

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Ecole Nationale Polytechnique.
Département du Génie électrique
Spécialité : Automatique



Projet de fin d'études

En vue de l'obtention du
Diplôme d'ingénieur d'état en Automatique
Thème

Amélioration de la qualité de service
(QoS) d'un réseau (PLC).

Présenté par :

LARABA MOHAMED

Dirigé par :

Mr.O.STIHI

Promotion Septembre 2006

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
10, AVENUE HASSANE BADI BP 128 EL HARRACH –ALGER
TEL.021 52 14 98 –FAX021 52 29 73

Je dédie ce travail

A la mémoire de ma grand-mère et longue vie à papa Said et mes grand-parents.

A mes chers parents, pour leur sacrifices, et leur affection.

A mes sœurs Bouchra et Nora et mon frère Hocine, à qui je souhaite plein de réussite dans leurs études.

Particulièrement, à mon promoteur O.Stihi, dont le suivi m'a permis de présenter ce travail.

A monsieur Nafaa Fares qui ma beaucoup aidé à faire ce travail

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

Abréviation

AC	:	Alternating Current
ADSL	:	Asynchronous Digital Subscriber Line
AM	:	Amplitude Modulation
ASK	:	Amplitude Shift Keying
AU	:	Access Unit
AWGN	:	Additive White Gaussien Noise
BER	:	Bit Error Rate
BS	:	Base Station
CDMA	:	Coded Division Multiplexing Amplitude
CEM	:	Contrôle Electromagnétique
CP	:	Cyclic Prefix
CSMA	:	Carrier Sense Multiple Access
CSMA-CD	:	Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection
CSMA/CDCR	:	Carrier Sense Multiple Access / Collision Détection and Collision Résolution
DFT	:	Discrete Fourier Transform
DSP	:	Densité Spectral de puissance
FCS	:	Frame Check Sequence
FDM	:	Frequency Division Multiplexing
FFT	:	Fast Fourier Transform
HF	:	Haute Fréquence
ICI	:	Inter Channel Interference
IDFT	:	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	:	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	:	Inter Symbol Interference
ISO	:	International Standards Organisation
LAN	:	Local Area Network
LNS	:	LonWorks Network Service

Abréviation

LON	:	Local Operating Network
Mb/s	:	Mega bits par seconde
MAC	:	Media Access Control
MV	:	Maximum de Vraisemblance
OFDM	:	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PLC	:	Power Line Communication
PSK	:	Phase Shift Keying
QAM	:	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	:	Quality of service
QPSK	:	Quadrature Phase Shift Keying
RF	:	Radio Frequency
SNR	:	Signal to Noise Ratio
SSM	:	Spread Spectrum Modulation
TDM	:	Time Division Multiplexing
TDMA	:	Time Division Multiplexing Amplitude
TF	:	Transformée de Fourier
WLAN	:	Wireless Local Area Network

Sommaire

Introduction générale

1. L'état de l'Art	1
2.Introduction.....	2
3. structure du mémoire.....	3

Chapitre I : Caractéristique du Réseau Electrique

I.1. La ligne électrique et la communication.....	4
I.2.topologie du réseau.....	4
I .2 .1. Effets physique de la propagation du signale.....	5
I. 2. 1 .1. Propagation Multi Trajets du Signale.....	5
I. 2. 1.2. L'Atténuation Causée par les Pertes des Câbles et l'Impédance de la Ligne.....	8
I .2 . 2.Circuit Equivalent de la Ligne Electrique.....	10
I .3.le modèle de la fonction de transfert.....	11
I. 3.1.Le Modèle Généralisé	11
I .3. 2 .Le Modèle Simplifié.....	12
I. 4. Les Types de Canaux	13
I .5.L'analyse des bruits a bande étroite dans les réseaux électriques.....	14
I. 5.1. Les Bruits de Fonds Colorés.....	15
I. 5.2. Les Bruits à Bande Etroite	15
I. 5.3. Les Bruits Impulsifs Périodiques, Asynchrones à la Fréquence du Réseau.....	15
I. 5.4. Les Bruits Impulsifs Périodiques, Synchrones à la Fréquence du Réseau.....	15
I. 5.5. Les Bruits Impulsifs Asynchrones.....	15
I .6. Le modèle général de communication PLC.....	17
I .7.L'effet électromagnétique	17
CONCLUSION	19

Chapitre II : les techniques de modulations

II.1.Introduction	20
II.1.1.Modulation ASK.....	21
II.1.2 Modulation FSK	22
II.1.3.Modulation PSK	23
II.1.4.Modulation QAM	23
II.2.La Modulation à Spectre Etendu « Spread Spectrum Modulation » (SSM).....	24
II.3. Les Avantages des Système Multi Porteuses	25
II. 4. ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING (OFDM).....	25
II.4.1 Introduction	25
II.4.2.Définition.....	26
II.4.3.Principe.....	27
II.4.4. Ecriture Mathématique.....	27
II.4.5.Propriété du Signale OFDM.....	29
II.4.6.Détection du Signale OFDM.....	30
II.4.7. L'OFDM Via les Canaux Atténuants Multi Trajets	31
II.4.8. Solution du Problème des Interférences	31
II.4.9.La Représentation Discrète et l'implémentation du Signale OFDM	32
II.5.les performances des modulations.....	35
II.6. Le Choix de la Technique de Modulation pour les Systèmes PLC	36
II.7. CONCLUSION	37

Chapitre III : les Protocoles d'Accès

III.1. Introduction	38
III. 2. Définition	38
III. 3. Le Protocole d'Accès.....	38
III. 3. 1. Carrier Sense Multiple Access (CSMA).....	38
II. 3. 2. CSMA persistant	38
III. 3. 3. CSMA non persistant.....	38

