $S_K(t)$  peut être représenté par un point, vecteur de deux dimensions ou un nombre complexe dans un plan orthogonal dit **espace du signal  $S_K$** ; l'ensemble des points qui représentent les formes de  $S_K$  possibles dans ce plan constitue la **constellation**.(7)

Le transcodage se fait à l'aide d'un **DICO** (*Dictionnaire*) qui relie chaque code (une trame) au point (signal  $S_K$ ) de l'espace du signal. Dans ce cas les signaux  $S_K$  sont nommés des lettres de DICO, et la totalité des lettres constitue son alphabet. En modifiant le DICO, la constellation change.

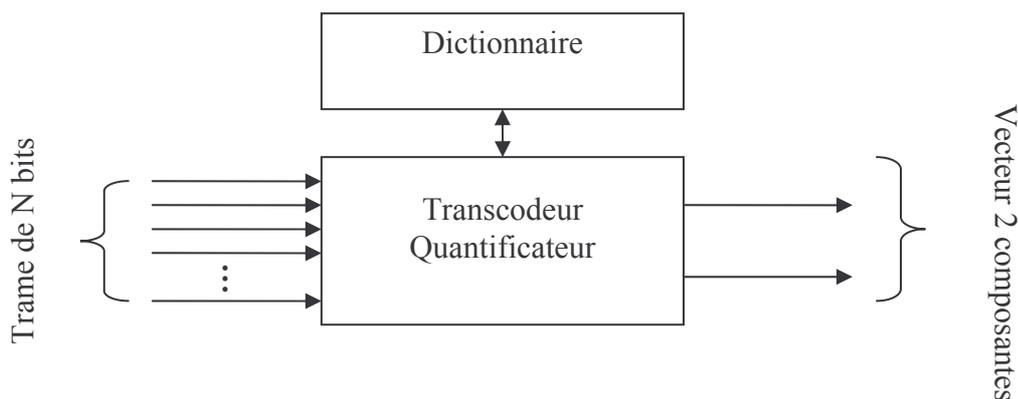


Figure 4.8 : Principe de fonctionnement d'un transcodeur en transmission

S'il contient N points, il sera donc quantifié en N sous espaces. La quantification est la division de l'espace du signal en sous-espaces ayant comme centre de gravité un point de DICO nommée **centroïde**. On appelle ces régions : les régions de **VORONOÏ**. Elles doivent obéir aux critères de Dirichlet :

- tout point de la source appartenant à la région  $R_i$  doit être plus proche du centroïde  $C_i$  (centre de gravité de la région  $R_i$ ) que tout autre point,
- les régions de VORONOÏ sont adjacentes et elles ne se couvrent pas.

Restons dans l'exemple d'un transcodeur 16 QAM. Plusieurs constellations peuvent être mises en œuvre. La figure suivante représente une d'elles.

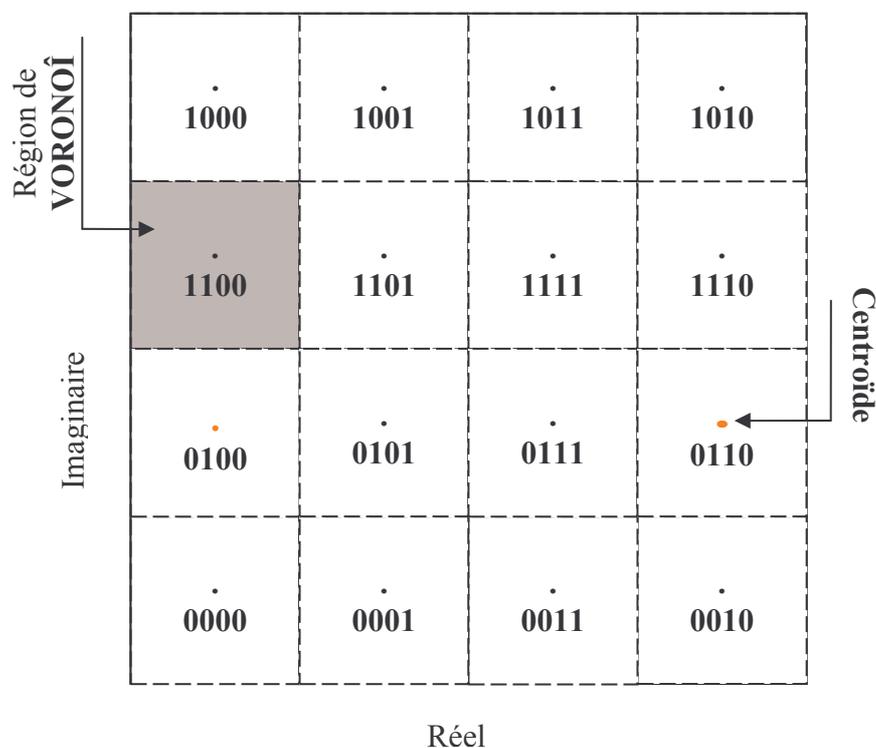


Figure4.9 :Constellation 16-QAM

La disposition des points de DICO dans l'espace du signal est choisie pour minimiser les erreurs, On remarque que dans cette structure pour augmenter les qualités du quantificateur cubique, la disposition des signaux est basée sur le code GRAY.[10]

À la réception, l'opération inverse aura lieu. Le signal reçu doit être interprété en trames ; or lors de la transmission, il n'a pas gardé sa forme initiale, il est erroné à cause des perturbations présentes dans le canal. Donc son image dans la constellation a changé (elle n'est plus le centroïde qui le représente avant la transmission).

La démodulation dans ce stade est une opération de décision, il faut estimer quelle est l'origine du point. Le critère de la décision est de maximiser la probabilité d'une décision correcte ou de minimiser la probabilité d'erreur.

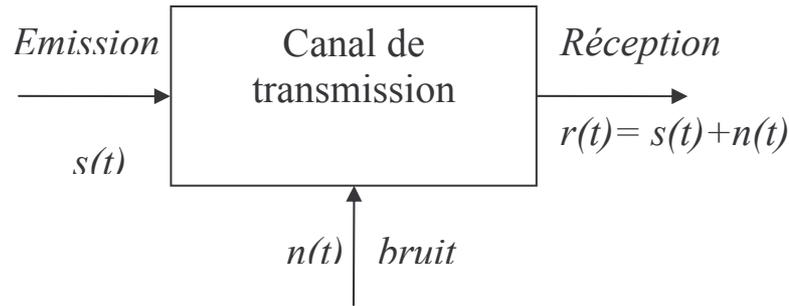


Figure4.10 :Le signal dans la transmission

La probabilité  $P(s_m/r)$  pour que le signal émis soit le signal  $S_m$  sachant  $r(t)$  est donnée par la loi de **BAYES** sous la forme [13]:

$$P(s_m / r) = \frac{f(r / s_m) P(s_m)}{f(r)} \dots\dots\dots(\text{IV.8})$$

avec :  $P(s_m)$ , la probabilité à priori de  $m^{\text{ième}}$  forme possible du signal transmis,  
 $f(r/s_m)$ , la fonction densité de probabilité conditionnelle sur le vecteur observé donnée pas  $s_m$ ; elle est appelé fonction de vraisemblance,

$$f(r) = \sum_{m=1}^N f(r / s_m) P(s_m) \dots\dots\dots(\text{IV.9})$$

qui est indépendante du signal transmis.

Maximiser  $P(s_m/r)$  est en réalité maximiser le terme  $f(r/s_m)P(s_m)$  « car le terme  $f(r)$  est commun ». En plus, si les formes  $s_m$  sont équiprobables «  $P(s_m) = \frac{1}{N} \dots \forall m \leq N$  » l'étude de la fonction  $P(s_m/r)$  peut être limité à l'étude de la fonction de vraisemblance  $f(r/s_m)$ .

Dans le cas du canal à bruit blanc gaussien **AWGN** (*Additive White Gaussian Noise*), la vraisemblance est de la forme suivante :  $f(r / s_m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \text{Exp}(-\frac{(r - s_m)^2}{2\sigma_n^2})$ . Pour la maximiser il faut minimiser la distance euclidienne (la métrique) :  $D(r, s_m) = \|r - s_m\|^2$ . Donc le signal reçu  $r(t)$  est supposé d'origine  $s_m$  si la métrique est minimale ; l'ensemble des points  $p_k$ , tel que  $D(p_k, s_m)$ , constitue la région de VORONOÏ du signal  $s_m$  [13].

La figure 4.11 montre un exemple du signal OFDM, utilisant une modulation 16-QAM, reçu avec un **SNR** (*Signal to Noise Ratio*) de 18 dB.

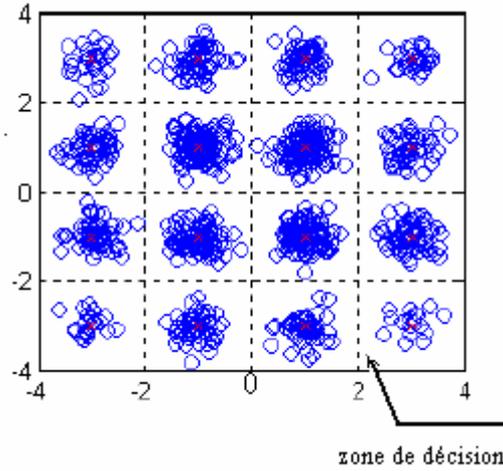


Figure 4.11 :Modulation OFDM avec un SNR de 18dB

Le signal  $c_k$  à la sortie de ce bloc a reçu une première modulation « codage du canal ». Il porte des informations sur l’amplitude et la phase spécifiant le symbole OFDM.

○ **Le bloc 3 : la IFFT et FFT**

L’analyse algébrique d’un signal OFDM émis montre qu’il est construit à partir d’une somme du produit des sous porteuses et du signal à transmettre  $c$ , il donc de la forme :

$$s_k = \sum_{n=0}^{N-1} c_k \exp( 2\pi (f_0 + f_k)t) \dots\dots\dots(\text{IV.10})$$

avec :

$$f_k = k/NT_s,$$

$N$  : nombre de sous porteuse,

$T_s$  période de symbole OFDM,

$$\Rightarrow s_k = \exp(2\pi f_0 t) \sum_{n=0}^{N-1} c_k \exp(2\pi (f_k)t) \dots\dots\dots(\text{IV.11})$$

En bande de base, la sortie sera de la forme :

$$s_k = \sum_{n=0}^{N-1} c_k \exp(2\pi (f_k)t)$$

$$\Rightarrow s_{0k} = \sum_{n=0}^{N-1} c_k \exp(2\pi (K/NT_s)t) \dots\dots\dots(\text{IV.12})$$

On remarque que  $s_{0k}$  est une **IDFT** (*Inverse Discrete Fourier Transform*).[37]

Heureusement, nous disposons des réalisations efficaces de la transformée de Fourier rapide **IFFT** (*Inverse Fast Fourier Transformation*) sous forme des circuits intégrés, ce qui nous permet de réaliser relativement facilement des équipements OFDM de laboratoire. Les versions communes de la **FFT** (*Fast Fourier Transformation*) et la IFFT fonctionnent sur un groupe

d'échantillons temporels pair et donnent le même nombre de coefficients fréquentiels. Ces derniers correspondent aux données démodulées à partir des nombreuses porteuses.

A la réception, au lieu d'utiliser la IFFT on utilise la FFT.[11]

#### ○ Le bloc 4 :l'insertion de l'intervalle de garde

La modulation OFDM à  $N$  sous porteuses divise le débit symbole (*rate symbole*) par  $N$  pour chaque sous porteuse, ce qui rend l'OFDM plus résistant à l'interférence entre symboles ISI due à la propagation multitrajets.

Dans un milieu multitrajets, les symboles subissent des échos et un symbole émis parvient au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés. Un symbole émis lors d'une période  $iT_S$  peut interférer avec un écho provenant du symbole émis à la période  $(i-1)T_S$  ou même bien avant.

L'effet de l'ISI sur le signal OFDM peut être éliminé par l'addition d'un intervalle de garde (*guard period*) de durée  $T_G$  au début de chaque symbole OFDM. Chaque symbole est donc précédé par une extension périodique du signal lui-même. La durée totale du symbole transmis est alors  $T=T_S+T_G$ . Pour que les interférences soient éliminées, il faut que l'intervalle de garde soit plus grand que le plus grand des retards  $T_m$  efficaces qui apparaissent dans le canal. [7]

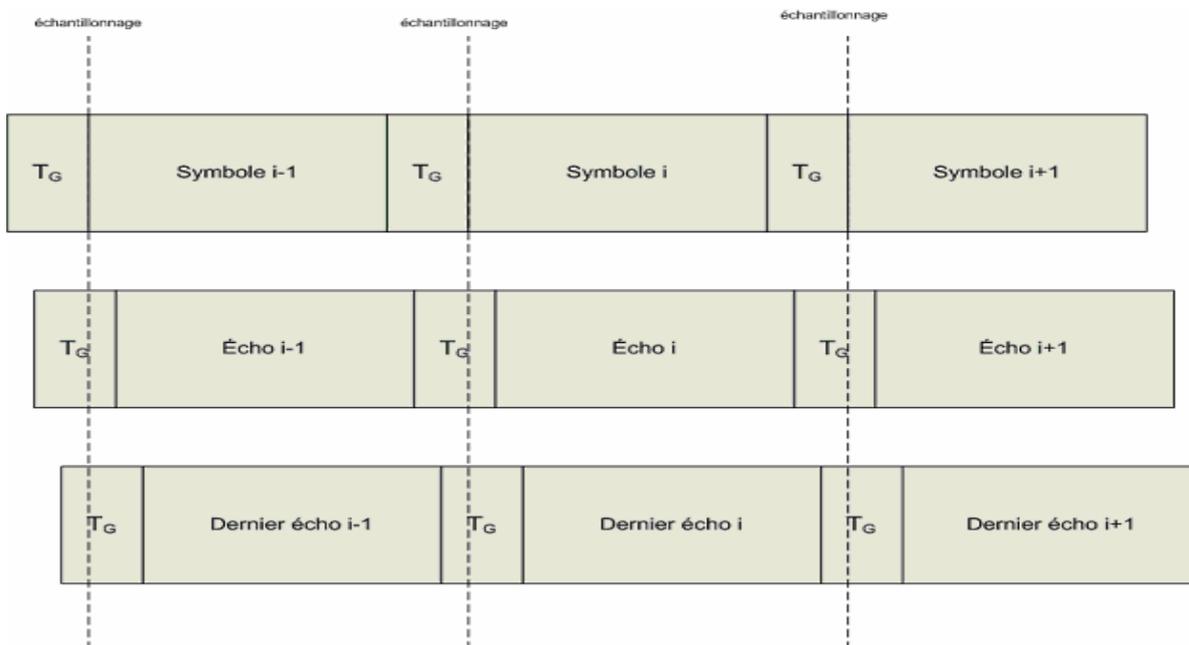


Figure 4.12 : l'intervalle de garde et l'échantillonnage

On voit sur cette figure que si l'échantillonnage est fait au début du symbole reçu  $i$ , l'écho le plus retardé du symbole  $i-1$  ne sera pas encore reçu. Mais la modulation OFDM tire partie des échos, il faut donc que le récepteur reçoive les signaux provenant de tous les échos (ici au temps  $i$ ) ce qui implique que le signal soit prolongé pendant les intervalles de garde précédant le symbole  $i$ .

Le débit qui était  $qN/T_S$  bits/s diminue et devient  $qN/(T_S+T_G)$ . L'intérêt de la technique OFDM est que la durée d'un symbole OFDM contenant N symboles numériques peut être grande. Si le nombre de porteuses est assez grand permettant une durée symbole  $T_S$  assez longue devant l'intervalle de garde, le débit n'est que peu réduit.[7]

Pour maintenir l'orthogonalité entre les sous porteuses il faut que l'amplitude et la phase pendant la durée du symbole OFDM restent constantes, si un de ces deux paramètres varie durant ce moment, le spectre de cette sous porteuse n'aura pas la forme d'un sinus cardinal *sinc* ; ces valeurs nulles ne vont pas coïncider avec les maximum des autres porteuses ;

L'amplitude et la phase varient très rapidement à chaque début et fin de symbole OFDM, la figure 4.13 montre comment la phase d'une sous porteuse change en trois symboles OFDM [37]:

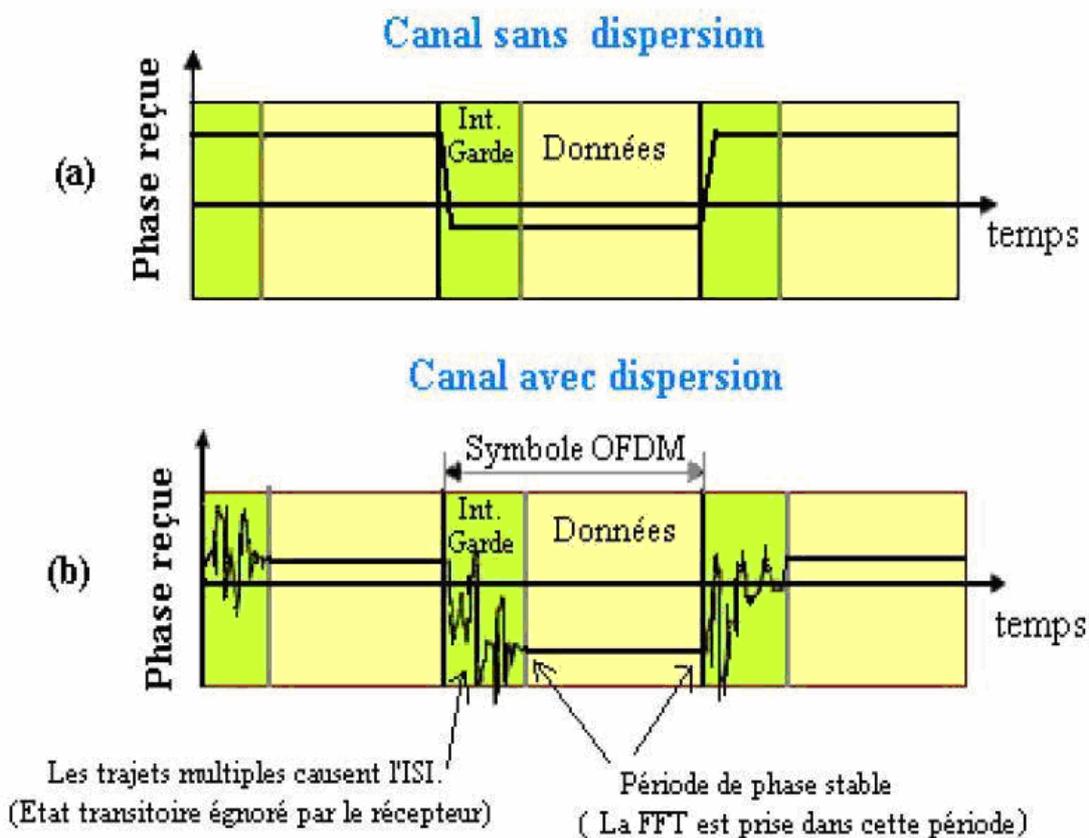


Figure 4.13 :la fonction de l'intervalle de garde pour la protection contre ISI

Un régime transitoire se produit au début de chaque symbole ; la durée de cet état correspond à l'étalement temporel du canal de transmission. Celle-ci doit être comprise dans l'intervalle de garde. A la réception, la FFT est calculé pour des échantillons non affectés par ISI du symbole OFDM reçu.[7]

En plus, l'ajout d'un intervalle de garde assure une protection contre l'effet de décalage temporel entre le récepteur et l'émetteur, (la phase entre le symbole à l'émission et à la

réception.) Si le système OFDM utilise une détection différentielle, le décalage temporel sera éliminé, mais s'il utilise une détection cohérente, alors une égalisation est obligatoire pour éliminer le décalage.

En pratique la durée de l'intervalle de garde ne dépasse pas le quart de la durée totale de symbole.

#### ○ Le bloc 6 : La modulation et la démodulation haute fréquence

La modulation est la transformation d'un vecteur IQ en un signal analogique adapté au canal de transmission ; l'opération inverse est la démodulation.