III. 3. 4. CSMA p- persistant.....	39
III. 3. 5. Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA-CD)	39
III. Lonworks.....	40
III. 5. 1. Le protocole Aloha.....	40
III.5.2 Aloha discrétisé.....	42
III. 6.1. Investigation sur les Protocoles d'Accès pour les Systèmes PLC.....	43
III.6. 2. Les protocoles de réservation pour les systèmes PLC.....	44
Conclusion	45

Chapitre IV : La Commande Dynamique d'un Réseau PLC

Introduction	46
IV.1 La Topologie Logique du Réseau	46
IV.2. LA CAPACITE DE LA LIGNE ELECTRIQUE.....	47
IV.2.1. La Capacité Spectrale.....	47
IV.3 Schéma de Transmission OFDM pour les Systèmes PLC	47
IV.4. Allocation des Bits	51
IV.4.1. Allocation Adaptative	52
IV.5. Les Pilotes et l'Estimation du Canal.....	54
IV.6. L'adaptation de la qualité de service (QoS).....	57
IV.7. Modélisation du Système de Communication.....	58
IV.7.1. Modélisation et Analyse.....	58
IV.7.2. Le problème posé.....	60
IV.7.3. Application de la Commande par Mode de Glissement sur la Gestion du Trafic du Réseau	60
IV.8.Simulation	62
IV.9.Interprétation	68
Conclusion Générale.....	69

Liste des figures

<i>Figure I.1 : Topologie d'un réseau électrique.....</i>	<i>4</i>
<i>Figure I. 2 : Propagation multi trajets du signale.....</i>	<i>6</i>
<i>Figure I.3 : Propagation du signale via le ligne de transmission.....</i>	<i>10</i>
<i>Figure I. 4 : Circuit équivalent de la ligne électrique en HF.....</i>	<i>10</i>
<i>Figure I.5.a : Canal Bon.....</i>	<i>13</i>
<i>Figure I. 5.b: Canal moyen.....</i>	<i>13</i>
<i>Figure I. 5.c : canal au dessous de la moyenne.....</i>	<i>14</i>
<i>Figure I. 6 : Les bruits additifs dans l'environnement power line</i>	<i>16</i>
<i>Figure I. 7.a : Analyse spectrale d'un bruit de fond.....</i>	<i>16</i>
<i>Figure I.7.b : La Densité spectrale de puissance d'un bruit impulsif.....</i>	<i>16</i>
<i>Figure I. 8 : Schéma générale de la Communication PLC.....</i>	<i>17</i>
<i>Figure I. 9 : L'allocation de bandes en HF.....</i>	<i>17</i>
<i>Figure .II.1 : modulation d'Amplitude.....</i>	<i>22</i>
<i>Figure .II. 2 : modulation en fréquence.....</i>	<i>23</i>
<i>Figure II.3 : modulation en phase.....</i>	<i>23</i>
<i>Figure II.4 : Modulation QAM.....</i>	<i>24</i>
<i>Figure II.5 La Modulation à Spectre Etendu « Spread Spectrum Modulation » (SSM).....</i>	<i>25</i>
<i>Figure I.6 Division de la bande utile du canal.....</i>	<i>26</i>
<i>Figure II.7 : Principe de l'OFDM.....</i>	<i>26</i>
<i>Figure II. 8 : Le préfixe cyclique.....</i>	<i>27</i>
<i>Figure II. 9 : Transformée de Fourier du signale OFDM.....</i>	<i>29</i>
<i>Figure II.10 : La densité spectacle du signale OFDM.....</i>	<i>30</i>
<i>Figure II. 11 : Le Corrélateur démodulateur d'un signale OFDM.....</i>	<i>30</i>
<i>Figure II. 12 : Interférence entre les trames OFDM.....</i>	<i>32</i>
<i>Figure II. 13 : Schéma général du principe d'un système OFDM.....</i>	<i>33</i>
<i>Figure III.1. La trame utilisée par CEBUS.....</i>	<i>39</i>
<i>Figure III.2. la base de temps' Aloha'.....</i>	<i>41</i>
<i>Figure III.3. Rendement du protocole Aloha.....</i>	<i>41</i>
<i>Figure III.4 Rendement comparé d'Aloha.....</i>	<i>43</i>
<i>Figure III.5. Principe du protocole ALOHA et Polling.....</i>	<i>45</i>
<i>Figure IV. 1. Structure logique d'un réseau PLC.....</i>	<i>46</i>
<i>Figure IV.2. Schéma global d'un système OFDM appliqué à la PLC.....</i>	<i>49</i>
<i>Figure IV.3. Synchronisation de la Trame.....</i>	<i>50</i>
<i>Figure IV.4. Probabilité d'erreur en symbole.....</i>	<i>53</i>
<i>Figure IV.5 . Schéma global de communication pour un système PLC avec bloc d'estimation.....</i>	<i>55</i>
<i>Figure IV.6. Les différents types déplacement de pilotes. Chaque colonne dans la grille temps fréquence est une trame OFDM. Chaque carré noir correspond à un symbole pilote connu.....</i>	<i>56</i>
<i>Figure IV.7. Approche Hiérarchique de la commande.....</i>	<i>58</i>
<i>Figure IV.8. L'architecture globale de la commande dans une station.....</i>	<i>58</i>

Figure IV.9.x. Les performances de la commande pour une SNR=100 avec une longueur de paquet de 1500 bytes

<i>Figure IV.9.1. La capacité du canal pour SNR=100.....</i>	<i>62.</i>
<i>Figure IV.9.2. la réponse fréquentielle du canal utilisée.....</i>	<i>62</i>
<i>Figure IV.9.3. L'utilisation et le débit dans le réseau</i>	<i>63</i>
<i>Figure IV.9.4. le retard d'accès</i>	<i>63</i>
<i>Figure IV.9.5. la génération moyenne des paquets.....</i>	<i>63</i>
<i>Figure IV.9.6. la probabilité de succès.....</i>	<i>63</i>

Figure IV.10.x. Les performances de la commande pour une SNR=35, avec une longueur de paquet de 1500 bytes.

<i>Figure IV.10.1. La capacité du canal pour SNR=35.....</i>	<i>64</i>
<i>Figure IV.10.2. la réponse fréquentielle du canal utilisée.....</i>	<i>64</i>
<i>Figure IV.10.3. L'utilisation et le débit dans le réseau.....</i>	<i>65</i>
<i>Figure IV.10.4 le retard d'accès dans le réseau.....</i>	<i>65</i>
<i>Figure IV.10.5. la génération moyenne des paquets.....</i>	<i>65</i>
<i>Figure IV.10.6. la probabilité de succès</i>	<i>66</i>

Figure IV.11.x. Les performances de la commande pour une SNR=35, avec une longueur de paquet de 300 bytes, et un facteur de glissement pour K= 0.15

<i>Figure IV.11.1. L'utilisation et le débit dans le réseau.....</i>	<i>66</i>
<i>Figure IV.11.2. le retard d'accès</i>	<i>66</i>
<i>Figure IV.11.3. la surface de glissement.....</i>	<i>67</i>
<i>Figure IV.11.4. la génération moyenne des paquets.....</i>	<i>67</i>
<i>Figure IV.11.5. la probabilité de succès.....</i>	<i>68</i>

Liste des tableaux

Tableau .1 : les réseaux de communication.....	2
Tableau .I.1 : Les trajets de la propagation.....	6
Tableau .I.2 : Les paramètres du modèle de la fonction de transfert.....	12

A rectangular area with rounded corners, filled with a light-colored marbled pattern in shades of grey and white. The text is centered within this area.

Introduction Générale

1. L'état de l'Art :

L'homme par sa nature a besoin de communiquer et pour cela il cherche toujours les moyens les plus fiables et les plus efficaces qui lui permettent d'échanger des informations avec le monde extérieur facilement et rapidement.

Avec l'apparition de l'Internet, la demande en communication a très fortement augmentée due à l'offre que propose ce service très riche en information de tout type. L'accès à ce monde d'information nécessite une infrastructure de communication tel que (la ligne téléphonique, une liaison Fibre Optique ou les ondes électromagnétique.), le coûts d'une telle installation n'est pas négligeable et surtout si on veut avoir une liaison performante (haut débit avec une bonne qualité de service).

Le réseau d'énergie électrique est un réseau largement étalé dans les habitations et les bureaux d'administration, la question est de dire pourquoi ne pas utiliser ce réseau existant comme support de communication et par la même occasion faciliter l'accès à Internet et démocratisé ce service à très bas prix.

Comme tout système cette technique appelée PLC (Power Line Communication) souffre de certaine problèmes puisque le réseau électrique est pollué (atténuations , bruits , effet électromagnétiques ...) Vue l'intérêt grandissant que ramène cette technique nous nous sommes intéressées à une contribution dans l'amélioration des performances de la PLC. Le tableau .1 résume les différentes techniques de communication existantes de nos jours.

Technologie utiliser	Caractéristiques
Les réseaux d'accès sans fils (WLAN, WiFi, Wimax...)	coûteuses et elles ne sont pas aptes à offrir un grand débit de transmission.
Les systèmes satellites	
Nouveaux réseaux à base de câble ou fibre optique.	cause un grand investissement, et prend beaucoup de temps de réalisation.
les nouvelles méthodes de transmission (xDSL)	l'infrastructure existante appartient souvent aux monopolistiques opérateurs.
réseaux de câble TV (CATV)	
la Power Line Communications (PLC)	le réseau électrique qui est dans le chemin de migrer d'un réseau de distribution d'énergie vers un milieu de fourniture des services de la voix, de la donnée et voir même la vidéo, et spécialement pour l'accès Internet.

(Tableau 1 : les réseaux de communication)

2. Introduction:

La PLC, Power Line Communication, est un système de communication qui utilise le support électrique existant. D'un point de vue communication ce support se présente comme un réseau de type LAN (Local Area Network) Ethernet.

Ce système de transmission de données, par les câbles électriques, offre ainsi des services à large bande, en utilisant les infrastructures existantes. Le fonctionnement des PLC est relativement simple et consiste à transmettre sur le câble électrique, un signal à haute fréquence (jusqu'à 30 MHz) contenant des informations numériques.

Ce système peut être partagé en deux grandes catégories en fonction de la localisation géographique du réseau électrique par rapport au bâtiment. Système Outdoor (Extérieur) pour la distribution de signaux (ils concernent le transport) et Système Indoor (Intérieur) pour la liaison entre les terminaux : servent aux boucles locales et aux réseaux domestiques. Ainsi, la PLC concerne tout autant les services de transmission à distance que les réseaux internes

aux habitats ou aux entreprises. Après avoir raccordé un master, sorte de point d'accès partagé, sur un poste transformateur Moyenne tension/Basse tension (150 à 250 utilisateurs), il suffit de brancher un modem spécifique sur n'importe quelle prise de courant électrique pour pouvoir accéder au réseau haut débit. Les débits proposés par des fournisseurs d'équipement varie de entre (4, 5, Mbits et 200 Mbit/s) sont déjà disponibles sur le marché.