Les types de modulation le plus utilisés en OFDM sont la modulation de phase PSK et la modulation d'amplitude en quadrature QAM :

La modulation numérique **PSK** utilise un signal sinusoïdal ayant une phase variante avec les lettres de DICO. Par exemple, pour représenter la valeur d'un bit en BPSK on génère un signal de phase nulle pour le 0 et de phase  $\pi$  pour le 1. De même, pour représenter deux bits en QPSK on génère un signal de phase nulle pour le 00, de phase  $\pi/2$  pour le 01, de phase  $\pi$  pour le 11 et de phase  $3\pi/2$  pour le 10 (Figure 4.14).[13]

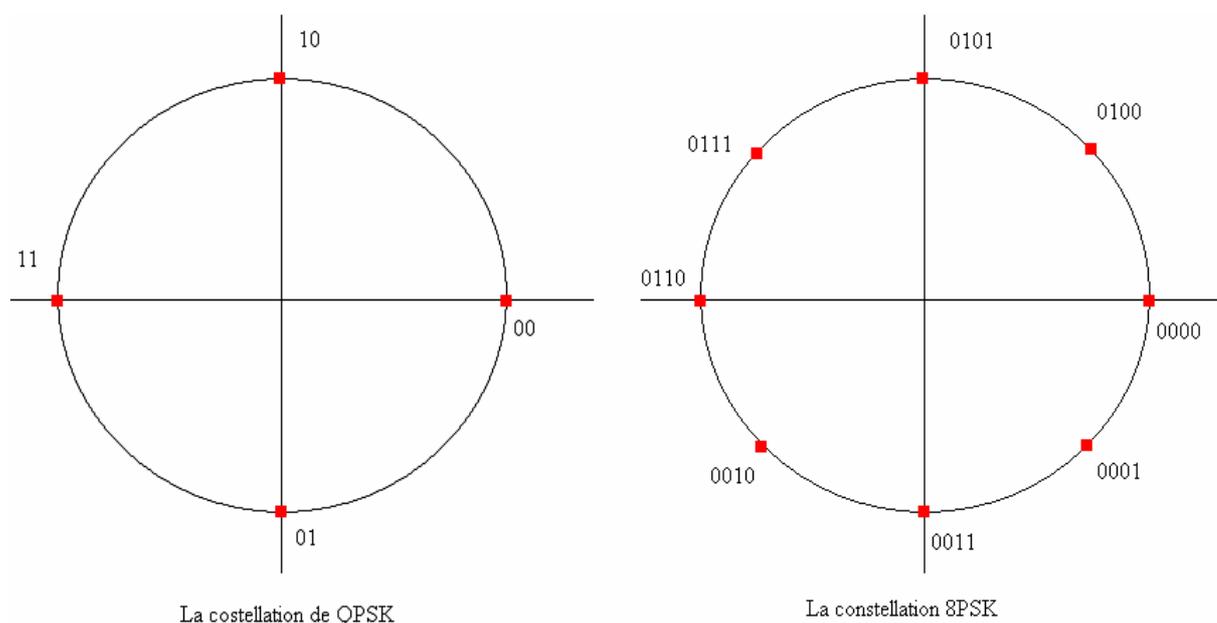


Figure4.14:Modulation PSK

En modulation **QAM** l'amplitude et la phase de la sinusoïde varient ensemble en fonction des lettres. Pour la représentation d'un symbole à 3bits on peut utiliser une sinusoïde avec 2 niveaux d'amplitude,  $A_0$  et  $A_1$ , et 4 niveaux de phases, tel que le montre la figure 1.15 :

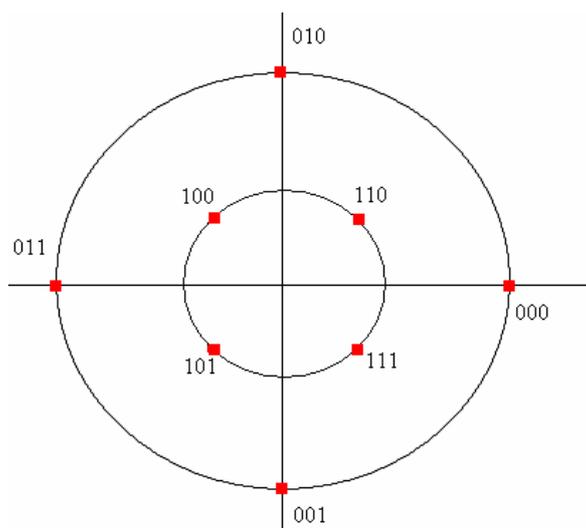


Figure4.15 : la constellation 8QAM

Ces deux types de modulation sont associés au type de détection : la détection cohérente qui est réalisée en transmettant les coordonnées absolues des vecteurs de la constellation sous forme d'amplitude et phase. Et la détection différentielle de phase qui détecte la différence entre la phase reçue et la phase précédente. Et donc, la phase transmise dans un moment donné, correspond à la somme des phases des symboles déjà transmis.

Dans le premier cas, les erreurs dues au décalage temporel sur l'amplitude et la phase augmentent, l'égalisation est donc obligatoire. Contrairement à l'autre type où le décalage produit par le canal s'annule automatiquement. La détection différentielle est donc la plus appropriée pour les communications mobiles.

Le passage de domaine vectoriel IQ vers le signal analogique n'est en réalité que l'envoi de la partie réelle du signal après lui faire une translation fréquentielle de mode de base vers le mode de travail. La modulation est donc la translation inverse, on détermine donc I' et Q' par l'écriture de signal sous forme vectoriel.

## • Les avantages et les inconvénients d'un système OFDM

### ○ Les avantages

Parmi les grands avantages de l'OFDM, sa grande efficacité spectrale due au grand nombre des sous porteuses orthogonales et son caractère robuste contre les ICI, les ISI (à cause de l'intervalle de garde) et le bruit impulsif. Il peut aussi être réalisé numériquement facilement, surtout avec l'utilisation de la FFT et la IFFT, ce qui présente d'autres avantages dans l'amélioration de la modulation du canal, de l'égalisation du canal et de la synchronisation entre les sous porteuses.

### ○ Les inconvénients

Malgré tous ses avantages, l'OFDM présente quelque inconvénient, qui ne diminuent sa valeur, tels que l'influence de l'intervalle de garde sur le débit et sa sensibilité au décalage fréquentiel, qui influe sur l'orthogonalité entre sous-porteuse, et sur la synchronisation.

## 3. La modulation SS

La modulation numérique **SS** (*Spread Spectrum*), ou modulation à spectre étalé en français, est une autre technique de modulation utilisée en communication numérique à haut débit. Il existe quatre techniques de base pour la modulation SS : **DSSS** (*Direct Sequence SS*), **FHSS** (*Frequency Hopping SS*), **THSS** (*Time Hopping SS*) et **CMSS** (*Chirp Modulation SS*).

La modulation SS la plus adaptée à la transmission PLC est la modulation CMSS. Pour comprendre son principe de fonctionnement, il faut passer par l'étude de la modulation DSSS.[1]

### ● La modulation DSSS

#### ○ Définition et principe de la modulation

La modulation SS est par définition une transmission dans laquelle le signal occupe une largeur de bande en excès par rapport au minimum nécessaire pour envoyer l'information.

L'étalement de la bande est accompli grâce à un code pseudo-aléatoire indépendant de l'information. Au niveau du récepteur, une **synchronisation** avec ce code est nécessaire pour réaliser l'opération de **despreading** et récupérer le signal d'information.

Dans un système DSSS, la modulation est obtenue par un simple produit entre le signal d'information « en bits ou symboles » de période  $T_b$  et les éléments de séquence pseudo aléatoire **PN** appelés **chips** de période  $T_c$  multiple de  $T_b$ . [18]

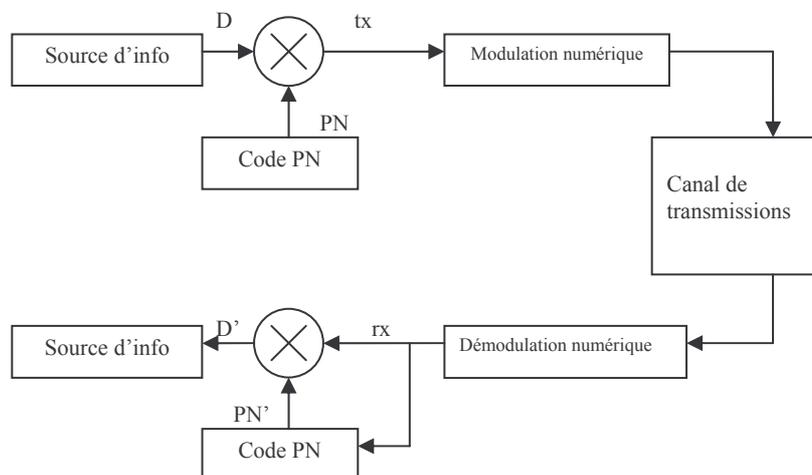


Figure 4.16: Système DSSS

Le schéma bloc d'une modulation DSSS est montré dans la figure précédente :

A l'entrée, les données binaires  $D$  ont un débit de  $R_s=1/T_s$  et le débit de PN est  $R_c=1/T_c$ . On appelle **facteur d'étalement** le rapport  $N=T_b/T_c=R_c/R_b$ , avec  $R_b$ , le débit du signal modulé numériquement.

Le signal à l'émission a d'abord subi une modulation d'amplitude en bande de base entre  $D$  et PN par une multiplication directe entre  $D$  et PN :  $t_x=D \times PN$  avant qu'il soit modulé numériquement en PSK ou QAM.[16]

Le spectre du signal SS est semblable à celui d'un bruit blanc. L'amplitude ainsi que la puissance du signal dans le signal SS  $tx$  sont les mêmes que celles du signal original d'information  $D$ . Vu que la largeur de bande du signal SS a augmenté, la densité spectrale de puissance diminuera forcément.

On note  $BW_{inf}$  pour indiquer la bande passante occupée par le signal  $D$  et  $BW_{ss}$  pour indiquer la bande passante du signal étalé  $t_x$ .

$$BW_{inf} = R_s \ll BW_{ss} = R_c$$

Le facteur d'extension de la largeur de bande est donc  $N = BW_{ss} / BW_{inf}$ [18]

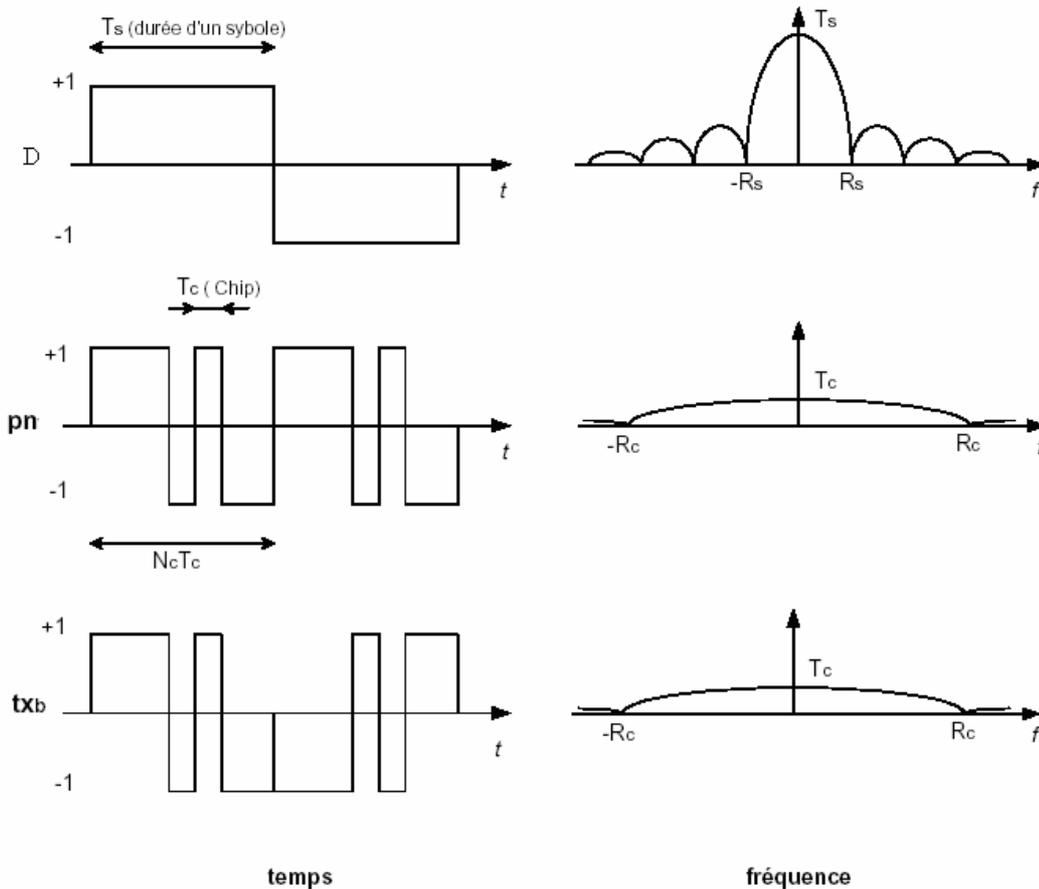


Figure 4.17 :principe de la modulation SS.

On note  $BW_{inf}$  pour indiquer la bande passante occupée par le signal  $D$  et  $BW_{ss}$  pour indiquer la bande passante du signal étalée  $t_x$  ( $BW_{inf} = R_s \ll BW_{ss} = R_c$ ). Le facteur d'extension de la largeur de bande est donc  $N = BW_{ss} / BW_{inf}$

A la réception, la démodulation du signal reçu  $r_x$  se fait par la multiplication de ce signal par  $PN'$  afin de compresser la largeur de la bande passante et de retourner à la période  $T_s$ . Si  $PN'$  est identique au  $PN$  on peut récupérer le signal  $D$ . Sinon le signal est perdu.

Donc la démodulation donne un signal  $D' = r_x PN'$

$$D' = D PN PN' \text{ « on suppose que le canal est idéal »}$$

Dans l'exemple précédent,  $PN$  est une séquence alternée entre  $-1$  et  $+1$  ayant une puissance normalisée :  $PN = +1+1+1-1+1-1-1$ .

Si  $PN = PN'$ , alors  $D' = D PN PN$  ; le remarquable est que  $PN$  est l'inverse d'elle-même,  $PN \times PN = 1 \forall t$ , d'où  $D' = D$ .

Par contre, si  $PN'$  n'est pas synchronisée ou différente de  $PN$  alors  $D' = D (PN PN')$ . Au niveau du récepteur, la détection du signal désiré est assurée par la corrélation avec la séquence pseudo aléatoire  $PN$  de référence générée localement.[18]

Dans l'intérêt d'une communication à multi utilisateurs sécurisée, l'information  $D$  ne sera pas récupérée par un récepteur qui ne connaît pas la séquence  $PN$  utilisée par l'émetteur, ce qui impose une fonction d'intercorrélation très faible:  $R = PN PN' \ll 1$ .

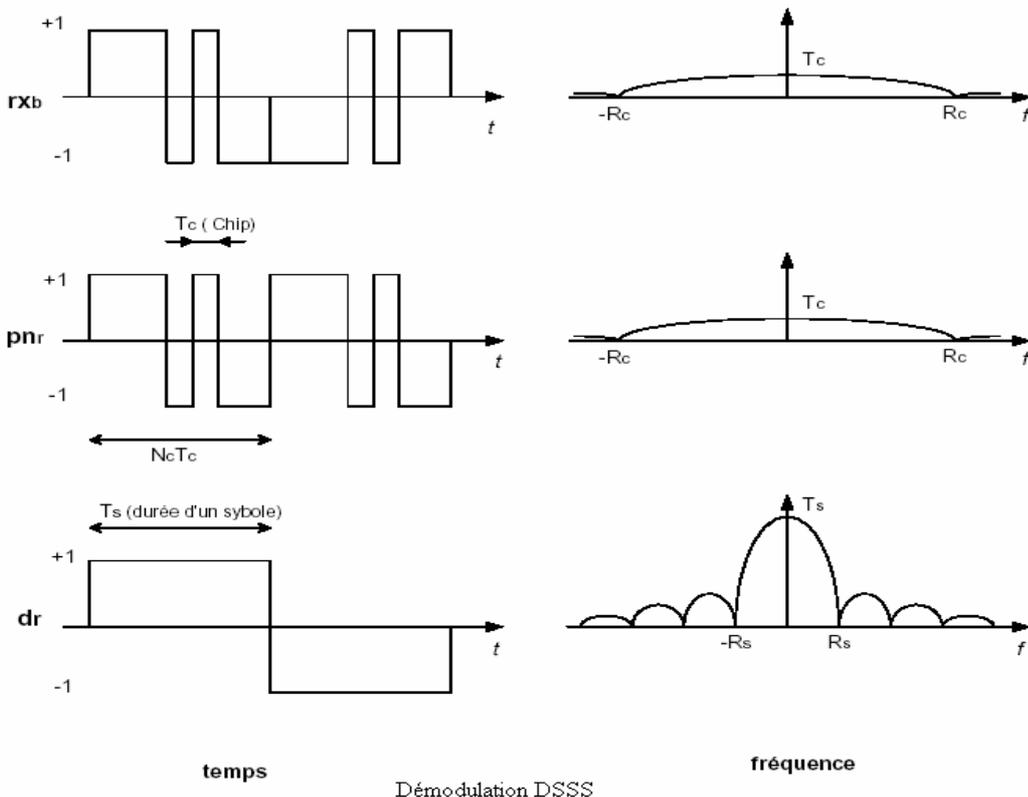


Figure18 : Principe de la démodulation DSSS.

Parlons maintenant de la séquence binaire pseudo aléatoire PN.  $PN = \{ PN_n \}_{n=0}^{N-1}$  est une séquence déterministe périodique de période  $N_c$  qui vérifie les conditions suivantes pour le cas de  $N_c$  paire[1]:

$$\sum_0^{N-1} PN_n \approx 0 \dots\dots\dots (IV.13)$$

$$\sum_0^{N-1} PN_n PN_{n-i} = \begin{cases} N_c \dots i = 0 \\ 0 \dots i \neq 0 \end{cases}$$

Ces conditions sont similaires aux propriétés d'un bruit blanc à moyenne nulle, ce qui justifie l'appellation pseudo aléatoire. Dans le cas de  $N_c$  impaire les conditions seront :

$$\sum_0^{N-1} PN_n = \pm 1 \dots\dots\dots (IV.14)$$

$$\sum_0^{N-1} PN_n PN_{n-i} = \begin{cases} N_c \dots i = 0 \\ -1 \dots i \neq 0 \end{cases}$$

Pour la génération des séquences PN, il existe plusieurs classes de codes classiques. On cite les *m-sequences*, *Gold codes* et les codes Hadamard-Walch.

Un système SS exige une synchronisation entre séquence PN de l'émetteur et la séquence PN' du récepteur pour que l'opération de démodulation ait lieu. Cette synchronisation doit être la plus précise possible pour avoir une puissance de corrélation et un SNR maximaux. La synchronisation se déroule, généralement, en deux étapes : la **phase d'acquisition** et le **tracking** [16]

Pendant la phase d'acquisition, un alignement approximatif entre la séquence PN transmise par l'émetteur et celle générée par le récepteur s'effectue. Soit  $PN = \{ PN_n \}_{n=0}^{N-1}$  avec  $PN_n \in \{+1, -1\}$ . Afin de synchroniser, un train d'impulsion P(t) sera émis  $P(t) = \sum_0^{N-1} PN_n \text{rect}(t - nT_c) \dots\dots\dots (IV.15)$

Rappelons que la fonction rectangle est définie comme suit [18]:

$$\text{rect}(t - nT_c) = \begin{cases} 1 \dots \left| t - \frac{T_c}{2} \right| < \frac{T_c}{2} \\ 0 \dots \dots \dots \text{ailleurs} \end{cases} \dots\dots\dots (IV.16)$$

Le signal reçu est perturbé et retardé par un retard Δ, et on veut estimer ce retard par un Δ<sub>estimé</sub> tel que |Δ-Δ<sub>estimé</sub>| est inférieur à Γ qui est souvent prise égale à T<sub>c</sub>/2.

Δ et Δ<sub>estimé</sub> ∈ [0, N]<sup>2</sup>. L'acquisition aura lieu dans cette phase lorsque [16]:

$$\min \left\{ \left| \Delta - \Delta_{estimé} \right|, N - \left| \Delta - \Delta_{estimé} \right| \right\} \leq \Gamma \dots \dots \dots (IV.17)$$

En se basant sur les propriétés d'autocorrélation de la séquence pseudo aléatoire, on pourra estimer le décalage  $\Delta_{estimé}$ . Donc le résultat de l'intercorrélacion entre le signal reçu et le signal généré localement est comparé à un seuil. Si le résultat est inférieur à ce seuil alors les deux signaux ne sont pas synchronisés. Ils le seront lorsqu'on dépassera le seuil de décision fixé. On peut faire cette intercorrélacion par un filtre adapté  $h(n)=PN(N-n)$ . [16]

Dans la phase de tracking, on essaie de varier la différence entre  $\Delta$  et  $\Delta_{estimé}$  automatiquement. La régulation se fait grâce à la boucle de tracking. [18]

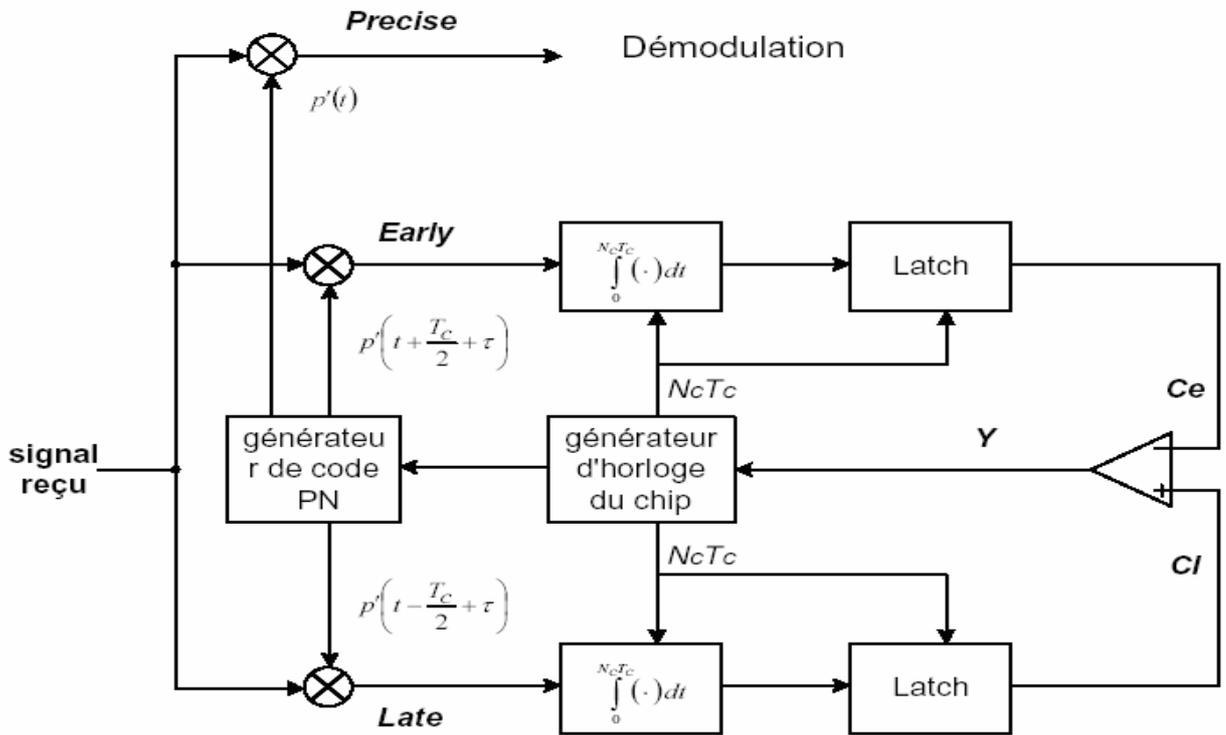


Figure 4.19 :boucle de tracking.