3. STRUCTURE DU MEMOIRE :

L'objectif de ce travail est de mettre en évidence cette nouvelle technique de communication et l'apport d'une contribution à l'amélioration des performances au niveau de la qualité de service (QoS).

En premier lieu nous étudions les caractéristiques physiques de la ligne électrique dans la bande de fréquence spécifiée [1MHz, 30MHz], nous allons illustrer tous les phénomènes reliés à l'utilisation de la ligne électrique dans cette bande de fréquence (bruits, atténuations des signaux, émission électromagnétique,...).

Dans le deuxième chapitre, on va voir les différents techniques de modulations les plus utilisée dans le domaine des communications et on va faire une comparaison entre ces techniques pour choisir la technique la mieux adaptée pour ce type de support qui est la ligne électrique.

La troisième partie de ce travail consiste à la conception d'un protocole robuste qui régie les différents problèmes posés par ce type communication PLC. Nous nous sommes basé sur les protocoles existant utilisés dans d'autres systèmes de communications type wireless et câble.

La dernière partie de ce travail consiste à une simulation d'un système PLC, on introduisant une commande dynamique (mode de glissement) pour assurer une certaine qualité de service QoS.

Chapitre I

Caractéristique du Réseau Electrique

I.1 .LA LIGNE ELECTRIQUE ET LA COMMUNICATION :

Pour établir un système de communication via un réseau électrique avec un débit de données dans le rang des Mbit/s, il est nécessaire de connaître les propriétés physiques du canal utilisé.

Outre que la distorsion du signal, dû aux pertes du câble et aux propagations multi trajets, les bruits et la variation de l'impédance sont les facteurs crucial qui influent sur la communication digitale. Au contraire des autres canaux, la ligne électrique présente un environnement très rude surtout dans la bande de fréquence des MHz.

Un autre phénomène ce présente en haute fréquence c'est la radiation électromagnétique, ce qui perturbe les autres systèmes de communication.

Dans cette partie, on étudie les différentes propriétés physiques du milieu électrique ainsi que l'influence de cette technique de communication sur les autres systèmes déjà existants.

I.2 .TOPOLOGIE DU CANAL : [Zimmermann99] [Stanicheva00]

Les réseaux électriques domestiques (basse tension), entre le transformateur et l'utilisateur, sont généralement opérationnels en structure étoile. La liaison entre les transformateurs et l'utilisateur comprend un ou plusieurs câbles de distribution et un câble de branchement domestique. Et comme beaucoup d'utilisateurs partagent le même câble de distribution, alors la ligne électrique est un milieu partagé.

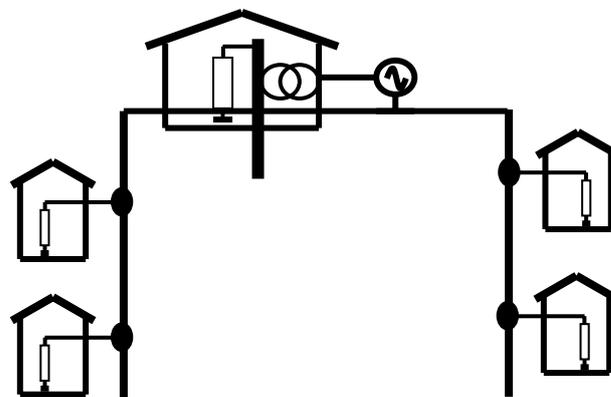


Figure I.1 : Topologie d'un réseau électrique

A l'opposé de la communication par ligne téléphonique, la ligne électrique ne comprend pas les connections point -à- point entre les utilisateurs et le serveurs, mais c'est une ligne bus avec des câbles distributeurs et des câbles pour le service du consommateur. Un réseau de lien d'accès typique entre le distributeur et l'utilisateur est composé de séries de connections des câbles distributeur avec une impédance caractéristique Z_{Li} et les câbles de branchement à domicile avec une impédance caractéristique Z_{LH} , qui se termine par des boites de connections. La suite du câblage à domicile est modélisé par une impédance $Z_H(f)$. Chaque transition à la connexion entre les câbles au long du trajet de propagation représente un changement d'impédance et cause les réflexions.

I . 2 . 1.EFFETS PHYSIQUE DE LA PROPAGATION DU SIGNALE :

I . 2 . 1 . 1. Propagation Multi Trajets du Signale :

Du à la structure du réseau électrique en basse tension, la propagation du signale diffère d'une ligne à l'autre. Beaucoup de réflexion sont causés par la liaison des câbles, les boites de connexion et la discontinuité de lignes (avec différentes impédance). La propagation du signale ne prend pas un seul chemin entre l'émetteur et le récepteur, mais aussi des trajets de propagation additionnels (échos) ce qui résulte une propagation multi trajets du signale avec une atténuation sélective en fréquence. Ainsi, la réponse du canal varie rapidement en fonction du temps, et même à des certains moments elle peut varier brusquement à cause des changements de la distribution des charges (surtout quand les appareils électriques sont connectés et déconnectés). Les réflexions multi trajets résultent en dispersion du signale dans le domaine temporel. Cette dispersion est caractérisé par un étalement de délai (Delay spread) qui est l'intervalle de temps totale durant lequel les réflexions du signale avec une énergie significative arrive à la destination. Cette dispersion de temps génère un débordement entre les symboles consécutifs. L'étalement du délai de la ligne électrique et autour de quelque microsecondes (jusqu'à 20 microsecondes), et il dépend de la distance et le nombre de connections.