Le principe consiste à projeter le signal reçu sur deux signaux, le premier retardé par  $\tau$  de la séquence  $p'(t+T/2)$ , et l'autre retardé par  $\tau$  de la séquence  $p'(t-T/2)$ . La différence entre les signaux produits commande le générateur de l'horloge du chip. Le principe consiste à faire augmenter la fréquence dans le cas où  $\tau > 0$ , ce qui amène à diminuer  $\tau$ ; et à faire diminuer la fréquence dans le cas où  $\tau < 0$ , ce qui amène à augmenter  $\tau$ . [18]

Notons ainsi que le choix du circuit de synchronisation doit suivre le rapport qualité/prix. Le réseau électrique fournit des possibilités sûres et peu onéreuses pour ce circuit. En présentant par exemple les intersections de la tension avec le zéro comme une référence pour la synchronisation. Cela est réalisable grâce à la fréquence du réseau (50/ 60 Hz) qui a une stabilité

relativement élevée et une corruption par les interférences assez modérée. Donc, il est approprié d'utiliser un système *DSSS* dans une communication Power Line Communication [20].

- **Les avantages de la modulation DSSS**

La modulation SS présente une immunité contre plusieurs problèmes de la PLC tels que le problème des interférences. Soit une séquence binaire  $b_m \in \{\pm 1\}$ , supposons que le canal contient des interférences modélisées par sa moyenne I. Le signal reçu est :  $r_n = b_n PN_n + I + w$ , avec  $w$  représentant le bruit. A la sortie de l'opération de la démodulation le signal final est :

$$y = \sum r_n PN_n = \sum (b_n PN_n + I + w) PN_n \dots\dots\dots(\text{IV.18})$$

$$y = \sum b_n + I \sum (PN_n)^2 + \sum w PN_n \dots\dots\dots(\text{IV.19})$$

$$y = \sum b_n + 0 + \sum w PN_n \dots\dots\dots(\text{IV.20})$$

Donc la sortie est d'une moyenne égale à la moyenne de  $b_n$  et de la variance  $\sigma^2$ ; l'interférence est éliminée. Or dans les autre système classiques, la variable de décision sera  $b_n+I$ , la transmission est donc impossible pour I grand.[20]

Cette modulation règle aussi le problème de l'accès multiple. Le réseau PLC peut être utilisé par k utilisateurs, qui transmettent des séquences  $b_m^k$  avec des séquences  $\{PN_n^{(k)}\}$  différentes. Prenons l'exemple de l'utilisateur 1 qui émet la série  $b_m^1$  par la séquence  $\{PN_n^{(1)}\}$ . Le signal reçu est donc  $r_n = \sum b_m^k PN_n^k + w_n$ . La démodulation donne :

$$y_m^{(1)} = b_m^{(1)} \sum_{n=0}^{N-1} (p_n^{(1)})^2 + \sum_{k=2}^k b_m^{(k)} \sum_{n=0}^{N-1} p_n^{(k)} p_n^{(1)} + \sum_{n=0}^{N-1} w_n p_n^{(1)} \dots\dots\dots(\text{IV.21})$$

$$y_m^{(1)} = N_c b_m^{(1)} + 0 + \sum_{n=0}^{N-1} w_n p_n^{(1)} \dots\dots\dots(\text{IV.22})$$

$$\text{car : } \sum_0^{N-1} PN_n PN_{n-i} = \begin{cases} N_c \dots i = 0 \\ 0 \dots i \neq 0 \end{cases} \dots\dots\dots(\text{IV.23})$$

Ainsi on arrive, grâce aux propriétés de la séquence pseudo aléatoire, à séparer l'information émise par un utilisateur parmi tant d'autres. Donc le système *DSSS* correspond parfaitement à une communication *CDMA* (*Code division Multiple Access*). Ce qui est le cas pour une communication *PLC*. [18]

Cette modulation a le pouvoir de résoudre le problème des trajets multiples. Pour mieux voir, on suppose qu'on a deux trajets, donc le signal reçu est :

$$r_n = \begin{cases} b_m p_n + \beta b_{m-1} p_{N_c-l+n} + w \dots n = 0 \dots l-1 \\ b_m p_n + \beta b_{m-1} p_{n-l} + w \dots n = l \dots N_c - 1 \end{cases} \dots \dots \dots (IV.24)$$

avec :  $l$ , un retard et  $\beta$ , un facteur d'atténuation

Après démodulation on aura :

$$y = \sum_{n=0}^{l-1} (b_m p_n + \beta b_{m-1} p_{N_c-1+n}) p_n + \sum_{n=l}^{N-1} (b_m p_n + \beta b_{m-1} p_{n-l}) p_n + w \dots \dots \dots (IV.25)$$

$$y = b_m \sum_0^{N-1} (p_n)^2 + \beta b_{m-1} \sum_0^{l-1} p_{N-l+n} p_n + \sum_l^{N-1} p_{n-l} p_n + \sum_0^{N-1} w_n p_n \dots \dots \dots (IV.26)$$

On voit donc que :

$$y = N_c b_m + 0 + 0 + \sum_0^{N-1} w_n p_n \dots \dots \dots (IV.27)$$

élimine les interférences intersymboles.[20]

En plus de tout ça, la modulation SS est sécurisée dans le faite qu'on ne peut régénérer le message émis tant qu'on a pas générer un signal PN' semblable et synchroniser avec PN

### • La modulation FHSS et la modulation CMSS

La modulation FHSS se base sur l'utilisation de plusieurs canaux à bandes étroites pour moduler le message de façon psodo-aléatoire. Le signal obtenu saute rapidement d'une fréquence à une autre, il occupe une bande de N fois la bande occupée par chaque canal à bande étroite. L'avantage apporté par cette méthode est que si un canal est en mauvais état, son influence sera petite avec la présence des autres canaux.[1]

Afin d'améliorer encore les caractéristiques de la DSSS et l'immunité aux interférences, une modulation *Chirp* est utilisée. Cette technique, appelée **CMSS** (*Chirp Modulation Spread Spectrum*), est commode pour les lignes de puissance grâce aux facilités de synchronisation offertes par la fréquence du réseau électrique. Le chirp est un signal enveloppé par une fenêtre rectangulaire dans le domaine temporel, d'une fréquence croissante linéairement ou décroissante

linéairement, avec une pente de  $\mu$  :  $\omega = \omega_0 + \mu t \dots |t| < \frac{T}{2}$  avec  $\mu = \frac{2\pi \Delta f}{T}$ . La phase de ce

signal est donc  $\phi = \int \omega dt = \omega_0 t + \mu t^2 + C^{ent}$ , d'où le signal chirp est sous la forme

$$g(t) = \cos(\omega_0 t + \mu t^2 + C) \dots \dots \dots \frac{-T}{2} < t < \frac{T}{2} \dots \dots \dots (IV.28)$$

La modulation avec un tel signal augmente les qualités de la modulation SS.[1]

#### 4. comparaison entre l'OFDM et SS

En comparant la modulation OFDM et la modulation SS, on trouve que l'OFDM présente des qualités meilleures en débit, une grande efficacité spectrale, et une résistance aux bruits impulsifs, lorsque la modulation SS est meilleure au niveau de la sécurité et de la résistance à l'interférence.

Lors d'une conférence présentée le 23 septembre 2004, au *CINCINNATI IEEE MEETING*, le CURRENT COMMUNICATIONS GROUP a jugé le OFDM comme la modulation la plus adaptée au PLC haut débit, ce qui justifie le choix de HomePlug, en réservant la modulation SS pour le PLC bas débit, en comparant les trois types du modulation « OFDM, SS et uniporreuse » comme l'indique le tableaux suivant :

	<b>OFDM</b>	<b>SS</b>	<b>Porteuse uniquement</b>
<b>Efficacité spectrale</b>	<b>Très bien</b>	<b>Faible</b>	<b>Moyen</b>
<b>Résistance à la distorsion</b>	<b>Excellent</b>	<b>Moyen</b>	<b>Bien</b>
<b>Résistance au bruit impulsif</b>	<b>Faible</b>	<b>Faible</b>	<b>Bien</b>
<b>Pouvoir adaptif au changement du canal</b>	<b>Excellent</b>	<b>Faible</b>	<b>Bien</b>
<b>Problème du rayonnement</b>	<b>Bien</b>	<b>Excellent</b>	<b>Faible</b>
<b>Adaptation au PLC</b>	<b>Très BIEN</b>	<b>Bien</b>	<b>Non adaptif</b>

Tableau 4.1 : Comparaison entre les 3 types de modulation.

On peut conclure que le PLC à adopter la modulation OFDM comme solution à la couche physique.

Quelque soit le mode de modulation, les algorithmes de décision et les solution de traitement de canal utilisés, la couche physique ne peut pas corriger toutes les données erronés. C'est la couche qui s'occupe de cette missions est la couche liaison.

## II. La couche liaison

On va s'intéresser maintenant à l'étude des principales caractéristiques de la couche liaison pour un réseau PLC. Le rôle principal de cette couche est de prendre le moyen de transmission brut et le transformer en une ligne qui paraît exempte d'erreur de transmission à la couche réseau, elle définit les frontières des trames de données reçues, vu que la couche physique ne traite que des bits et elle organise la communication en gérant les méthodes d'accès au réseau.

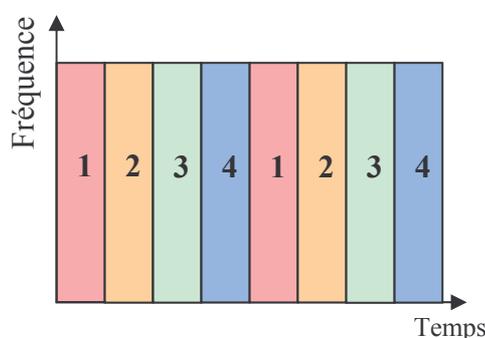
Sauf on distingue deux sous-couche de la couche liaison : la couche **MAC** (*Medium Access Control*) qui traite les méthodes d'accès au réseau, et la couche **LLC** (*Logic Link Control*) qui a comme principale rôle la gestion des erreurs.

### 1. La sous-couche MAC

La principale mission de cette couche est d'organiser la communication entre les différents abonnés avec un maximum de service. Afin de gérer la communication entre eux plusieurs méthodes d'accès au réseau sont utilisées en absence de norme :

- **TDMA**

La méthode **TDMA** (*Time Division Multiple Access*) offre la totalité de la bande de fréquence à chaque utilisateur pendant une fraction de temps dénommée slot. Les slots sont des intervalles temporels fixes, ordonnés et qui ne se recouvrent pas regroupés dans le domaine temporel de manière périodique en trames. Chaque émetteur stocke les informations avant de les transmettre sur le slot.[18]



TDMA

Figure4.20 :Le TDMA

Ce système a l'avantage de réduire la consommation de puissance aux récepteurs car ceux-ci ne doivent procéder à la démodulation que pendant la durée qui leur est allouée. De plus le problème d'interférence se pose moins. La difficulté réside au niveau de la synchronisation.

Le TDMA est parmi la solution adoptée par le PLC INDOOR. [18]

- **CDMA**

Une autre méthode de partage des ressources est le **CDMA** (*Code Division Multiple Access*) dont les utilisateurs peuvent accéder au canal à importe quel moment en utilisant la même gamme de fréquence. Pour cela un code binaire spécifie chaque utilisateur, ce qui permet de bénéficier des avantages de la TDMA et de la FDMA en même temps. Dans le cas où les codes ne sont pas orthogonaux entre eux, le problème de l'auto interférence est posé. Cette méthode est orientée vers le PLC outdoor.[18]

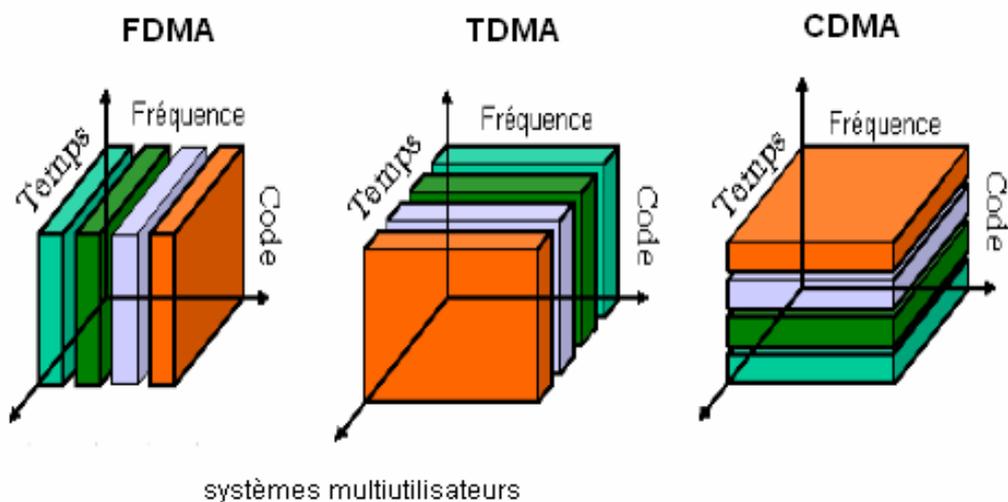


Figure 21 :méthode d'accès FDMA TDMA CDMA

- **Polling**

Cette méthode est applicable aux réseaux centralisés, un réseau centralisé est tout réseau géré par un serveur, dans ce cas, la station principale interroge chaque station autour de rôle selon les priorités pour déterminer si elle a des données à transmettre et le moment idéal pour ça. Cette méthode a été utilisée pour les début du PLC outdoor, aujourd'hui avec l'augmentation de nombre d'abonné il est très difficile de gérer les accès au réseau. [21]

- **Le jeton de passage (Token passing)**

Pendant la communication, une petite trame de bits circule sur le réseau pour autoriser l'émission aux utilisateurs. Elle joue donc le rôle d'une clé ou plus précisément un jeton.[21]

- **Le CSMA/CD**

C'est la méthode adoptée par le HomePlug. Le **CSMA/CD** (*Carrier Sense Multiple Access with collision*) est une amélioration de la technique **CSMA** par la détection de collision.

En CSMA, l'émetteur vérifie si la voix est libre avant de transmettre, il teste le canal à plusieurs reprises, si le canal est occupé, il attend un intervalle du temps aléatoire avant qu'il le reteste. Sinon il envoie au récepteur un message **RTS** (*Ready To Send*) qui contient des informations sur les caractéristiques de la transmission (débit, taille des trames) et il l'interroge sur sa capacité de réception.

Le récepteur répond par un message **CTS** (*Clear To Send*) pour indiquer l'ouverture du canal de transmission entre eux. L'émetteur envoie donc ses données. À la fin de la transmission, si le récepteur a reçu tout le paquet, il envoie donc un accusé de réception **ACK**. si l'émetteur ne reçoit pas l'accusé, il réémit de nouveau.[17]

Malgré ce protocole, le problème de collision peut se produire à cause de retard lors de la transmission. Le CSMA/CD est amélioré par le fait que les stations cessent d'émettre lors de la détection de la collision en informant les autres postes.

Cette technique est encore améliorée en PLC avec l'ajout des classes de priorités, et des mécanismes de contrôle de la qualité de service.[17]

## 2. la sous couche LLC

Le principal rôle de cette couche en PLC est la gestion des erreurs. Lors de la transmission, et en présence des perturbations et même avec les qualités de la modulation, les propriétés du canal modifient le signal envoyé. Afin de pouvoir retrouver le signal émis avec un taux d'erreur négligeable. La méthode la plus utilisée en PLC est :

- **Le ARQ** (*Automatic Repeat Request*)

Le principe de mécanisme de correction des erreurs ARQ oblige l'émetteur à réenvoyer les données erronées. Ce mécanisme non coûteux est utilisé dans les systèmes full duplex :

Si une unité des données est reçue sans erreur, le récepteur confirme par un **ACK** positif, sinon il répond par un accusé négatif (**NAK**) qui indique la nature de l'erreur, l'émetteur envoie de nouveau cette quantité.[20]

Une fois qu'on a vu les caractéristiques de la couche physique et de la couche liaison, on est prêt pour entamer l'étude et la conception d'un modem PLC.

# Chapitre V

**Introduction aux FPGA**

Initialement, notre projet avait l'objectif de réaliser un modem PLC haut débit à base des circuits Intellon. Ce projet a été modifié en raison de l'absence de ces circuits spécialisés en PLC indoor sur le marché grand public. On a essayé de les remplacer en utilisant des FPGA.

Les **FPGA** (*Field Programmable Gate Array*) sont des composants entièrement reconfigurables, ce qui permet de les reprogrammer à volonté afin d'accélérer notablement certaines phases de calcul. Ces circuits ont été inventés par la société XILINX en 1985.[24]

L'avantage de ce genre de circuit est sa grande souplesse qui permet de le réutiliser à volonté dans des algorithmes différents en un temps très court (quelques millisecondes ou parfois moins selon la complexité de l'algorithme et les capacités de l'FPGA).

Le progrès de ces technologies a permis de faire des composants toujours plus rapides et à plus haute intégration, ce qui permet de implémenter des applications complexes à faible coût.

Elles sont utilisées pour de nombreuses applications. En voici quelques unes:

- prototypage de nouveaux circuits.
- fabrication de composants spéciaux en petite série.
- adaptation aux besoins rencontrés lors de l'utilisation.
- systèmes de commande temps réel.
- imagerie médicale.

Les circuits FPGA possèdent une structure matricielle de deux types de blocs (ou cellules). Des blocs d'entrée sortie et des blocs logiques programmables. Le passage d'un bloc logique à un autre se fera par un routage programmable. Certains intègrent également des mémoires RAM, des multiplieurs, des convertisseurs et même des noyaux de processeur.

Actuellement, deux leaders mondiaux se disputent le marché des FPGA: **Altera** et **Xilinx**. De nombreux autres fabricants, de moindre envergure, proposent également leurs propres produits. Nous allons étudier les FPGA Xilinx qui sont utilisés dans notre application.[38]

## 1. Architecture adoptée par Xilinx

L'architecture retenue par Xilinx, se présente sous forme de deux couches : [38]

- *Circuit configurable*

La couche dite circuit configurable est constituée d'une matrice de blocs logiques configurables **CLB** permettant de réaliser des fonctions combinatoires et des fonctions séquentielles. Tout autour de ces blocs logiques configurables, nous trouvons des blocs entrées/sorties IOB dont le rôle est de gérer les entrées-sorties réalisant l'interface avec les modules extérieurs. La programmation du circuit FPGA appelé aussi **LCA** (*logic cells arrays*) consistera, par le biais de l'application d'un potentiel adéquat sur la grille de certains transistors à effet de champ, à interconnecter les éléments des CLB et des IOB afin de réaliser les fonctions souhaitées et d'assurer la propagation des signaux.

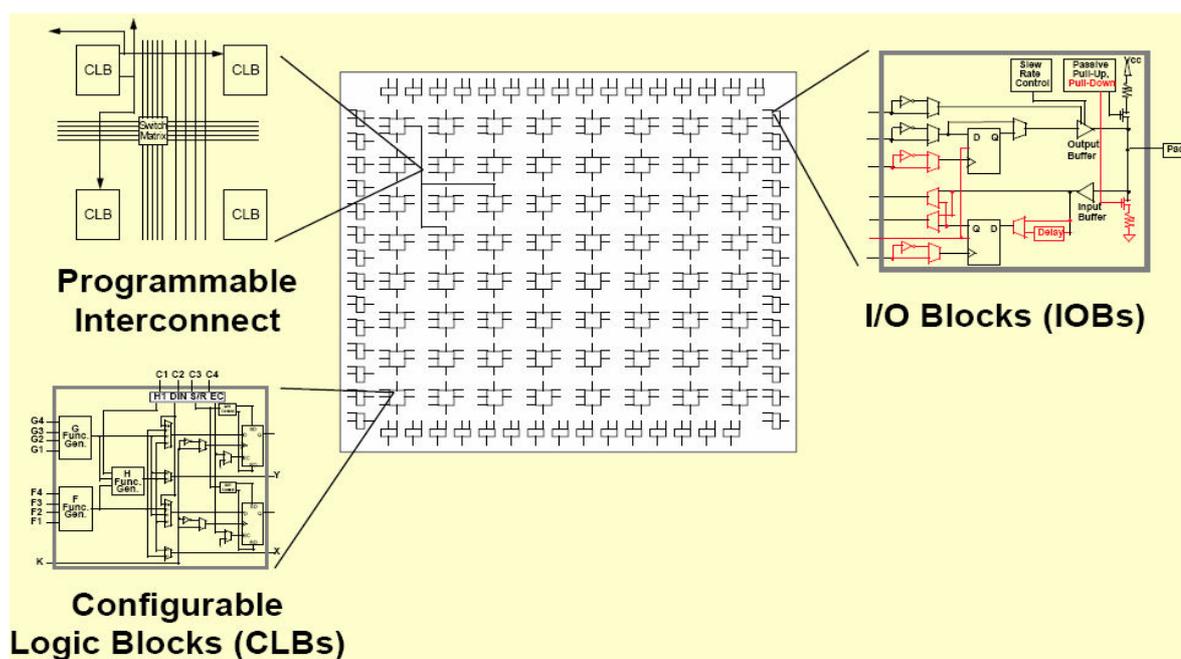


Figure 5.1: Architecture interne des FPGA XILINX

- **Le réseau mémoire**

La configuration du circuit est mémorisée sur la couche réseau **SRAM** et stockée dans une ROM externe. Un dispositif interne permet à chaque mise sous tension de charger la SRAM interne à partir de la ROM. Ainsi on conçoit aisément qu'un même circuit puisse être exploité successivement avec des ROM différentes puisque sa programmation interne n'est jamais définitive.[38]

## 2. Les circuits configurables

La première couche de circuit configurables, est constituée de trois sortes de circuits : les cellules logiques **CLB** (*configurable logic bloc*), Les cellules d'entrées/sorties **IOB** (*input output bloc*) qui sont connecté entre elles par un réseau d'interconnexions configurables.

- **Les CLB (configurable logic bloc)**

Les blocs logiques configurables sont les éléments déterminants des performances du FPGA. Chaque bloc est composé d'un bloc de logique combinatoire composé de deux générateurs de fonctions à quatre entrées et d'un bloc de mémorisation et de synchronisation composé de deux bascules D. Quatre autres entrées permettent d'effectuer les connexions internes entre les différents éléments du CLB.

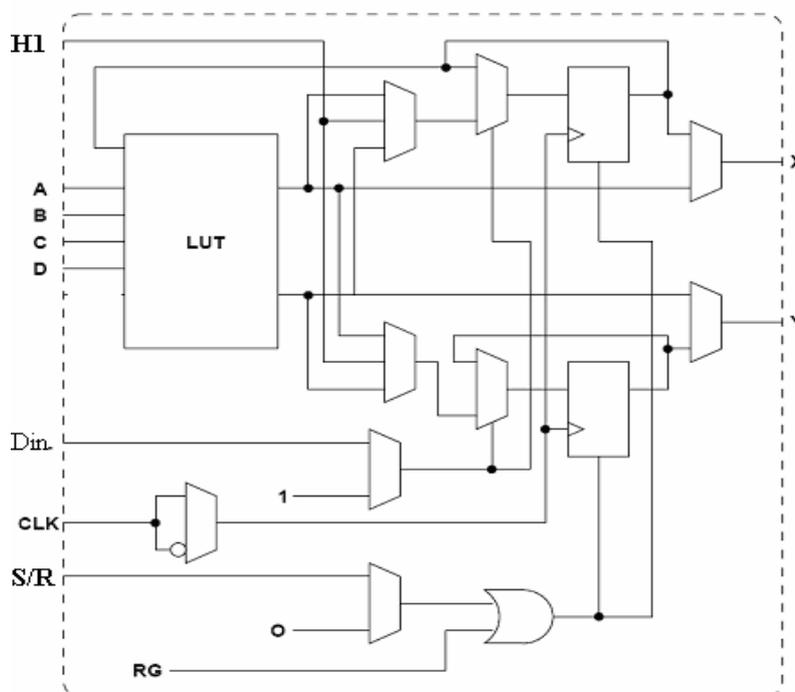


Figure 5.2 :Représentation de CLB

Voyons d'abord le bloc logique combinatoire, Il possède deux générateurs de fonctions  $F'$  et  $G'$  à quatre entrées indépendantes ( $F1...F4$ ,  $G1...G4$ ), lesquelles offrent aux concepteurs une flexibilité de développement importante car la majorité des fonctions aléatoires à concevoir n'excède pas quatre variables. Les deux fonctions sont générées à partir d'une table de vérité câblée inscrite dans une zone mémoire, rendant ainsi les délais de propagation pour chaque générateur de fonction indépendants de celle à réaliser. Une troisième fonction  $H'$  est réalisée à partir des sorties  $F'$  et  $G'$  et d'une troisième variable d'entrée  $H1$  sortant d'un bloc composé de quatre signaux de contrôle  $H1$ ,  $Din$ ,  $S/R$ , Ec. [38]

Les signaux des générateurs de fonction peuvent sortir du CLB soit par la sortie X, pour les fonctions F' et G', soit par la sortie Y pour les fonctions G' et H'. Ainsi un CLB peut être utilisé pour réaliser:

- deux fonctions indépendantes à quatre entrées indépendantes.
- ou une seule fonction à cinq variables.
- ou deux fonctions, une à quatre variables et une autre à cinq variables.

L'intégration de fonctions à nombreuses variables diminue le nombre de CLB nécessaires, les délais de propagation des signaux et par conséquent augmente la densité et la vitesse du circuit. Les sorties de ces blocs logiques peuvent être appliquées à des bascules au nombre de deux ou directement à la sortie du CLB (sorties X et Y). Chaque bascule présente deux modes de fonctionnement : un mode 'flip-flop' avec comme donnée à mémoriser, soit l'une des fonctions F', G', H' soit l'entrée directe DIN. La donnée peut être mémorisée sur un front montant ou descendant de l'horloge (CLK). Les sorties de ces deux bascules correspondent aux sorties du CLB  $X_Q$  et  $Y_Q$ . Un mode dit de " verrouillage " exploite une entrée S/R qui peut être programmée soit en mode SET, mise à 1 de la bascule, soit en Reset, mise à zéro de la bascule. Ces deux entrées coexistent avec une autre entrée appelée le global Set/Reset. Cette entrée initialise le circuit FPGA à chaque mise sous tension, à chaque configuration, en commandant toutes les bascules au même instant soit à '1', soit à '0'. Elle agit également lors d'un niveau actif sur le fil RESET lequel peut être connecté à n'importe quelle entrée du circuit FPGA. [24]

- **Les IOB (*input output bloc*)**

La figure présente la structure de ce bloc. Ces blocs entrée/sortie permettent l'interface entre les broches du composant FPGA et la logique interne développée à l'intérieur du composant. Ils sont présents sur toute la périphérie du circuit FPGA. Chaque bloc IOB contrôle une broche du composant et il peut être défini en entrée, en sortie, en signaux bidirectionnels ou être inutilisée (haute impédance).[24]

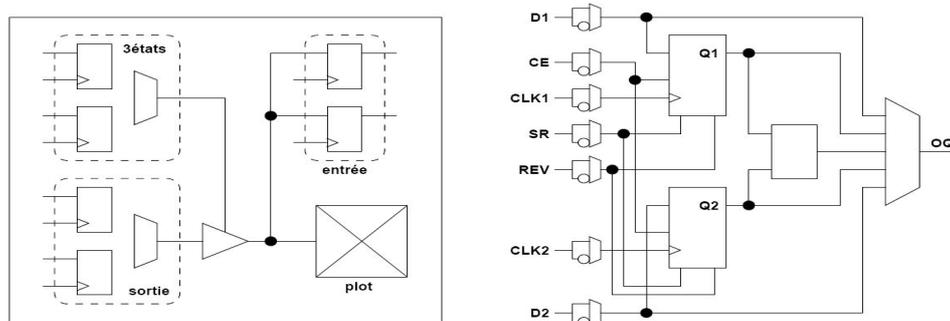


Figure 5.3 :Input Output Block (IOB)

- *Configuration en entrée*

Premièrement, le signal d'entrée traverse un buffer qui selon sa programmation peut détecter soit des seuils TTL ou soit des seuils CMOS. Il peut être routé directement sur une entrée directe de la logique du circuit FPGA ou sur une entrée synchronisée. Cette synchronisation est réalisée à l'aide d'une bascule de type D ; le changement d'état peut se faire sur un front montant ou descendant. De plus, cette entrée peut être retardée de quelques nanosecondes pour compenser le retard pris par le signal d'horloge lors de son passage par l'amplificateur. Le choix de la configuration de l'entrée s'effectue grâce à un multiplexeur (program controlled multiplexer). Un bit positionné dans une case mémoire commande ce dernier. [38]

- *Configuration en sortie*

Nous distinguons les possibilités suivantes :

- inversion ou non du signal avant son application à l'IOB,
- synchronisation du signal sur des fronts montants ou descendants d'horloge,
- mise en place d'un " pull-up " ou " pull-down " dans le but de limiter la consommation des entrées sorties inutilisées,
- signaux en logique trois états ou deux états. Le contrôle de mise en haute impédance et la réalisation des lignes bidirectionnelles sont commandés par le signal de commande Out Enable lequel peut être inversé ou non. Chaque sortie peut délivrer un courant de 12mA. Ainsi toutes ces possibilités permettent au concepteur de connecter au mieux une architecture avec les périphériques extérieurs.[38]

- **Les différents types d'interconnexions**

Les connexions internes dans les circuits FPGA sont composées de segments métallisés. Parallèlement à ces lignes, nous trouvons des matrices programmables réparties sur la totalité du circuit, horizontalement et verticalement entre les divers CLB. Elles permettent les connexions entre les diverses lignes, celles-ci sont assurées par des transistors MOS dont l'état est contrôlé par des cellules de mémoire vive ou RAM. Le rôle de ces interconnexions est de relier avec un maximum d'efficacité les blocs logiques et les entrées/sorties afin que le taux d'utilisation dans un circuit donné soit le plus élevé possible. Pour parvenir à cet objectif, Xilinx propose trois sortes d'interconnexions selon la longueur et la destination des liaisons [38].

○ *Les interconnexions à usage général*

Ce système fonctionne en une grille de cinq segments métalliques verticaux et quatre segments horizontaux positionnés entre les rangées et les colonnes de CLB et de l'IOB.

Des aiguilleurs appelés aussi **matrices de commutation** sont situés à chaque intersection. Leur rôle est de raccorder les segments entre eux selon diverses configurations, ils assurent ainsi la communication des signaux d'une voie sur l'autre. Ces interconnexions sont utilisées pour relier un CLB à n'importe quel autre. Pour éviter que les signaux traversant les grandes lignes ne soient affaiblis, nous trouvons généralement des buffers implantés en haut et à droite de chaque matrice de commutation.[38]

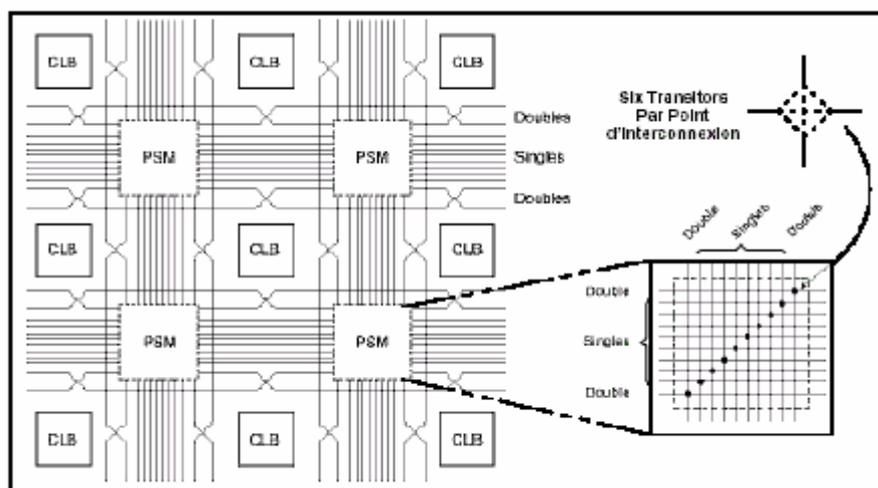


Figure 5.4: Connexions à usage général et détail d'une matrice de commutation

○ *Les interconnexions directes*

Ces interconnexions permettent l'établissement de liaisons entre les CLB et les IOB avec un maximum d'efficacité en terme de vitesse et d'occupation du circuit. De plus, il est possible de connecter directement certaines entrées d'un CLB aux sorties d'un autre.

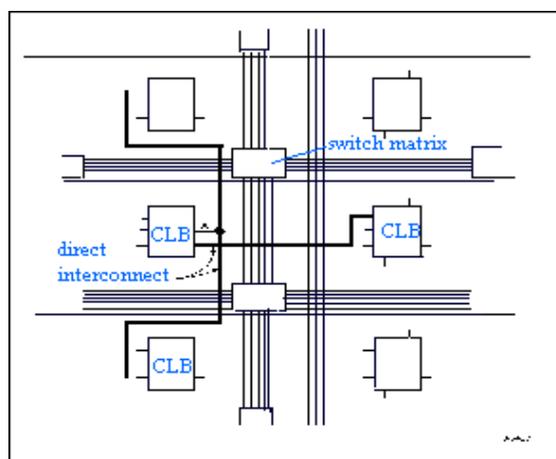


Figure 5.5 : Les interconnexions directes.

Pour chaque bloc logique configurable, la sortie X peut être connectée directement aux entrées C ou D du CLB situées au-dessus et les entrées A ou B du CLB situées au-dessous. Quant à la sortie Y, elle peut être connectée à l'entrée B du CLB placée immédiatement à sa droite. Pour chaque bloc logique adjacent à un bloc entrée/sortie, les connexions sont possibles avec les entrées I ou les sorties O suivant leur position sur le circuit [38].

- *Les longues lignes*

Les longues lignes sont de longs segments métallisés parcourant toute la longueur et la largeur du composant, elles permettent éventuellement de transmettre avec un minimum de retard les signaux entre les différents éléments dans le but d'assurer un synchronisme aussi parfait que possible. De plus, ces longues lignes permettent d'éviter la multiplicité des points d'interconnexion.

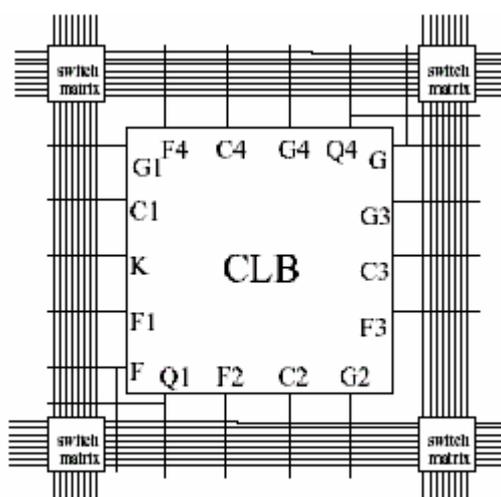


Figure 5.6 :Les longues lignes

- **Performances des interconnexions**

Les performances des interconnexions dépendent du type de connexions utilisées. Pour les interconnexions à usage général, les délais générés dépendent du nombre de segments et de la quantité d'aiguilleurs employés. Le délai de propagation de signaux utilisant les connexions directes est minimum pour une connectique de bloc à bloc. Quant aux segments utilisés pour les longues lignes, ils possèdent une faible résistance mais une capacité importante. De plus, si on utilise un aiguilleur, sa résistance s'ajoute à celle existante.[38]

On va se baser sur ces circuits pour essayer de remplacer ce qui nous manque dans la conception des modems PLC.

# Chapitre VI

**Modems PLC**

Après cet aperçu sur la technologie PLC, avec ses principales caractéristiques, telles que les différents types du réseau PLC, son architecture et sa topologie, ses avantages et ses inconvénients, ainsi que l'étude de son architecture en couche, nous nous allons intéresser à la façon dont elle est mise en fonction.

## 1. Modems PLC

Les différents terminaux utilisant cette technologie sont raccordés au réseau électrique à travers des équipements spéciaux de type **ETCD** (*équipements terminaux de circuit de données*) souvent appelés modems, Le rôle des modems est de recevoir les informations du terminal sous une certaine forme pour l'adapter au canal et vice versa.

Le mot modem est un mot composé de deux abréviations de ses deux fonctions principales, mo et dem, la première pour la modulation et la seconde pour démodulation. Un modem n'a pas toujours le rôle de faire ces deux fonctions, il peut être utilisé pour des raisons d'amplification ou de correction du signal, dans ce cas il est appelé un répéteur.

Le PLC utilise plusieurs types de modem [23] que ce soit en OUTDOOR ou en indoor, chaque fois qu'on doit changer la forme du signal, on doit placer un modem. Le premier type des modems à placer est l'adaptateur HT/MT (*Haut Tension /Moyenne Tension*), appelé aussi le poste source, qui se place au niveau du transformateur HT/MT. Les postes sources sont alimentés en haute tension (63 kV) par le réseau de transport électrique national. Ils fournissent une tension de 20 kV au réseau Moyenne Tension qui alimente à son tour les postes MT/BT (*Moyenne Tension/Basse Tension*), lesquels alimentent les clients en tension 220 V. Un poste MT/BT alimente en moyenne 200 foyers dans les zones d'habitation dense.

Au niveau du transformateur MT/BT, on trouve un modem MT, directement relié au modem BT, qui permet une connexion entre les différents postes grâce au réseau Moyenne Tension, le modem BT, qui diffuse le signal en aval vers les usagers, est commandé par un poste particulier, appelé « tête de grappe », qui assure la connexion d'un ensemble de postes, ou «grappe », à un réseau de communications électroniques de transport classique, ces trois éléments constituent ce qu'on appelle le *outdoor master* [23].

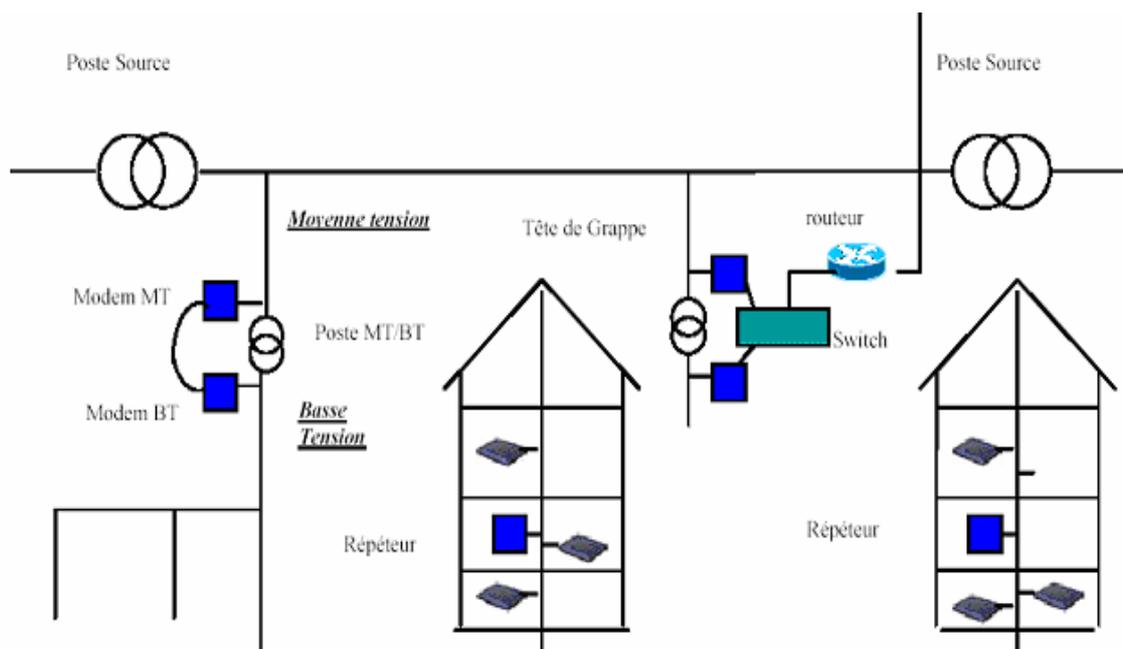


Figure 6.1 :L'installation des différents types de modem dans un réseau PLC.