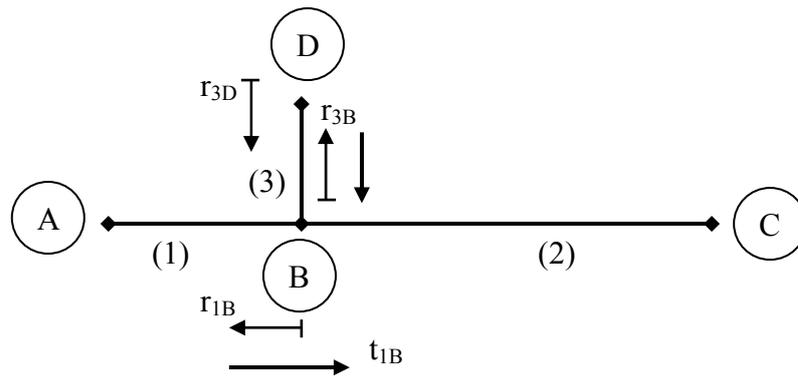


Figure I. 2 : Propagation multi trajets du signale

Nous donnons un simple exemple de la propagation du signale (Figure I. 2). Le lien a une branche et comprend trois segments (1), (2) et (3), de longueur l_1 , l_2 , l_3 , et d'impédance caractéristique Z_{L1} , Z_{L2} , Z_{L3} .

N° du trajet	Le chemin du signal	Le facteur du poids	Longueur du trajet d_i
1	A → B → C	t_{1B}	$l_1 l_2$
2	A → B → D → B → C	$t_{1B} \cdot r_{3D} \cdot t_{3D}$	$l_1 2.l_3 l_2$
:	:	:	:
N	A → B → (→D → B) ^{N-1} → C	$t_{1B} \cdot (r_{3D} \cdot t_{3B} \cdot r_{3D})^{(N-2)} \cdot t_{3B}$	$l_1 2(N-1).l_3 l_3$

Tableau I.1. Les trajets de la propagation

Pour des considérations de simplifications, A et C sont identiques, ce qui veut dire $Z_A=Z_{L2}$ et $Z_c=Z_{L2}$. Les autres points de réflexions sont (B) et (C) avec des facteurs de réflexions :

$$r_{1B} = \frac{Z_{L2} \parallel Z_{L1} - Z_{L1}}{Z_{L2} \parallel Z_{L3} + Z_{L1}} \quad (\text{I-1})$$

$$r_{3D} = \frac{Z_D - Z_{L1}}{Z_D + Z_{L1}} \quad (\text{I-2})$$

$$r_{3B} = \frac{(Z_{L2} \parallel Z_{L1}) - Z_{L3}}{(Z_{L2} \parallel Z_{L1}) + Z_{L3}} \quad (\text{I-3})$$

Les facteurs de transmissions sont donnés par :

$$t_{1B} = 1 - |r_{1B}| \quad (\text{I-4})$$

$$t_{3B} = 1 - |r_{3B}| \quad (\text{I-5})$$

Avec ces suppositions, les trajets de propagation mentionnés dans le *Tableau I.1* sont possibles. Chaque trajet i a un facteur de poids g_i , qui représente le produit des facteurs de transmission et de réflexions au long du trajet. Le retard τ_i du trajet donné par :

$$\tau_i = \frac{d_i}{v_p} \quad (\text{I-6})$$

Peut être calculé à partir de la longueur d_i et la vitesse de la phase v_p . Les pertes dans le câble causent une atténuation $A(f,d)$ qui augmente avec la longueur du câble et la fréquence. Les composants du signal du trajet sont additionnés dû à la superposition et la fonction de transfert entre A et C peut être exprimée par :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i A(f, d_i) e^{j2\pi^2\tau} \quad (\text{I-7})$$

Tous les facteurs de réflexion et de transmission sont généralement inférieurs ou égale à 1.

$$\begin{aligned} |r_{jx}| \leq 1, \quad |t_{jx}| \leq 1 \\ j = 1, 2, 3, \dots \quad x = A, B, C, D, \dots \end{aligned} \quad (I-8)$$

Ainsi, le facteur de poids g_i , qui est le produit de transmission et de réflexion est aussi inférieur à 1 :

$$|g_i| \leq 1 \quad (I-9)$$

Dû au fait que les chemins longs ont l'atténuation la plus forte, ils contribuent moins au signal global au récepteur. Il semble raisonnable de choisir le nombre des trajets dominant N aussi grand.

I .2 . 1. 2.L'Atténuation Causée par les Pertes des Câbles et l'Impédance de la Ligne :

Les signaux propageant sont exposés aux atténuations qui augmentent avec la longueur du câble et la fréquence. Les paramètres qui décrivent une ligne de transmission sont l'impédance caractéristique Z_L et la constante de propagation γ .

$$Z_L = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (I-10)$$

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \quad (I-11)$$

Avec :

C' : la capacité de la ligne par unité de longueur.

R' : la résistance de la ligne par unité de longueur.

G' : la conductance de la ligne par unité de longueur.

L' : l'inductance de la ligne par unité de longueur.