Différents types de répéteurs sont placés sur les lignes et avant chaque modem afin d'amplifier et corriger le signal. Avant d'accéder au bâtiment, un répéteur est placé au niveau du compteur ce qui forme le *Outdoor Access Point*. La liaison outdoor/ indoor se fait à l'aide d'un circuit contrôleur IC (*Indoor Controller*) parfois appelé *Master*. Le master et le répéteur forme ensemble un *House Access Point*. [18]

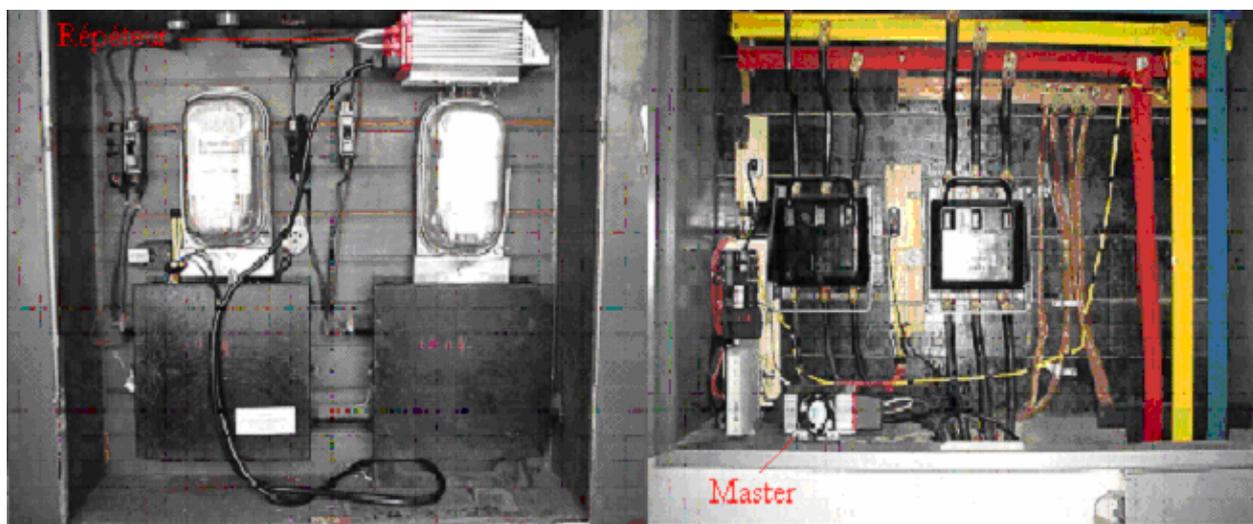


Figure 6.2 :House Access Point

La capacité en débit du modem BT est partagée entre tous les utilisateurs munis d'un modem terminal alimenté par ce poste, compte tenu des débits limités permis par la technologie (jusqu'à 65 Mb/s) et du nombre d'utilisateurs potentiels partageant ce débit.[18]

Jusqu'à maintenant, on a parlé des différents modems utilisés dans une architecture outdoor classique ; elle peut être hybride en modifiant ou en remplaçant une partie de cette

architecture .En général, les lignes haute tension sont remplacées des fibres optiques dans la plus part des cas.

Dans certain cas, et pour des applications précises (télévisions, intranet, radiodiffusion), tout le réseau outdoor est remplacé par une liaison radio. Le réseau PLC ne se compose donc que du House Access Point et du réseau PLC indoor.[23]

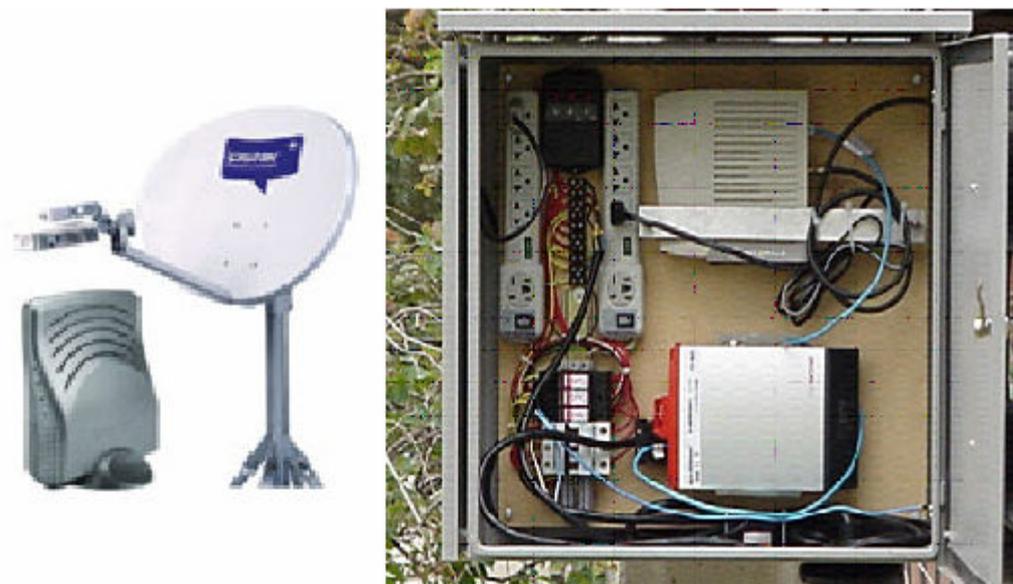


Figure 6.3 :House Access Point via une liaison radio

Une fois à l'intérieur de l'immeuble, une grande variété d'équipements PLC indoor est disponible. Selon le débit, la topologie du réseau et le connecteur utilisé (réseau PLC souche ou hybride : PLC - coaxial, PLC – Ethernet, PLC – WI Fi, PLC- USB... », et selon le domaine d'application « audio vidéo, réseau informatique, réseau de commande, téléphonie... ».



Figure 6.4 :Quelques types des modems PLC indoor

## 2. Modems PLC indoor

Les modems PLC indoor sont des modems intelligents *plug and play*. Un modem intelligent est un modem qui possède un processeur rapide capable d'effectuer les fonctions de modulation/démodulation, des mémoires vives pour établir des tampons en émission et réception et des mémoires non volatiles pour conserver les configurations. Ils sont en général externes, mais ils peuvent être intégrés dans certains cas, comme dans certains prototypes tels des

téléviseurs SONY et des ordinateurs portables de DELL. Ils sont munis des logiciels pilotes, qui représente la couche liaison et les autres couches supérieures. Ces pilotes peuvent parfois être intégrés dans le modem et exécutés par des microcontrôleurs intégrés.(16)

Les modems PLC sont présentés sur le marché suivant plusieurs solutions, mais les deux solutions dominantes pour le PLC indoor haut débit suivent soit la série des normes américaines de HomePlug Powerline Alliance (89% du marché) soit les normes espagnoles EasyPlyg de DS2 adoptées par Schneider Electric & Thomson Multimedia (10% du marché) (13). Ces normes sont nécessaires pour occuper le vide causé par l'absence d'une norme universelle et pour créer une compatibilité entre les différents produits PLC. Elles contiennent des instructions et des recommandations techniques déterminant les caractéristiques physiques, fonctionnelles et logicielles de la couche physique et de la couche liaison du modèle OSI.

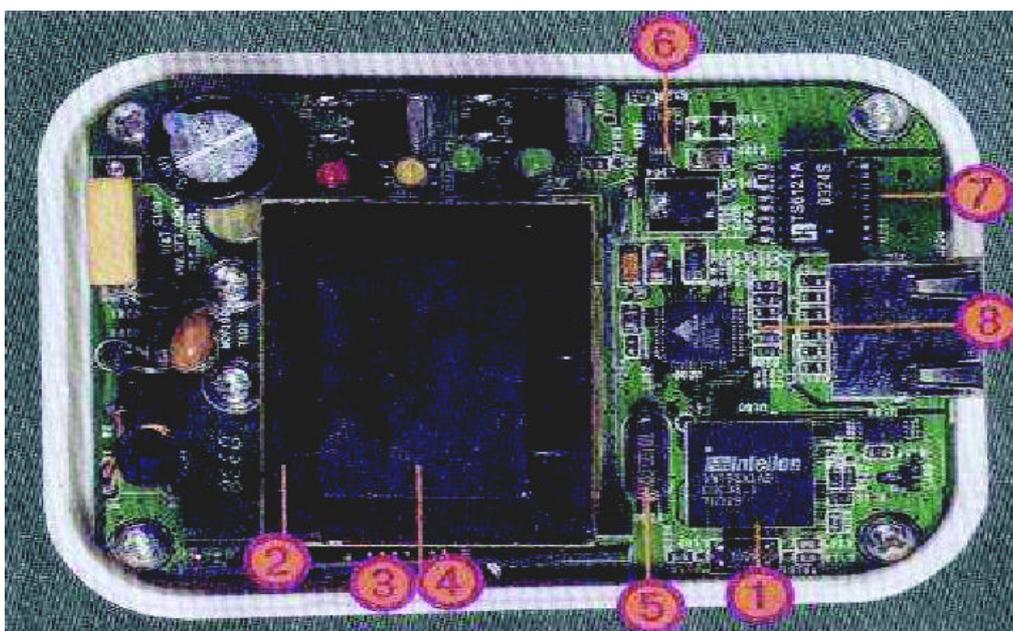


Figure 6.5 :Architecture détaillée d'un circuit PLC haut débit.

Un modem PLC est composé essentiellement par (15):

**1. le transcepteur qui** représente le circuit de base de modem ; il est responsable de toutes les opérations concernant la décision de la transmission, la réception, la modulation et la démodulation ;

**2. le convertisseur** dont le rôle est un convertisseur analogique/numérique, numérique/analogique ;

**3 et 4. Les interfaces injectrices et réceptrices** appelées aussi circuit de couplage, dont le rôle est d'injecter le signal lors de l'émission et le récupérer à la réception ;

5. le **fréquenceur** ou horloge, c'est un astable à base du quartz qui servant à rythmer la modulation haute fréquence ;

6. L'**EPROM**, utilisé pour mémoriser les paramètres du modem ;

7. L'**interface de raccordement** qui doit présenter un grand débit, et est en général une interface Ethernet (RG 45), USB ou sans fil ;

8. **Circuit d'alimentation**, le rôle est d'alimenter le modem.

Le principe de fonctionnement est éclairé par le schéma bloc suivant :

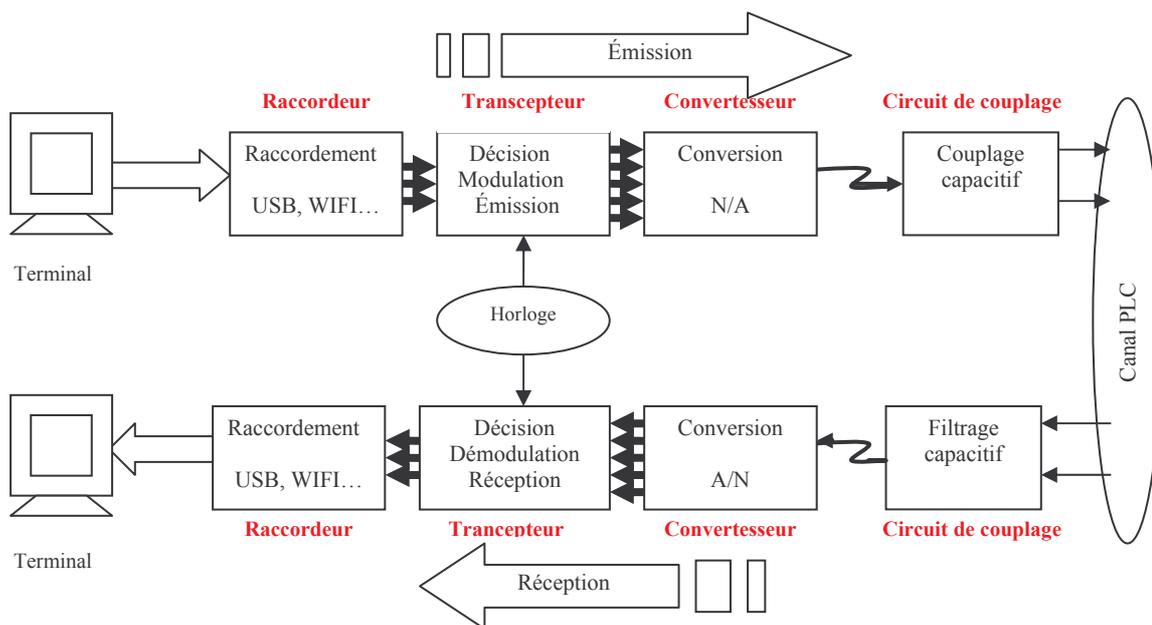


Figure 6.6 :Principe de fonctionnement des modem PLC indoor.

Du point de vue technique, un modem PLC est caractérisé par son circuit de couplage et son circuit trançporteur. Le principal rôle du circuit de couplage est d'additionner le courant porteur d'information au courant d'alimentation à l'émission ainsi que de le filtrer à la réception. Le type de circuit de couplage utilisé en PLC indoor est le coupleur capacitif (14). Son schéma électrique équivalent est le suivant :

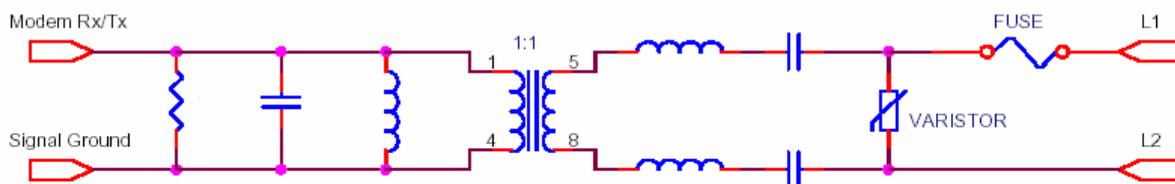


Figure 6.7 :Schéma électrique d'un circuit de couplage capacitif.

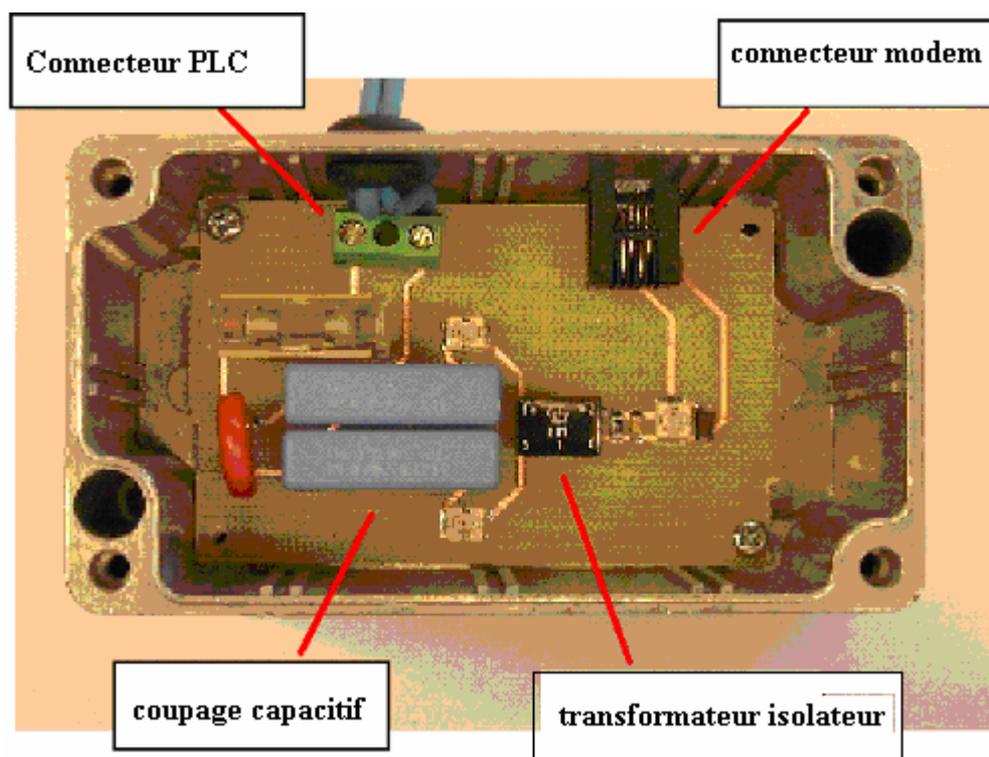


Figure 6.8 Circuit de couplage capacitif.

Le circuit transcepteur est le circuit le plus important dans le modem ; c'est pour cela qu'on le désigne souvent directement MODEM, il est responsable des opérations de modulation et de démodulation. Sa puissance définit le débit de la transmission. Les transposables modernes intègrent des mémoires, des convertisseurs et une unité arithmétique et logique.

L'entreprise américaine Intellon est le leader dans le domaine de fabrication des circuits transcepteurs (ou modems plus simplement). En suivant les normes HomePlug (15), elle a présenté une très grande gamme du produit depuis la fondation de l'alliance. Actuellement, elle couvre environ 63% des besoins du marché des modems PLC haut débit.

### 3 Normes HomePlug

Le HomePlug alliance propose aujourd'hui trois solutions PLC indoor haut débit, toutes représentées par des modems Intellon : le HomePlug 1.0 qui permet un débit théorique de 14Mb/s, représenté par le modem Intellon 5200, le HomePlug 1.0 PLUS qui permet un débit de 85Mb/s, représenté par le Intellon 5500, et enfin le HomePlug AV qui permet un débit théorique de 200Mb/s, représenté par le Intellon 6000.(15) (21)

Les solutions HomePlug, ou normes comme certains les appellent, sont basées sur les mêmes principes ; la différence entre elles existe au niveau des améliorations techniques permises par la technologie. Pour mieux comprendre, prenons l'exemple de la modulation numérique utilisée pour les trois normes : le HomePlug a adopté la modulation numérique multiporteuse OFDM, mais l'implémentation des blocs construisant le systèmes OFDM varie

d'une norme à une autre ; pour le HomePlug 1.0 l'encodeur utilisé est le 16QAM et le nombre des sous porteuses est égale à 78, quant au HomePlug 1.0 PLUS, il faut choisir un encodeurs d'une façon automatique, le 16QAM, 64QAM, ou 128QAM afin de minimiser les pertes de données. Le nombre de sous porteuses peut atteindre les 200 sous porteuses et ce qui concerne le HomePlug AV, on peut utiliser même des encodeurs de 1024QAM et le nombre de sous-porteuses peut atteindre les 917 sous porteuses (21)!!!

La norme HomePlug a basé son architecture en couches sur deux principes : la modulation multiporteuse OFDM pour la couche physique et les méthodes d'accès par l'algorithme CSMA/CA et le multiplexage TDMA concernant la couche MAC.

#### 4 Conception d'un modem réduit

Comme on l'a vu, la plupart des modems PLC disponibles sur le marché se basent sur la modulation OFDM qui représente le noyau de la couche physique (la partie matériel du modem) sur les méthodes d'accès CSMA/CA, TDMA pour la couche MAC, qui gère par la partie logiciel.

Dans notre travail, nous implémentons un modèle de base d'un modem PLC en point de vue modulation, on parle donc d'un système OFDM, sur une carte FPGA programmée avec le langage VHDL afin de comprendre le fonctionnement des différents blocs de ce système.

Le schéma suivant montre les différents blocs construisant notre modem :

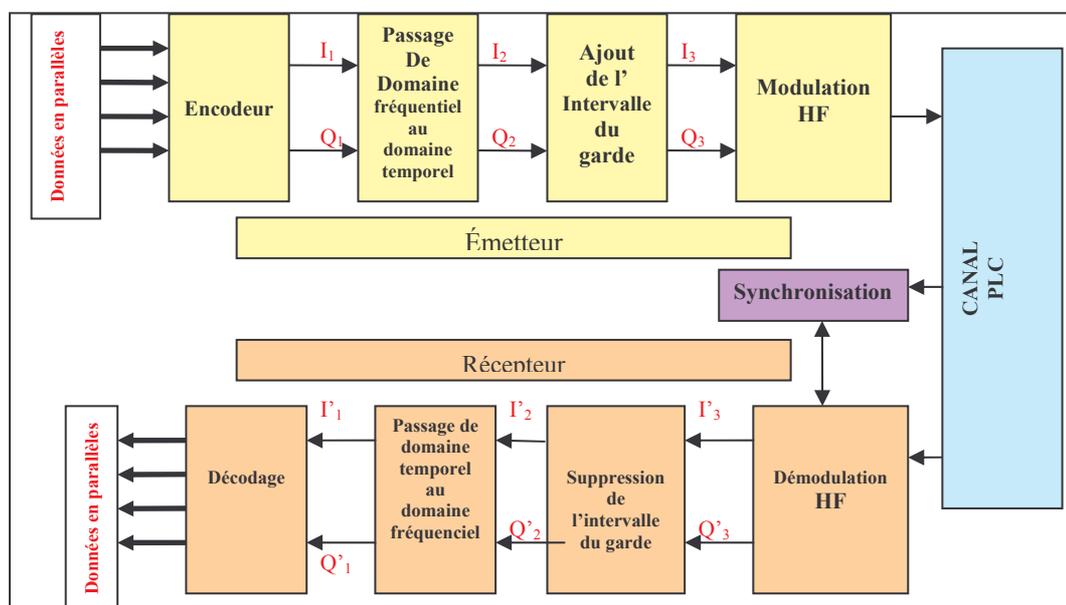


Figure 6.8 :Modèle réduit d'un modulateur PLC « système OFDM »

On va voir, bloc par bloc, de l'émission du signal jusqu'à sa réception, les transformations du signal à la sortie de chaque bloc :

• **L'encodeur**

L'encodeur, en PLC, est en général de type QAM. L'encodage dans ce cas est une façon de représenter les données entrantes, un mot binaire, sous forme d'un nombre complexe  $C_1=I_1+jQ_1$  suivant une constellation prédéfinie

Dans le cas d'un mot de 4 bits, l'encodeur utilisé est un 16QAM. Pour notre modem, on propose la constellation suivante

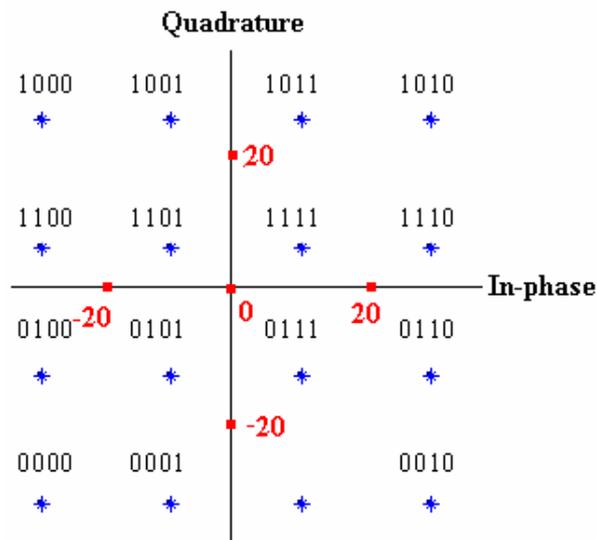


Figure 6.9 :Encodeur 16QAM

On remarque que la distribution des points sur la constellation est en code Gray, on remarque aussi que les deux bits MSB codent la composante imaginaire Quadratureur Q et que les deux bits LSB codent la composante réelle In-phase I. les valeurs de I et Q appartiennent à l'ensemble :{10, 30,-10,-30}. De même, pour la 64 QAM, on peut diviser le mot sur la constellation de manière que les 3 MSB indiquent la valeur de Q et les 3 LSB indiquent le I, et ainsi de suite.