La théorie de la transmission décrit le voltage et le courant au long de la ligne comme suit :

$$U(x) = U_2 \cosh(\gamma x) + I_2 Z_L \sinh(\gamma x) \quad (\text{I-12})$$

$$I(x) = I_2 \cosh(\gamma x) + \frac{U_2}{Z_L} \sinh(\gamma x) \quad (\text{I-13})$$

En considérant une ligne de transmission adaptée, qui est équivalent de regarder seulement l'onde propageante de la source à la destination, la fonction de transfert de la ligne de longueur l peut être exprimé par :

$$H(f) = \frac{U(x=l)}{U(x=0)} = e^{-\gamma l} = e^{-\alpha(f)l} e^{-j\beta(f)l} = \alpha + j\beta \quad (\text{I-14})$$

Dans la bande de fréquence des MHz, on a : $R' \ll \omega L'$ et $G' \ll \omega C'$

Donc l'impédance du câble peut être estimé à :

$$Z_L = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (\text{I-15})$$

$$\gamma = \underbrace{\frac{1}{2} \frac{R'}{Z_L} + \frac{1}{2} G' Z_L}_{\text{Re}(\gamma) = \alpha} + \underbrace{j\omega \sqrt{L' C'}}_{\text{Im}(\gamma) = \beta} \quad (\text{I-16})$$

La partie réelle de la constante de propagation, les pertes d'atténuation α , augmente avec la fréquence. La relation entre α et f peut être proportionnelle à la racine carrée de f , proportionnelle à f ou les deux. Donc, on peut écrire :

$$\alpha(f) = a_0 + a_1 f^k \quad (\text{I-17})$$

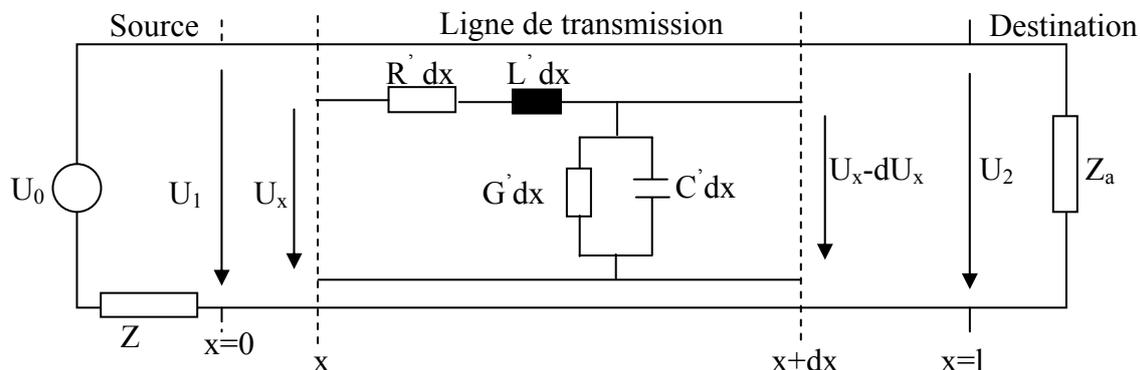


Figure I.3 : Propagation du signal via le ligne de transmission

Pour tous les types de lignes électriques l'impédance prend des valeurs dans l'intervalle de 70Ω à 100Ω dans la bande de fréquence de 1Mhz à 30MHZ. L'impédance d'un circuit de 120V et 240V augmente avec la fréquence, ce qui indique le comportement inductif de la ligne.

I. 2. 2. Circuit Equivalent de la Ligne Electrique :

Beaucoup d'études ont montrés que la ligne électrique peut être représentée comme étant un circuit RLC. Dans l'approche la plus pratique, la ligne est modelée en tant qu'un circuit RLC distribué

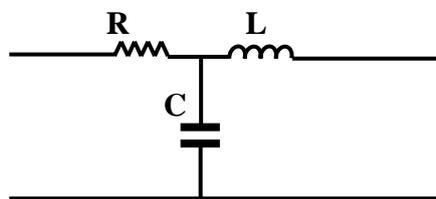


Figure I. 4 : Circuit équivalent de la ligne électrique en HF

D'après son impédance caractéristique, la ligne électrique aura des comportements différents dépendants du type des impédances de bord : elle aura un comportement inductif si elle se termine par une impédance faible et un comportement capacitif si elle se termine par une impédance élevée. Aussi, il est évident que la ligne électrique

se comporte comme un diviseur de tension (atténuation du signal de communication).

La puissance du signal est maximale au récepteur lorsque les impédance de l'émetteur, du récepteur et de la ligne électrique sont adaptées. Ainsi, il est important d'étudier les différents systèmes de couplage qui optimise le transfert de l'information.

En prenant toutes ces considérations, l'impédance adéquate à utiliser pour la conception d'un circuit de couplage dépend de :

- Type de câble utiliser
- La longueur du câble²

I.3.LE MODELE DE LA FONCTION DE TRANSFERT :

I.3.1.Le Modèle Généralisé :

En combinant la propagation multi trajets, et l'atténuation en fonction de la fréquence, le modèle générale proposé, pour un réseau de N chemins, sera constitué de trois termes différents :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{|g_i(f)|^{\varphi_{g_i}(f)}}_{\text{facteur de pondération}} \underbrace{e^{-(a_0 + a_1 f^k)d_i}}_{\text{terme d'atténuation}} \underbrace{e^{-j2\pi f\tau_i}}_{\text{terme de retard}} \quad (\text{I-18})$$

- **Le terme de pondération g_i** : qui est le produit des facteurs de transmission et de réflexion, et il est toujours inférieur à 1 ($g_i < 1$). Ce terme est en fonction de la fréquence. La majorité des transitions et des réflexions se produisent au long du chemin ayant un facteur de pondération le plus petit.
- **Le terme d'atténuation** : qui est dû aux pertes au câble. C'est la caractéristique passe bas de la ligne, elle augmente avec la fréquence f et la distance d_i .
- **Le terme de retard** : c'est le run time de la ligne.