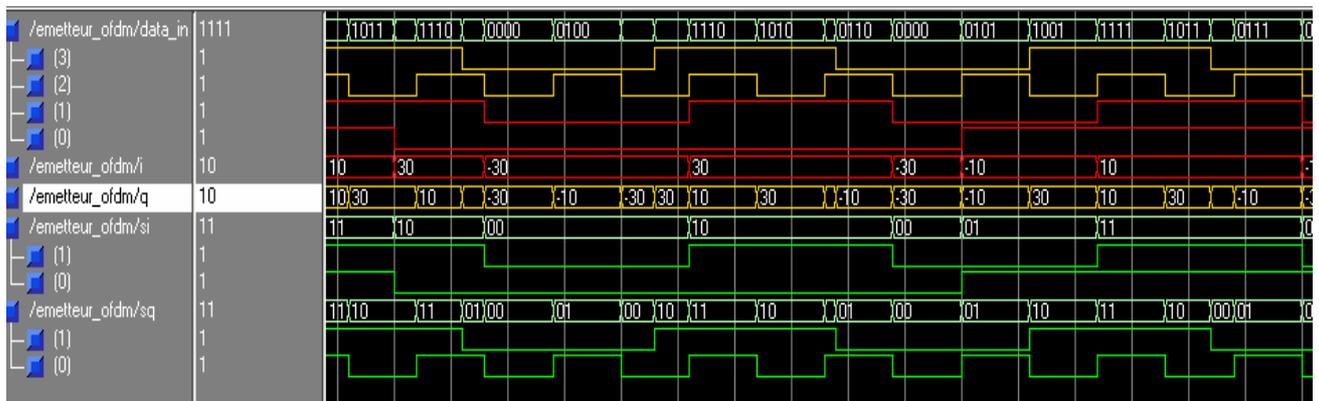


Figure 6.10 La variation de I et Q en fonction de l'entrée suivant la modulation 16QAM

La figure 6.10, obtenue lors de la simulation du bloc sur le ModelSim Xe II, présente la variation de I et Q en fonction de mot entrant « Data\_in » pour une modulation 16QAM

A la sortie de ce bloc on aura un nombre complexe  $C_{1k}=I_{1k}+jQ_{1k}$ . Son module représente le module de la sous-porteuse et sa phase, la phase de sous porteuse.

- **Le passage de domaine fréquentiel au domaine temporel**

Le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel se fait par la IFFT, en effectuant des valeurs nulles aux sous porteuses non utilisables, Les sous porteuses sont choisie pour des fréquences bien précises dont la repense impulsionnelle du canal est peu perturbée, et de telle sorte qu'on ne module pas deux sous porteuses adjacentes successivement.

On peut dire donc que le passage se fait en mode de base par la multiplication de  $C_k$  par un  $\exp(j2\pi f_k t)$  :

$$\begin{aligned} C_{1k} \exp(j2\pi f_k t) &= (I_1 + jQ_1)(\cos(j2\pi f_k t) + j \sin(j2\pi f_k t)) \\ &= (I_1 \cos(j2\pi f_k t) - Q_1 \sin(j2\pi f_k t)) + j(I_1 \sin(j2\pi f_k t) + Q_1 \cos(j2\pi f_k t)) \end{aligned}$$

d'où :

$$\begin{aligned} I_2 &= I_1 \cos(j2\pi f_k t) - Q_1 \sin(j2\pi f_k t) \\ Q_2 &= (I_1 \sin(j2\pi f_k t) + Q_1 \cos(j2\pi f_k t)) \end{aligned} \dots\dots\dots(VI.1)$$

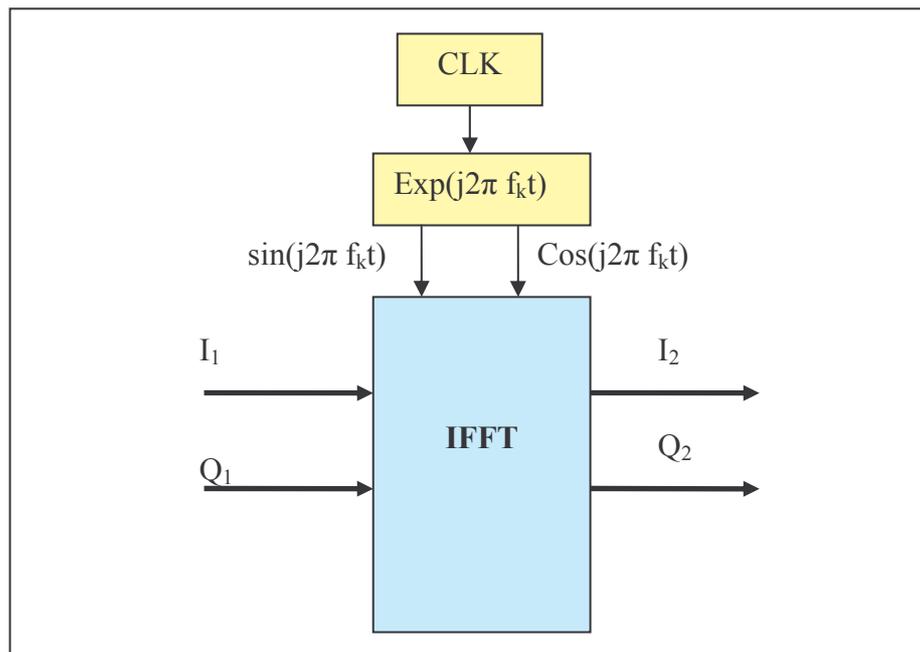


Figure 6.11 : Le passage de domaine fréquentiel au domaine temporel

Le schéma bloc, ci-dessus, représente les différents blocs construisant le bloc de passage de domaine fréquentiel au domaine temporel. Le sous bloc  $\text{Exp}(j2\pi f_k t)$ , qui a en entrée un signal d'horloge clock et en sortie le signal  $\cos(j2\pi f_k t)$  et le signal  $\sin(j2\pi f_k t)$ , est composé de deux EPROM ou tableaux qui contiennent les valeurs de sinus et de cosinus. Le signal  $\sin(j2\pi f_k t)$  et  $\cos(j2\pi f_k t)$  sont produits par la lecture de ces deux mémoires ; la fréquence  $f_k$  est égale à la fréquence de clock divisée par le nombre des valeurs stockées dans la mémoire par période.

Les formes des sinus et cosinus sortants du bloc  $\text{Exp}(j2\pi f_k t)$ , obtenues avec 256 échantillons, sont montrées sur la figure 6.12, en jaune et en rouge

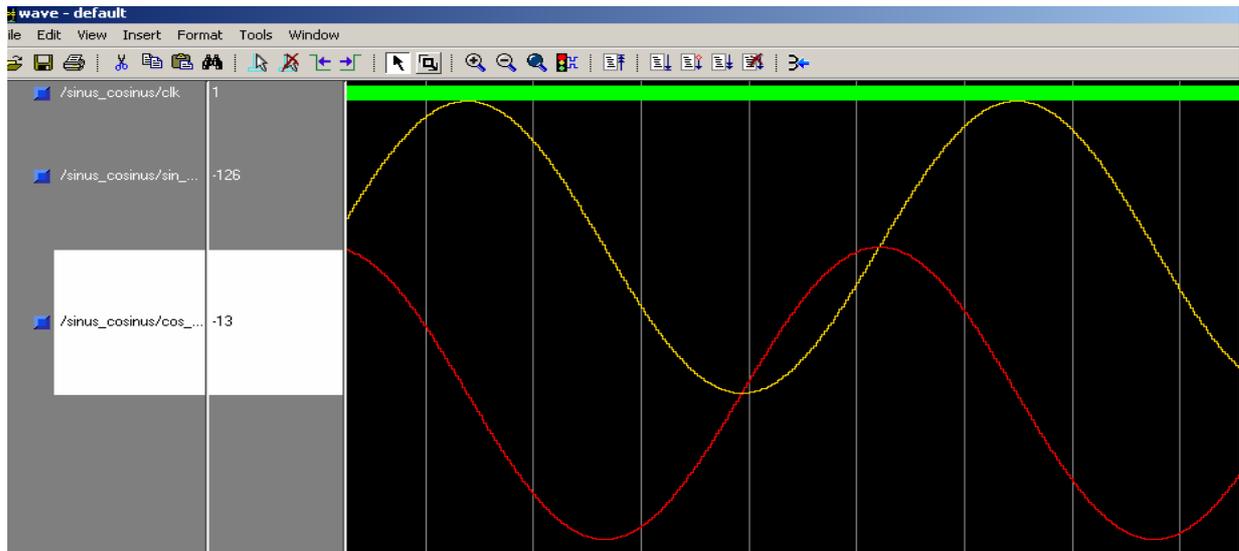


Figure 6.12 :Les signaux sinus et cosinus à la sortie de  $\text{Exp}(j2\pi f_k t)$

Signaux :[clock, sinus, cosinus].

Le clock donc change de fréquence à chaque fois qu’il faut changer la sous porteuse. Il est commandé par un compteur cyclique périodique synchronisé avec la fréquence des données entrant dans le système ; sa période est égale au nombre de sous porteuses plus la durée de l’intervalle du garde synchrone. Ce bloc fait donc un multiplexage temporel entre N fréquences d’horloge, N étant le nombre des sous porteuses.

Le bloc IFFT, dans notre cas, a le rôle de réaliser la relation entre les sorties ( $I_2$  et  $Q_2$ ) et les entrées ( $I_1$ ,  $Q_1$ ,  $\cos(j2\pi f_k t)$  et  $\sin(j2\pi f_k t)$ ) :

$$\begin{cases} I_2 = I_1 \cos(j2\pi f_k t) - Q_1 \sin(j2\pi f_k t) \\ Q_2 = (I_1 \sin(j2\pi f_k t) + Q_1 \cos(j2\pi f_k t)) \end{cases} \dots\dots\dots(\text{VI.2})$$

La figure 6.13 montre les sorties de ce bloc,  $I_2$  et  $Q_2$ , en fonction des entrée  $I_1$  et  $Q_1$

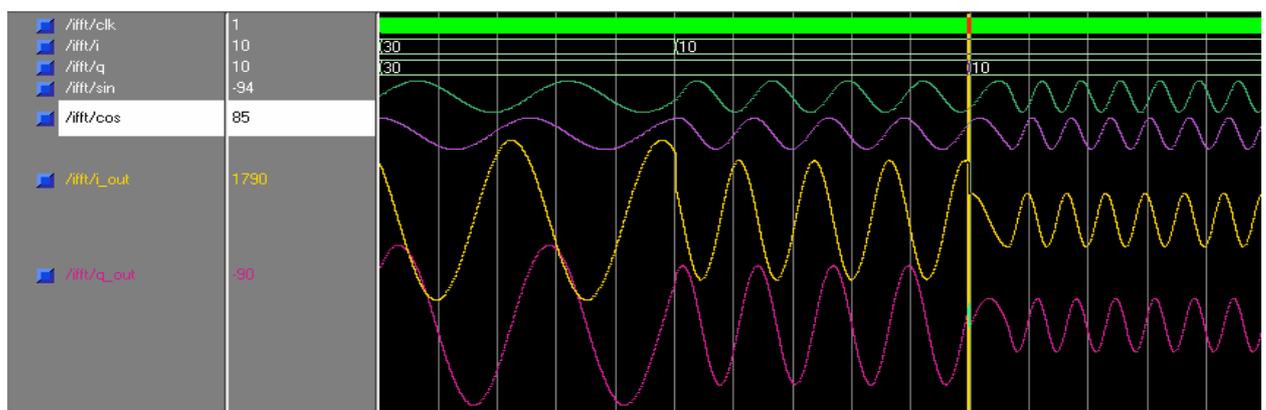


Figure 6.13 :Le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel «mode de base »

• **L'ajout de l'intervalle de garde**

L'intervalle du garde, ou le préfixe cyclique, a un double rôle. Son principal rôle est de minimiser l'effet mémoire du canal. Cette partie qui se place entre deux symboles OFDM successifs, doit contenir les ISI, elle doit être plus longue que la durée de la réponse impulsionnelle du canal, mais pas très longue car elle influe sur le débit ; la suppression de ce préfixe élimine les ISI. Son second rôle est le rapport qu'il porte pour la synchronisation.

L'ajout de l'intervalle de garde se fait par l'ajout au signal utile des redondances. Dans la plupart des cas, un morceau de la fin du symbole est placé à son début. Dans le cas de notre modem, on est d'ajouter des vecteurs nuls aux symboles, ce qui économise la puissance émise et simplifie la synchronisation.

L'ajout du préfixe cyclique diminue le débit de la transmission, mais il doit exister pour protéger le système des ISI. Sa longueur peut être prédéfinie ou déterminé lors de l'utilisation suivant l'état du canal. Dans ce modem on a supposé, en ignorance des normes, que l'intervalle de garde occupe 20% de la durée totale du symbole OFDM.

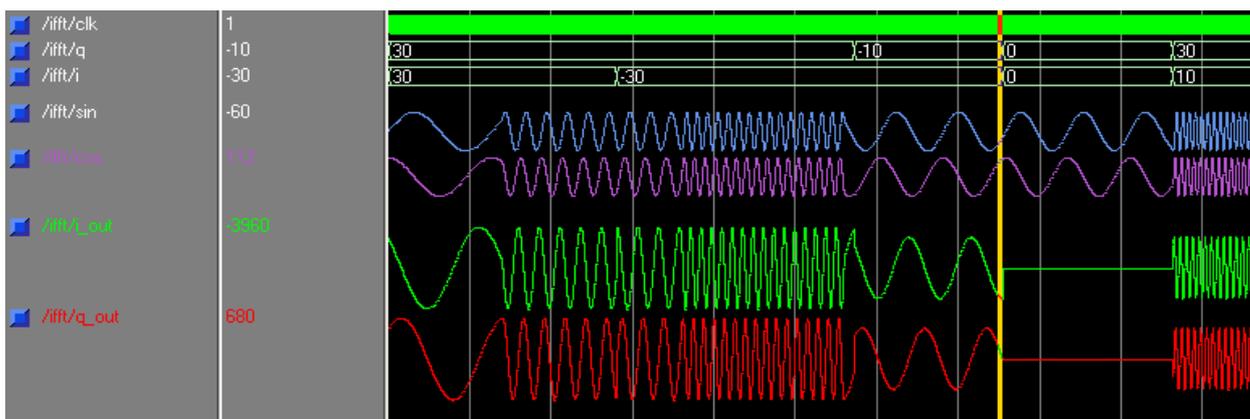


Figure 6.14 :L'insertion de l'intervalle du garde.

Le principe de l'algorithme qu'on a proposé pour ce bloc est montré sur le schéma suivant

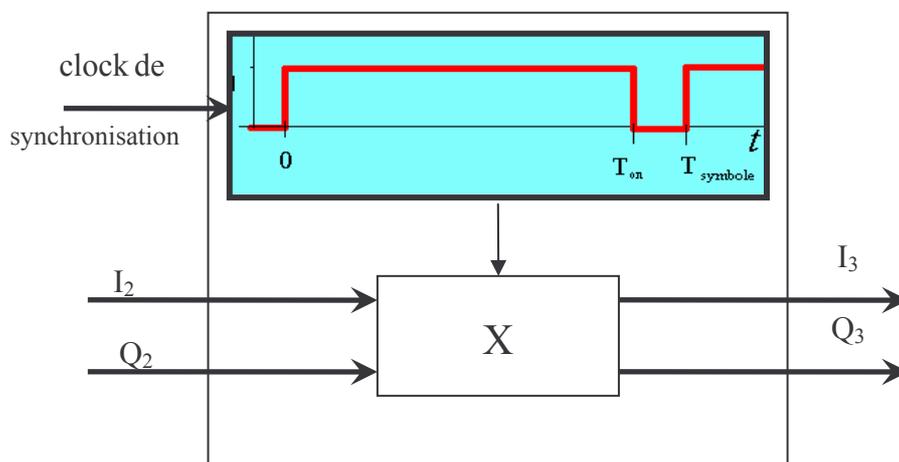


Figure 6.15 :L'ajout de l'intervalle du garde

Pour ajouter l'intervalle du garde, on a multiplié chaque un de  $I_2$  et le  $Q_2$  par un signal binaire synchronisé avec le symbole OFDM et de même période que lui. Son rapport cyclique

$$R = \frac{T_{on}}{T_{symbole}} = 1 - \frac{\text{durée de l'intervalle du garde par période}}{T_{symbole}}$$

, avec  $T_{on}$  est le durée dont la valeur du signal binaire est égale à 1 et  $T_{symbole}$  la période de symbole OFDM.

• **La modulation HF**

La modulation HF est le dernier bloc dans la chaîne de modulation OFDM. Elle transporte le spectre fréquentiel de mode de base vers la gamme de fréquence de l'émission. En multipliant le vecteur  $C_3=I_3+jQ_3$  par  $\exp(j2\pi f_c t)$ , on obtient une représentation complexe du signal à transmettre ; seule sa partie réelle  $s(t)$  sera émise :

$$s(t) = \text{Re}(C_3 \exp(j2\pi f_c t)) = (I_3 \cos(2\pi f_c t) - Q_3 \sin(2\pi f_c t)) \dots\dots\dots(VI.3)$$

A la sortie de ce bloc le signal sera amplifié par un coefficient qu'on a pris dans ce cas égale à 1.

En regroupant les différents blocs, on obtient un système OFDM avec uniquement les N bits de données (dans ce cas 4bits ou 16QAM) et les différentes fréquences utilisées pour obtenir le signal sous forme de symbole OFDM. Le programme complet de la modulation est dans l'annexe **PROGRAMME XODOX 001 émetteur\_OFDM**.

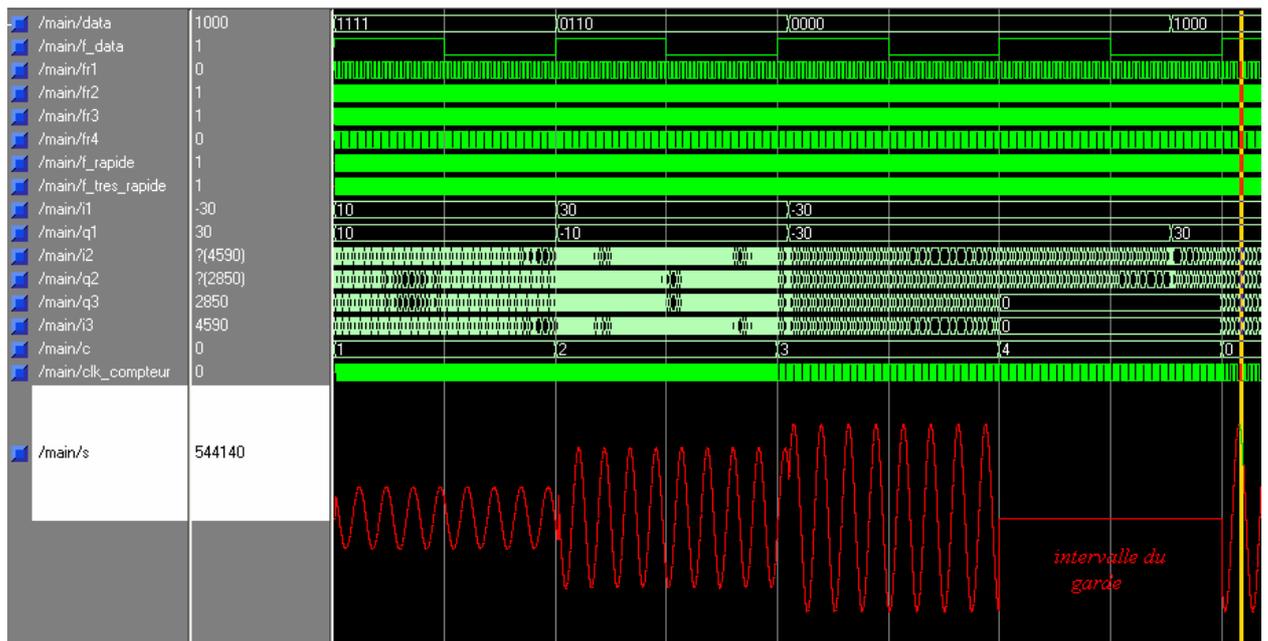


Figure 6.16 Symbole OFDM prêt pour l'envoi sur le canal.

- **L'égalisation**

Après injection dans le canal, le signal sera déformé. Le premier bloc qui doit passer par lui est l'égaliseur, qui sert à déterminer la fonction de transfert du canal, en utilisant des pilotes, afin de compenser les effets du canal « la distorsion ».

- **La synchronisation**

Plusieurs méthodes sont utilisées pour la synchronisation, parmi elle l'exploitation de l'intervalle de garde. L'intervalle de garde est situé entre deux symboles OFDM. La détection de la fin du symbole implique détection de début d'un nouveau symbole. Dans notre cas puisqu'on a envoyé dans l'intervalle de garde une puissance nulle, et puisque le temps de cet intervalle dure plus que l'effet mémoire du canal, donc il se fait de détecter à la fin de la série des 0 envoyée. Pour éliminer l'effet de bruit du canal, on a proposé de tester si on a trois valeurs successives supérieures à la moyenne du bruit. Si c'est le cas on commence la démodulation.

Dans notre cas on a pris la moyenne du bruit comme nulle. Le schéma suivant montre comment on a procédé pour construire ce bloc qui génère le clock de la démodulation.

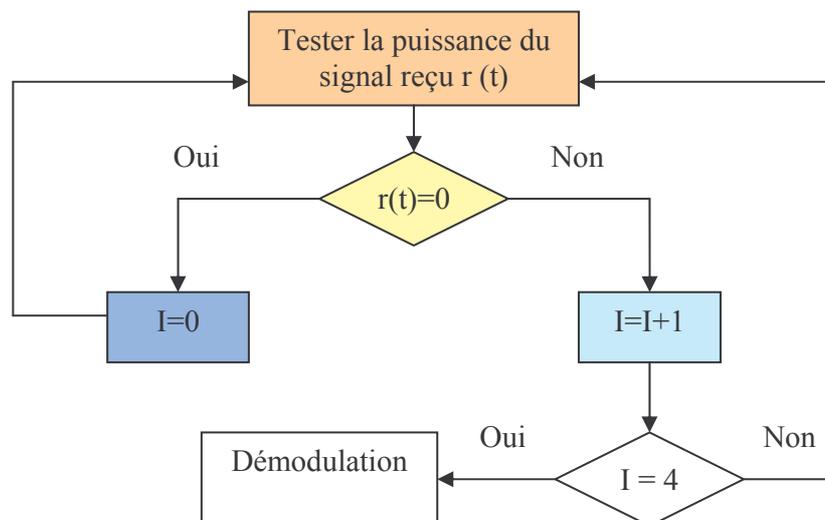


Figure 6.17 L'algorithme de synchronisation

- **La démodulation HF**

C'est le premier bloc dans la chaîne de réception, Le but de cette opération est le retour à la bande de base. A l'entrée de ce bloc, le signal est analogique. On doit l'écrire sous forme vectorielle, un nombre complexe. Pour cela on doit déterminer la phase  $\phi$  et l'amplitude  $A$  du signal reçu. Pour les déterminer on a proposé de chercher le maximum du signal reçu, qui doit représenter l'amplitude  $A$ , et qui représente aussi la phase  $\pi/2$ , d'où on peut déterminer la phase  $\phi$ . Une fois qu'on a  $A$  et  $\phi$ , on peut déterminer  $I$ 's et  $Q$ 's par la relation

$$\begin{cases} I'_3 = \cos(2\pi f t + \phi) \\ Q'_3 = \sin(2\pi f t + \phi) \end{cases} \dots\dots\dots(VI.4)$$

Une fois qu'on a la forme vectorielle, on doit retourner en bande de base en multipliant  $C_3 = I_3 + jQ_3$  par  $\exp(-j2\pi f_0 t)$ .

• **La suppression de l'intervalle de garde**

L'intervalle de garde ne contient aucune information utile, on ne doit pas donc interpréter son contenu, qui doit être un mélange entre le bruit, l'effet mémoire du canal et des 0 ; la suppression de cet intervalle se fait par le logiciel pilote, il ne doit pas prendre en considération son contenu, le rôle de ce bloc est d'indiqué au logiciel ce qu'il doit prendre en considération ou ne doit pas par un signal de commande c.

Ce bloc est donc composé de trois signaux de sorties, deux  $I'_2 = I'_3$  et  $Q'_2 = Q'_3$ . et le signal c commandé par le signal 's' de bloc synchronisation, 's' est le signal qui indique dans quelle partie de symbole on est .

Le schéma suivant montre les entrées et les sorties de ce block.

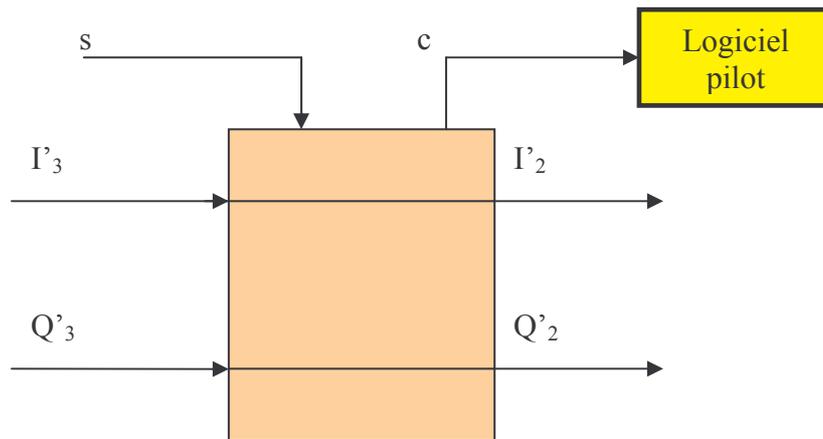


Figure 6.18 :Schéma bloc du bloc de la suppression de l'intervalle du garde.

• **Le passage de domaine temporel au domaine fréquentiel**

Le passage du domaine temporel au domaine fréquentiel, représente la projection de  $C'_2 = I'_2 + jQ'_2$  sur les sous porteuses  $\exp(j2\pi f_k t)$  . Du sachant que le filtre adapté de  $\exp(j2\pi f_k t)$  est  $\exp(-j2\pi f_k t)$  , donc on peut faire le passage du domaine temporel au domaine fréquentiel en utilisant le bloc 2 en remplaçant  $\exp(j2\pi f_k t)$  par  $\exp(-j2\pi f_k t)$  et en faisant la moyenne sur chaque sous porteuse. On aura donc :

$$\begin{cases} I'_{k1} = \frac{1}{N} \sum (I'_{k2} \cos(2\pi f_k t) + Q'_2 \sin(2\pi f_k t)) \\ Q'_{k1} = \frac{1}{N} \sum (-I'_{k2} \sin(2\pi f_k t) + Q'_2 \cos(2\pi f_k t)) \end{cases} \dots\dots\dots(VI.5)$$

Pour un canal parfait, on aura

$$I'_{k2} = I_{k2} \text{ et } Q'_{k2} = Q_{k2}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} I'_{k1} = \frac{1}{N} \sum (I_{k2} \cos(2\pi f_k t) + Q_{k2} \sin(2\pi f_k t)) \\ Q'_{k1} = \frac{1}{N} \sum (-I_{k2} \sin(2\pi f_k t) + Q_{k2} \cos(2\pi f_k t)) \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} I'_{k1} = \frac{1}{N} \sum ((I_1 \cos(j2\pi f_k t) - Q_1 \sin(j2\pi f_k t)) \cos(2\pi f_k t) + (I_1 \sin(j2\pi f_k t) + Q_1 \cos(j2\pi f_k t)) \sin(2\pi f_k t)) \\ Q'_{k1} = \frac{1}{N} \sum (-(I_1 \cos(j2\pi f_k t) - Q_1 \sin(j2\pi f_k t)) \sin(2\pi f_k t) + (I_1 \sin(j2\pi f_k t) + Q_1 \cos(j2\pi f_k t)) \cos(2\pi f_k t)) \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} I'_{k1} = \frac{1}{N} \sum I_{k1} (\sin^2(j2\pi f_k t) + \cos^2(j2\pi f_k t)) \\ Q'_{k1} = \frac{1}{N} \sum Q_{k1} (\sin^2(j2\pi f_k t) + \cos^2(j2\pi f_k t)) \end{cases}$$

D'où

$$\Rightarrow \begin{cases} I'_{k1} = I_{k1} \\ Q'_{k1} = Q_{k1} \end{cases} \dots\dots\dots(VI.6)$$

Comme le VHDL ne connaît pas la division, on a compensé le système dans le bloc suivant. Au lieu de comparer le point reçu par rapport aux niveaux de la constellation choisie pour l'émission, on va le comparer avec ces niveaux multipliés par N.

Pour faire un petit test, on relié l'émetteur qu'on a déjà réalisé avec les deux derniers blocs.

On vérifie que vraiment  $I'_{k1}=I_{k1}$ ,  $I'_{k2}=I_{k2}$ ,  $Q'_{k1}=Q_{k1}$  et  $Q'_{k2}=Q_{k2}$ , comme le montre la zone encadrée de l'expérience sur la Figure 6.19.

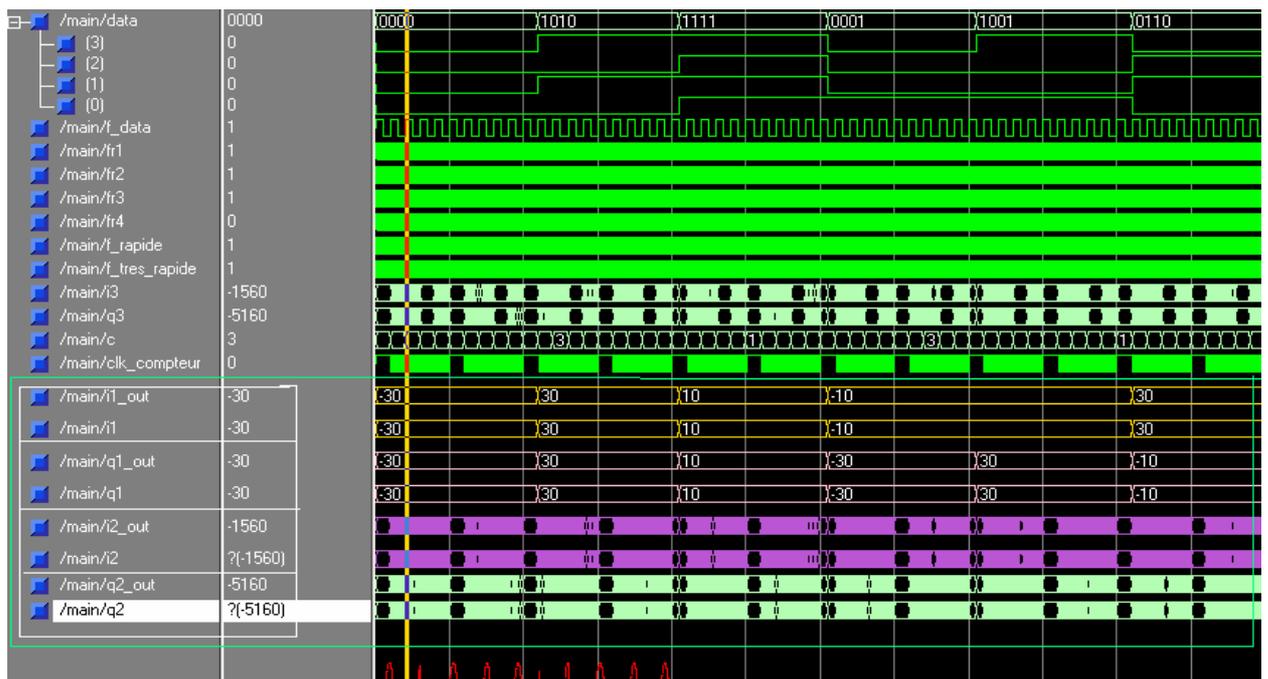


Figure 6.19 :Les résultats obtenus lors l'assemblage de l'émetteur et récepteur, montre qu'on récupéré les données

• **Le décodage**

Le décodage est l'opération finale dans la démodulation OFDM. Après cette opération le message retrouve sa forme initiale « en bits ». Elle se base sur la division de la constellation en cellules, chaque cellule est affectée un point qui représente un nombre binaire appelé centroïde. L'origine de chaque point de la cellule est plus probablement son centroïde, ce bloc a donc le rôle de décider quel est l'origine du message envoyé.

Voici la constellation normalisée qu'on a utilisée (dans le graphe suivant on va pas prendre en considération le facteur N qui sert à compenser la division.)

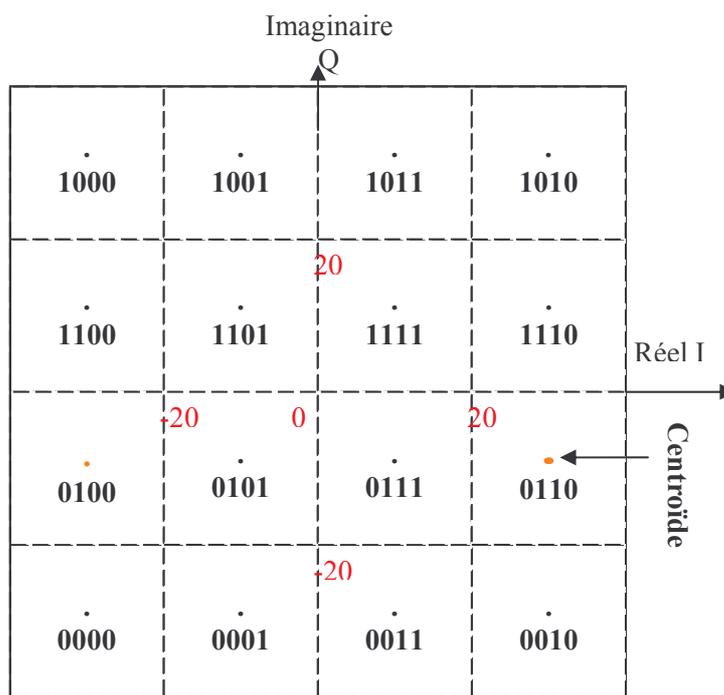


Figure 6.20 :Constellation 16-QAM

L'importance de ce bloc ne va pas être claire si on néglige l'effet du canal sur l'information, C'est pour cela qu'on le teste seul, La figure suivante est obtenue lors de l'implémentation du bloc en VHDL. On remarque que pour I et Q différent des centroïde, malgré cela, on pourra estimer la forme originale du message.

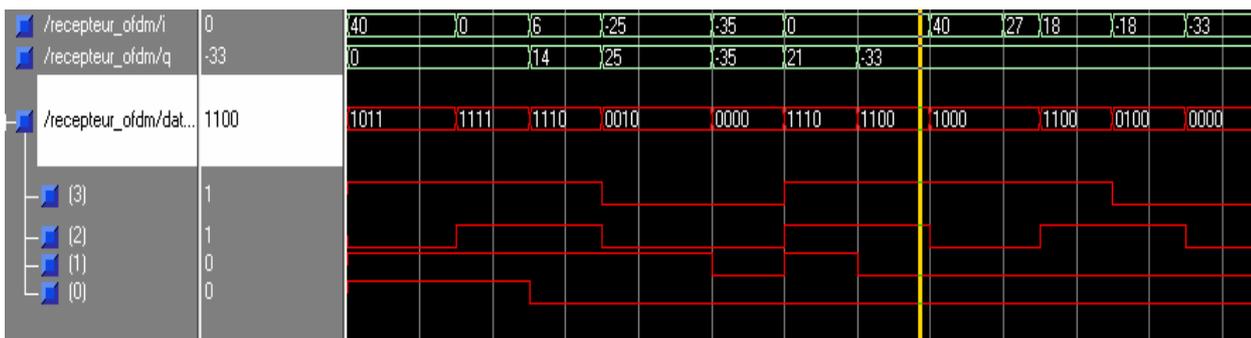


Figure 6.21 :Décodage 16QAM signaux :[ i, q, mot de sortie en 4 bits].

Le traçage du circuit émetteur à 64 sous porteuses sur la carte FPGA Virtex2P xc2vp2 à travers le XILINX FPGA Editor donne en vert la surface occupée par les différents blocs et montre que le composant n'occupe pas la totalité de la carte, ce qui nous permet d'intégrer plus de blocs, blocs de codage du canal par exemple, ou d'augmenter le nombre de sous porteuses. même surface pratiquement était occupée par le circuit récepteur..

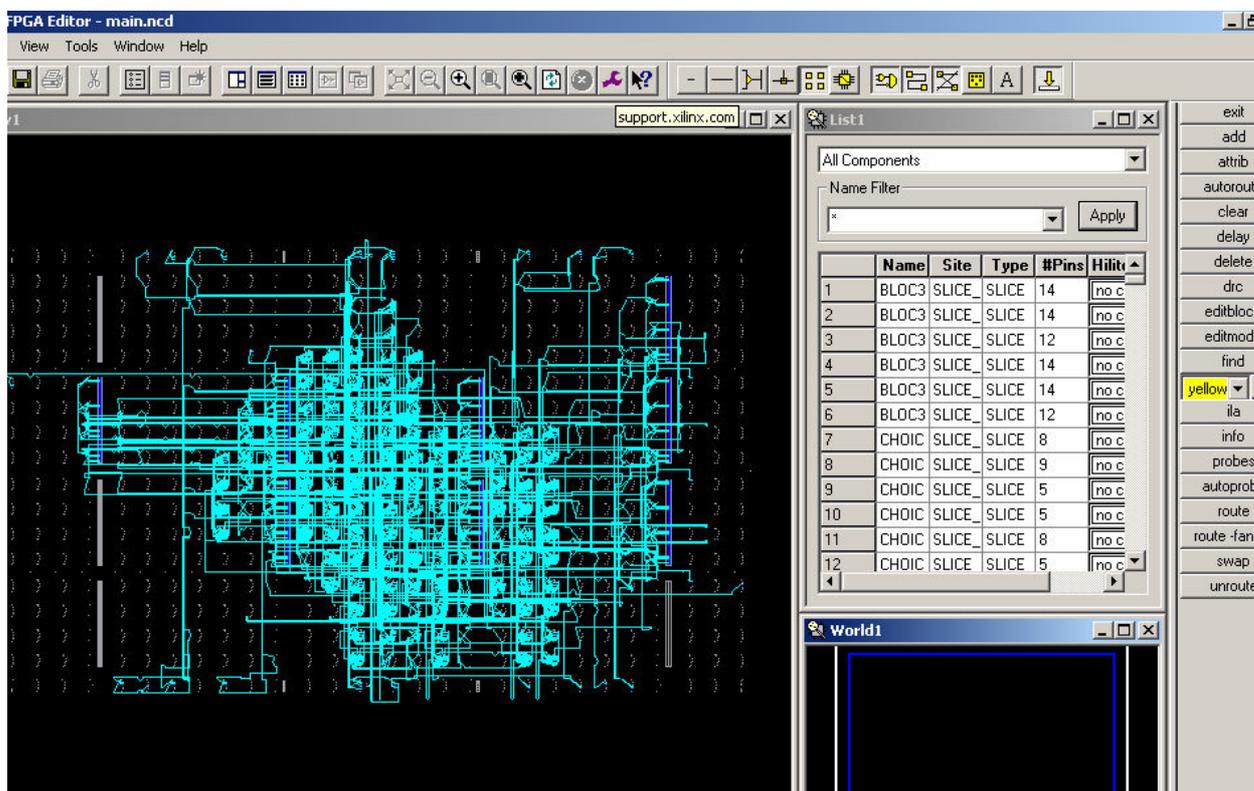


Figure 6.22 Émetteur 16 sous porteuses

En essayant d'implémenter un modem duplex sur la même carte, sa capacité ne nous a pas permis d'introduire tous les blocs de la réception. On a difficilement pu introduire un modem duplex 16 QAM avec 22 sous porteuses sans des blocs qui occupent un grand espace de la carte, comme le bloc de synchronisation et le bloc d'égalisation.

# Conclusion Générale

## CONCLUSION GENERALE

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 avec un débit qui peut dépasser les 200Mbits/s en bidirectionnel.

A l'heure actuelle, cette technologie demeure encore du domaine de la recherche et de développement. Malgré la disponibilité de quelques produits utilisés en *indoor* cette technique n'a pas trouvé sa véritable valeur sur le marché des communications numériques.

La majorité des problèmes de la PLC sont dus à l'absence d'un statut juridique et une norme universelle, qui devra apparaître au plus tard au début de l'année prochaine. Au point de vue technologique, le PLC est testé et commercialisé soit en *indoor* soit en *outdoor*, les résultats de ces tests sont jugés positifs.

Tout au long de notre travail, nous avons essayé de présenter cette technologie d'une façon simple, en essayant de comprendre les différents problèmes et leurs solutions techniques adaptées.

La majorité des modems proposés sur le marché *indoor* suivent les solutions HomePlug, en l'absence d'autres normes. Nous avons essayé, malgré l'absence des données et des conditions, d'implémenter un modèle général basé sur la modulation OFDM sur une carte FPGA.

Nous avons constaté qu'il était possible d'implémenter soit un émetteur soit un récepteur dans notre carte mais pas les deux à la fois.