I.3.2 Le Modèle Simplifié :

Dans la plupart des cas pratiques, le facteur de pondération en fonction de la fréquence peut être simplifié à un facteur complexe indépendant de la fréquence. Dans les réseaux réels hétérogènes, il existe plusieurs lignes avec le même retard τ_i . Dans de tels cas le facteur de pondération décrit tout simplement le poids de la ligne. Le modèle simplifié est donné donc par :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{g_i}_{\text{facteur de pondération}} \underbrace{e^{-(a_0 + a_1 f^k)d_i}}_{\text{terme d'atténuation}} \underbrace{e^{-j2\pi f \tau_i}}_{\text{terme de retard}} \quad (\text{I-19})$$

Le tableau ci-dessous illustre les paramètres de ce modèle.

<i>Fonction</i>	
I	Le numéro de la ligne. La ligne ayant le retard le plus petit a l'index $i=1$.
a_0, a_1	Les paramètres d'atténuations.
K	L'exponentiel du facteur de l'atténuation (les valeurs usuelles varient entre 0.2 et 1)
g_i	Le facteur de pondération du parcours i , en générale il est complexe, il peut être interpréter physiquement comme étant les facteurs réflexions/transmissions de ce parcours
d_i	La longueur du chemin i
τ_i	Le retard du parcours i

Tableau I. 2. Les paramètres du modèle de la fonction de transfert

En utilisant ce modèle, tous les effets réels des caractéristiques de transfert des canaux électriques dans une bande de fréquence de 500kHz à 30MHz, peuvent être modelées par un ensemble de paramètres.

I. 4. Les Types de Canaux :

A partir de définitions précédentes, on peut classer les lignes électriques en trois types de canaux de références selon leurs caractéristiques de transfert (longueur et nombre de connexion et type de câble). Les canaux de références sont employés pour un examen directe des propriétés de la caractéristique du canal, pour l'évaluation d'un système de classification et enfin pour effectuer une standardisation. La première référence représente un « *canal bon* », qui se caractérise par une petite atténuation et une sélectivité de fréquence mince (figure I .5.a) est basé sur une connexion à une ligne d'une longueur approximative de 100m. Ce type de câblage génère seulement quelques points de réflexion dans les lieux résidentiels avec des lignes équidistantes. La réponse fréquentielle manifeste des coupures profondes. Le deuxième model est le « *canal moyen* » qui présente une atténuation moyenne allant de -20dB à -70dB . C'est un câblage d'une longueur de 110m avec 6 branches.