Les FPGA disponibles ont un signal clock de 100Mhz, ce qui ne permet pas de travailler sur la bande de fréquence 1-30Mhz mais dans une bande de fréquence inférieure.

Ainsi ce travail pourra être la base d'applications et d'exploitation dans la communication via le réseau électrique.

# Bibliographie

## *Références bibliographiques :*

- [1] **Y. ABE, M. KUWAHARA, K. TOKUMARU, K. YADA**, « Development of High Speed Power Line Communication Modem », SEI TECHNICAL REVIEW, NUMBER 58, JUNE 2004, page 33.
- [2] **K. AL AGHA, G. PUJOLLE, G. VIVIER**, «Réseaux de mobiles & réseaux sans fil », Eyrolles, 2003
- [3] **O. BILAL, E. LIU, Y. GAO, O. KORHONEN**, « design of broadband coupling circuits for powerline communication », Helsinki University of Technology, Communications Laboratory, 2002.
- [4] **M. BOISSEAU, M. DEMANGE, J-M. MUNIER**, « les réseaux haut débit », Eyrolles, 2002.
- [5] **P. CARLSSON, F. YGGE, H. OTTOSSON**, «Communication Tests of Electronic Power Markets through Power Line Communication », Uppsala University, September 2002.
- [6] **F. CHARBIT, L. MICHEL, F. SUZANNE**, «courant porteur en ligne », A.S.R,29 novembre 2004.
- [7] **P. COURMONTAGNE**, «Traitement du signal, ingénierie du signal : théorie et application », Ellipse, Paris, 2005.
- [8] **M. DEBBAH**, «Précodeurs Linéaires pour les Transmissions OFDM sans fil », École Normale Supérieure de Cachan, 15 octobre 2002.
- [9] **F. J. DERFLER, Jr & Les Freed**, «Les réseaux comment ça marche », CompusPress, Paris, 2001.
- [10] **D. DROMARD, F. OUZZANI, D. SERET**, «Réseaux informatiques», cours et exercices.
- [11] **P. DUVAUT**, «Traitement du signal : concepts et application », Hermès, Paris, 1991.
- [12] **M. EMMANUEL, B. GUILLAUME, S. CÉDRIC**, «Etude du Wifi et du CPL », EFPG, Janvier 2004.
- [13] **P.-G. FONTOLLIET**, «Systèmes de télécommunications : Bases de transmission », Presses polytechniques romandes, Paris, 1983.

- [14] **C. GIOVANELI, P FARRELL, B. HONARY**, «Application of Space-Time Block Codes For Power Line Communication Channels », Department of Communication Systems, Lancaster University, Bailrigg, Lancaster, 2002.
- [15] **Y. HACCOUN, M BAUDET, F PODEVIN**, «CPL Courants Porteurs en Ligne », Université de Marne la Vallée, 10 janvier 2006.
- [16] **N. HAKEM**, «Etude d'une méthode d'accès au médium radio pour réseaux sans fil de l'habitat », UNIVERSITE BLAISE PASCAL- CLERMONT II, 6 juillet 2004.
- [17] **M. HELIER**, «Techniques micro-ondes : Structures de guidage, dispositifs passifs et tubes micro-ondes », Ellipses, Paris, 2001.
- [18] **H. HRASCNICA, A. HAIDINE, R. LEHNERT**, «broadband powerline communications network design », wiley, 2005.
- [19] **P. KRÄHENBÜHL**, «Appréciation du pouvoir perturbateur des installations PLC à Fribourg », OFCOM, Juin 2003.
- [20] **M. KUHN, D. BENYOUCEF, A. WITTNEBEN**, «Linear block codes for frequency selective PLC channels with colored noise and multiple narrowband interference », University of Saarland, Institute of Digital Communications, 2004.
- [21] **Y. LIN, A. LATCHMAN , M. LEE**, «A Power Line Communication Network Infrastructure for The Smart Home », Electrical and Computer Engineering Department, University of Florida, 2004.
- [22] **C. MACCHI, J.-F. GUILBERT et 13 Co-auteur**, «Téléinformatique, BorDas & CENT-ENST », Paris, 1987.
- [23] **J.-L. MONTAGNIER**. « **pratique des réseaux d'entreprise** », Eyrolles, 2002.
- [24] **A. NKETSA**, « circuit logique programmables : mémoire, PLD, CPLD et FPGA», ellipses, paris, 1998.
- [25] **J. PALET**, «Addressing the Digital Divide with IPv6-enabled Broadband Power Line Communications », ISOC, 5 Mai 2003.
- [26] **B. PEAN**, «Support de cours, réseaux EISTI », EISTI, Cergy, 2001.
- [27] **D. M. POZAR**, «Microwave and RF wireless systems », John Wiley & Sons, New York, 2001.
- [28] **J. G. PROAKIS, M. SALEHI**, «Communication systems engineering », Printice Hall, New Jersey
- [29] **G. PUJOLLE**, «Les réseaux », Eyrolles,

- [30] **G. PUJOLLE, D. SERET, D. DROMARD, E. HORLAIT**, «Réseaux et télématique » T1 2<sup>ième</sup> éd, Eyrolles, Paris, 1987.
- [31] **G. PUJOLLE, D. SERET, D. DROMARD, E. HORLAIT**, «Réseaux et télématique» T2, Eyrolles, Paris, 1985.
- [32] **T. SARTENAER**, «Multiuser communications over frequency selective wired channels and applications to the powerline access network », laboratoire de télécommunications et télédétection, Université catholique de Louvain, September 2004.
- [33] **C. SERVIN**, «Réseaux et télécoms, cours et exercices corrigés », Dunod,
- [34] **A. SPATARU**, «Fondements de la transmission de l'information », Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1987.
- [35] **P. SOBIESKI, L. VANDENDORPE**, «Signaux de communications », Université catholique de Louvain Laboratoire de Télécommunications et de Télédétection, 2002
- [36] **A. TANENBAUM** et groupe d'auteurs, «Réseaux : Architectures, protocoles, applications »,
- [37] **C. VALERIO**, «Power Modulation », TEAHA, 2005.
- [38] **J. WEBER, M. MEAUDRE**, «circuits numériques et synthèses logique. Un outil VHDL», MASSON, paris, 1995.

- (1) [WWW.telkonet.com](http://WWW.telkonet.com)
- (2) [WWW.reseau.erasme.org](http://WWW.reseau.erasme.org)
- (3) [WWW.powerline-plc.com](http://WWW.powerline-plc.com)
- (4) [www.generation-nt.com](http://www.generation-nt.com)
- (5) [www.arianecontrols.com](http://www.arianecontrols.com)
- (6) [www.cpl-france.org](http://www.cpl-france.org)
- (7) [www.ieee.org](http://www.ieee.org)
- (8) [www.afjv.com](http://www.afjv.com)
- (9) [www.Powerline publishing.com](http://www.Powerline publishing.com)
- (10) [www.von-info.ch/technique/plc\\_03.htm](http://www.von-info.ch/technique/plc_03.htm)
- (11) [www.plc.radioamateur.ch](http://www.plc.radioamateur.ch)
- (12) [www.wikipedia.org/ Courants\\_porteurs\\_en\\_ligne](http://www.wikipedia.org/ Courants_porteurs_en_ligne).

- (13) [www.frameip.com](http://www.frameip.com)
- (14) [www.ucl.ac.be](http://www.ucl.ac.be)
- (15) [www.intellon.com](http://www.intellon.com)
- (16) [www.powerline-communication.org](http://www.powerline-communication.org)
- (17) [www.automation-studio.com](http://www.automation-studio.com)
- (18) [www.lecomparatif.com](http://www.lecomparatif.com)
- (19) [www.allo.ch](http://www.allo.ch)
- (20) [ascom.org](http://ascom.org)
- (21) [Homeplug.org](http://Homeplug.org)

#### Bibliographie

*Chapitre 1* : [2], [4],[9],[10],[22],[23],[29],[36] .

*Chapitre 2* : [1],[3],[7],[12],[15],[18],[25],[32].

*Chapitre 3* : [5],[7],[13],[14],[17],[18],[19],[20],[27],[34] .

*Chapitre 4* : [2],[5],[8],[10],[12],[13],[16],[18],[20] .

*Chapitre 5* : [24],[38].

*Chapitre 6* : [3],[4],[8],[18],[21],[23].

# ANNEXE

Cette annexe contient les principaux programmes utilisés pour notre travail :

## PROGRAMME PRINCIPAL DE L'ÉMETTEUR

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;
entity MAIN is
    PORT(data:in std_logic_vector (3 downto 0 );
          f_data:in std_logic;
          fr1,Fr2,fr3,fr4,f_rapide,f_tres_rapide: in std_logic;
          s:out integer );
end MAIN;

architecture Behavioral of MAIN is
signal I1,Q1,i2,q2: integer range -31 to 31;
signal q3,i3: integer;
signal c: integer range 0 to 4;
signal clk_compteur:std_logic;

-----
component emetteur_ofdm
Port ( data_in : in std_logic_vector(3 downto 0);
      I:out integer range -31 to 31 ;--la partie imaginaire
      q:out integer range -31 to 31) ;
end component ;

component ifft
port (CLK : in std_logic;--le clock CLK est égale au débit des données
      I_out,Q_out: out integer;
      i,q:in integer range -31 to 31);
end component;

component compteur_multiplixeur
port( f_data: in std_logic; C: out INTEGER RANGE 0 TO 4 );
end component;

component compteur2
port ( F_rapide:in std_logic;
      s:in integer range 0 to 4;
      f1,F2,F3,F4:in std_logic;
      f:out std_logic);
end component;

component garde
port (i,q: in integer;
      s: in integer range 0 to 4;
      f_rapide:in std_logic;
      i_out,q_out: out integer);
```

```

end component;
component modulation is
  port (i,q:in integer; s:out integer;
        clk: in std_logic);
end component;

```

```

-----
begin
  modulation_HF: modulation
    port map (i=> i3,q=>q3,clk=> f_tres_rapide,s=>s);

  bloc1: emetteur_ofdm
    port map(i=> i1,
            q=> q1,
            data_in=> data);
  bloc2:      ifft
  port map (i=>i1,q=>q1,i_out=>i2,q_out=>q2,
            clk=>clk_compteur);

  bloc2_t1:compteur_multiplixeur
    port map (f_data=>f_data,c=>c);
  bloc2_t2: compteur2
    port map (f_rapide=> f_rapide,s=>c,f1=>fr1,f2=>fr2,f3=>fr3,f4=>fr4,f=>clk_compteur);
  BLOC3: garde
    port map (f_rapide=> f_rapide,i=>i2,q=>q2,s=>c,i_out=>i3,q_out=>q3);

```

```

-----
end Behavioral;

```

## L ENCODEUR

```

library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;
-- ce bloc est le premier bloc dans l'emetteur OFDM
-- il reçoit des données paralleles qui seront transcodé
--en un vecteur IQ, dans notre cas on fait le transcodage
--16 QAM codée en Gray
entity emetteur_ofdm is
  Port ( data_in : in std_logic_vector(3 downto 0);
        I:out integer range -31 to 31 ;--la partie imaginaire
        q:out integer range -31 to 31) ;--la partie réel
end emetteur_ofdm;

```

```

__*****

```

```

--                                     Le bloc de transcodage                *
--*****
architecture transcodage_16_QAM of emetteur_ofdm is
--signal I:integer ;--la partie réelle
--signal q:integer ;--la partie imaginaire
signal SI:std_logic_vector(1 downto 0);--les deux bits qui signifient la partie reelle dans le
trnscoeder
signal Sq:std_logic_vector(1 downto 0);--les deux bits qui signifient la partie imaginaire dans
le trnscoeder
begin
  SI <= data_in(1 downto 0); -- la partie réelle est représentée par les deux bits les plus forts
  Sq <= data_in(3 downto 2); -- la partie imaginaire est représentée par les deux bits les plus
faibles
  --      la composante imaginaire          --
    process(si)
begin
  case si is
    when "00" => i <=-30;
    when "01" => i <=-10;
    when "11" => i <=10;
    when "10" => i <=30;
    when others => i <= 30;
  end case;
end process;
  --      la composante réelle              --
    process(sq)
begin
  case sq is
    when "00" => q <=-30;
    when "01" => q <=-10;
    when "11" => q <=10;
    when "10" => q <= 30;
  when others => q <=30;
  end case;
end process;
end transcodage_16_QAM;

```

### L'intervalle du garde

```

entity garde is
  port (i,q: in integer;
        s: in integer range 0 to 4;
        f_rapide:in std_logic;
        i_out,q_out: out integer);
end garde;

architecture Behavioral of garde is

```

```

begin
process (f_rapide)
begin
  if f_rapide'event and f_rapide='1' THEN
    if s=4 then
      i_out<=0;
      q_out<=0;
    else
      i_out<=i;
      q_out<=q;
    end if;
  end if;
end process ;

```

### passage de domaine vers le domaine temporel

```

library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

```

```

entity compteur_multiplixeur is
  port(
    f_data: in std_logic;
    C: out INTEGER RANGE 0 TO 4 );
end compteur_multiplixeur;

```

```

architecture Behavioral of compteur_multiplixeur is
  SIGNAL D:INTEGER RANGE 0 TO 4:=0;
  BEGIN
  C<=d;
  process( f_data)
  begin
  if (f_data'event and f_data='1') then
    case D is
      when 4=> D<=0;

      when 3=> D<=4;

      when 2=> D<=3;

      when 1=> D<=2;

      when 0=> D<=1;
    end case;
  end if ;
  end process;

```

```

end Behavioral;
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

```

```

entity ifft is
port (CLK : in std_logic;--le clock CLK est égale au débit des données
      I_out,Q_out: out integer;
      i,q:in integer range -31 to 31);

```

```

end ifft;

```

```

-----
architecture Behavioral of ifft is

```

```

signal sin, cos: integer range -127 to 127;

```

```

type tableau is array (0 to 255) of integer;

```

```

constant sinus : tableau :=

```

```

(0,3,6,9,12,16,19,22,25,28,31,34,37,40,43,46,49,52,54,57,60,63,66,68,71,73,76,78,81,83,86,8
8,90,92,94,96,98,100,102,104,106,108,109,111,112,114,115,116,118,119,120,121,122,123,12
3,124,125,125,126,126,126,127,127,127,127,127,127,127,127,126,126,125,125,124,124,123,122,
121,120,119,118,117,116,114,113,112,110,108,107,105,103,101,99,97,95,93,91,89,87,84,82,
80,77,75,72,69,67,64,61,59,56,53,50,47,44,41,39,36,32,29,26,23,20,17,14,11,8,5,2,-2,-5,-8,-
11,-14,-17,-20,-23,-26,-29,-32,-36,-39,-41,-44,-47,-50,-53,-56,-59,-61,-64,-67,-69,-72,-75,-
77,-80,-82,-84,-87,-89,-91,-93,-95,-97,-99,-101,-103,-105,-107,-108,-110,-112,-113,-114,-
116,-117,-118,-119,-120,-121,-122,-123,-124,-124,-125,-125,-126,-126,-127,-127,-127,-127,-
127,-127,-127,-126,-126,-126,-125,-125,-124,-123,-123,-122,-121,-120,-119,-118,-116,-115,-
114,-112,-111,-109,-108,-106,-104,-102,-100,-98,-96,-94,-92,-90,-88,-86,-83,-81,-78,-76,-73,-
71,-68,-66,-63,-60,-57,-54,-52,-49,-46,-43,-40,-37,-34,-31,-28,-25,-22,-19,-16,-12,-9,-6,-3,0);

```

```

constant cosinus: tableau:=

```

```

(127,127,127,127,126,126,126,125,125,124,123,122,121,121,120,118,117,116,115,113,112,1
10,109,107,105,104,102,100,98,96,94,92,90,87,85,83,80,78,75,73,70,68,65,62,59,57,54,51,48
,45,42,39,36,33,30,27,24,21,18,15,12,9,5,2,-1,-4,-7,-10,-13,-16,-19,-23,-26,-29,-32,-35,-38,-
41,-44,-47,-50,-52,-55,-58,-61,-63,-66,-69,-71,-74,-77,-79,-81,-84,-86,-88,-91,-93,-95,-97,-
99,-101,-103,-105,-106,-108,-110,-111,-113,-114,-115,-117,-118,-119,-120,-121,-122,-123,-
124,-124,-125,-125,-126,-126,-127,-127,-127,-127,-127,-127,-127,-127,-126,-126,-125,-125,-
124,-124,-123,-122,-121,-120,-119,-118,-117,-115,-114,-113,-111,-110,-108,-106,-105,-103,-
101,-99,-97,-95,-93,-91,-88,-86,-84,-81,-79,-77,-74,-71,-69,-66,-64,-61,-58,-55,-52,-50,-47,-
44,-41,-38,-35,-32,-29,-26,-23,-19,-16,-13,-10,-7,-4,-
1,2,5,9,12,15,18,21,24,27,30,33,36,39,42,45,48,51,54,57,59,62,65,68,70,73,75,78,80,83,85,87
,90,92,94,96,98,100,102,104,105,107,109,110,112,113,115,116,117,118,120,121,121,122,123
,124,125,125,126,126,126,127,127,127,127);

```

```

begin

```

```

process (CLK)

```

```

variable li : integer :=0;

```

```

begin

```

```

if (clk='1' and clk'event) then

```

```

sin <= sinus(Ii);
cos <= cosinus(Ii);
Ii:=Ii+1;
if (Ii=255) then
  Ii:=0;
end if;
end if;
end process;
i_out <= (i*cos)-(q*sin);
q_out <= (i*sin)+(q*cos);
end Behavioral;

```

## le modulateur

```

library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

```

```

entity modulation is
  port (i,q:in integer; s:out integer;
        clk: in std_logic);
end modulation;

```

architecture Behavioral of modulation is

```

signal sin, cos: integer range -127 to 127;
type tableau is array (0 to 255) of integer;
constant sinus : tableau :=
(0,3,6,9,12,16,19,22,25,28,31,34,37,40,43,46,49,52,54,57,60,63,66,68,71,73,76,78,81,83,86,8
8,90,92,94,96,98,100,102,104,106,108,109,111,112,114,115,116,118,119,120,121,122,123,12
3,124,125,125,126,126,126,127,127,127,127,127,127,127,126,126,125,125,124,124,123,122,
121,120,119,118,117,116,114,113,112,110,108,107,105,103,101,99,97,95,93,91,89,87,84,82,
80,77,75,72,69,67,64,61,59,56,53,50,47,44,41,39,36,32,29,26,23,20,17,14,11,8,5,2,-2,-5,-8,-
11,-14,-17,-20,-23,-26,-29,-32,-36,-39,-41,-44,-47,-50,-53,-56,-59,-61,-64,-67,-69,-72,-75,-
77,-80,-82,-84,-87,-89,-91,-93,-95,-97,-99,-101,-103,-105,-107,-108,-110,-112,-113,-114,-
116,-117,-118,-119,-120,-121,-122,-123,-124,-124,-125,-125,-126,-126,-127,-127,-127,-127,-
127,-127,-127,-126,-126,-126,-125,-125,-124,-123,-123,-122,-121,-120,-119,-118,-116,-115,-
114,-112,-111,-109,-108,-106,-104,-102,-100,-98,-96,-94,-92,-90,-88,-86,-83,-81,-78,-76,-73,-
71,-68,-66,-63,-60,-57,-54,-52,-49,-46,-43,-40,-37,-34,-31,-28,-25,-22,-19,-16,-12,-9,-6,-3,0);
constant cosinus: tableau:=
(127,127,127,127,126,126,126,125,125,124,123,122,121,121,120,118,117,116,115,113,112,1
10,109,107,105,104,102,100,98,96,94,92,90,87,85,83,80,78,75,73,70,68,65,62,59,57,54,51,48
,45,42,39,36,33,30,27,24,21,18,15,12,9,5,2,-1,-4,-7,-10,-13,-16,-19,-23,-26,-29,-32,-35,-38,-
41,-44,-47,-50,-52,-55,-58,-61,-63,-66,-69,-71,-74,-77,-79,-81,-84,-86,-88,-91,-93,-95,-97,-
99,-101,-103,-105,-106,-108,-110,-111,-113,-114,-115,-117,-118,-119,-120,-121,-122,-123,-
124,-124,-125,-125,-126,-126,-127,-127,-127,-127,-127,-127,-127,-127,-127,-126,-126,-125,-125,-

```

124,-124,-123,-122,-121,-120,-119,-118,-117,-115,-114,-113,-111,-110,-108,-106,-105,-103,-  
101,-99,-97,-95,-93,-91,-88,-86,-84,-81,-79,-77,-74,-71,-69,-66,-64,-61,-58,-55,-52,-50,-47,-  
44,-41,-38,-35,-32,-29,-26,-23,-19,-16,-13,-10,-7,-4,-  
1,2,5,9,12,15,18,21,24,27,30,33,36,39,42,45,48,51,54,57,59,62,65,68,70,73,75,78,80,83,85,87  
,90,92,94,96,98,100,102,104,105,107,109,110,112,113,115,116,117,118,120,121,121,122,123  
,124,125,125,126,126,126,127,127,127,127);

```
begin
process (CLK)
variable li : integer :=0;
begin
if (clk='1' and clk'event) then
sin <= sinus(li);
cos <= cosinus(li);
li:=li+1;
if (li=255) then
li:=0;
end if;
end if;
end process;
s <= (i*cos)-(q*sin);

end Behavioral;
```