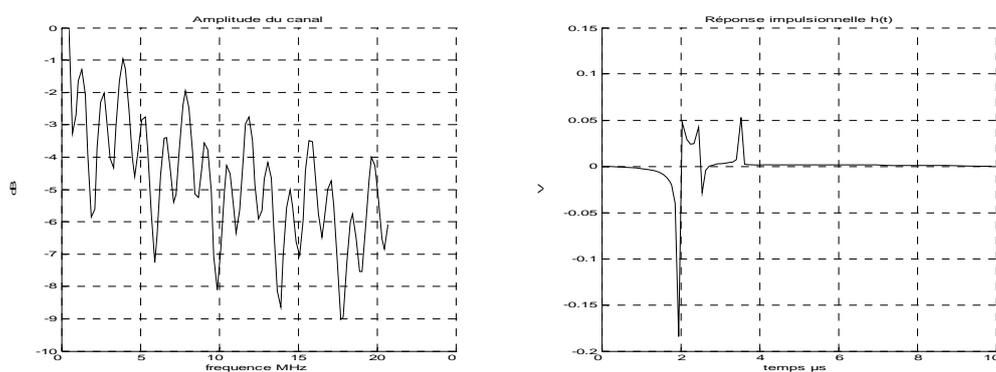


Figure I.5.a : Canal Bon

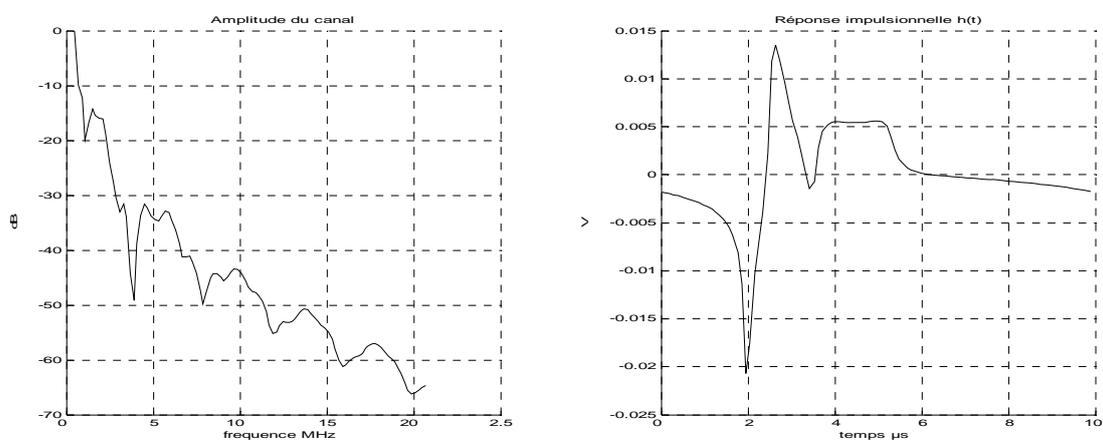


Figure I. 5.b: Canal moyen

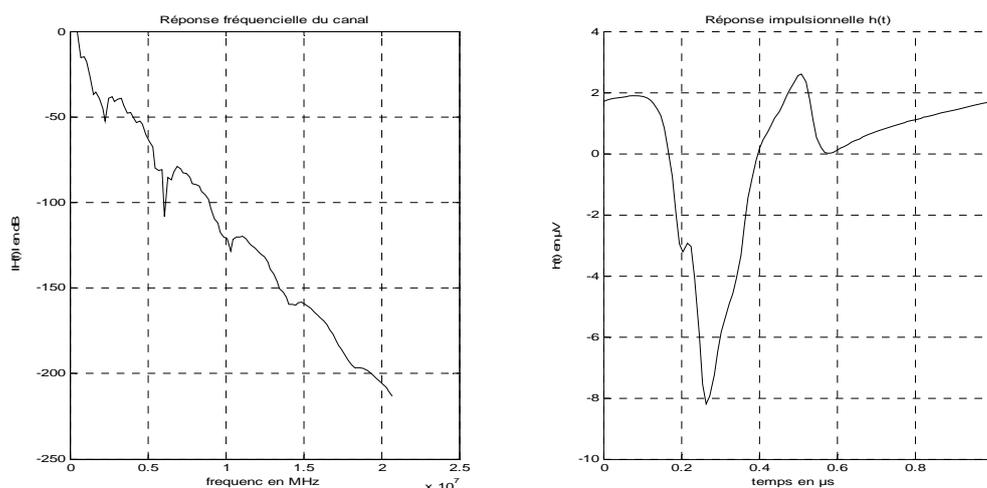


Figure I. 5.c : canal au dessous de la moyenne

En augmentant la longueur, cette structure de réseau génère des réponses fréquentielles très raides (à pic) avec des atténuations profondes.(Figure I.5.b). Le troisième type de canaux est le « Canal au dessous de la moyenne », qui correspond à un lien de longueur de 210m avec 8 branches, et douze chemins de propagation sont utilisés pour sa synthèse. Cette structure montre un affaiblissement raide avec une augmentation d'atténuation de 50dB à partir de 1MHz. Ce dernier type présente une très grande atténuation ce qui nécessite une grande puissance de transmission du signal pour permettre une bonne communication.

I .5.L'ANALYSE DES BRUITS A BANDE ETROITE DANS LES RESEAUX ELECTRIQUE : [Hooijen98]

Le canal électrique se caractérise par la présence des bruits additifs non blanc dans la bande de fréquence de 500kHz à 30MHz, et ils sont particulièrement dominés par les interférences à bandes étroites et les bruits impulsifs. On peut classier les bruits dans un système PLC en cinq catégories :

I . 5.1. Les Bruits de Fonds Colorés

Il se caractérise par une basse densité spectrale en puissance variable avec la fréquence. Ce type de bruit est causé essentiellement par la sommation des différentes sources de bruit à puissance faible. La densité spectrale en puissance varie dans le temps en termes de minutes ou d'heures.

I . 5.2. Les Bruits à Bande Etroite

Principalement des signaux sinusoïdaux, avec des amplitudes modulées. Ce type de bruit est causé par l'entrée des stations de diffusions au milieu et les bandes d'ondes de diffusions étroites. Le niveau reçu varie généralement en termes de jours.

I . 5.3. Les Bruits Impulsifs Périodiques, Asynchrones à la Fréquence du Réseau

Ces impulsions ont dans la plupart des cas un taux de répétitions entre 50kHz à 200kHz. Ces types de bruit sont causés principalement par la commutation des générateurs de puissances.

I . 5.4. Les Bruits Impulsifs Périodiques, Synchrones à la Fréquence du Réseau

Ces impulsions ont un taux de répétition de 50kHz à 100kHz, synchrone au cycle du réseau, de durée courte (quelques microsecondes) et elles ont une densité spectrale qui diminue avec la fréquence. Ce type de bruits est causé par les générateurs de puissance qui fonctionnent synchroniquement avec le cycle du réseau.

I . 5.5. Les Bruits Impulsifs Asynchrones

Ils sont causés par la commutation transitoire dans le réseau. Les impulsions ont une durée de quelques micros secondes à quelques millisecondes avec un temps d'arrivée

aléatoire. La densité spectrale de puissance (dsp) de ce type de bruit peut atteindre des valeurs de plus de 50dB au dessus du bruit de fond (*Figure I. 6*).

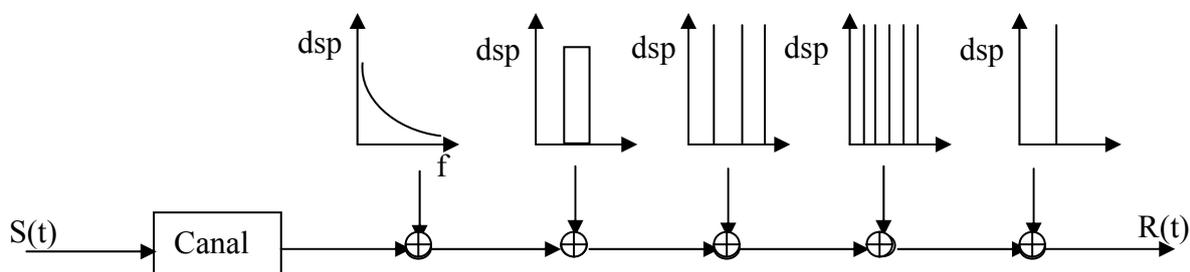


Figure I. 6 : Les bruits additifs dans l'environnement power line

Remarques

- Les trois premiers types de bruits restent en générale stationnaire sur des périodes de quelques secondes aux quelques minutes, et des fois jusqu'à des heures, ils seront considérés comme de bruits de fonds (*Figure I.7.a, b*)
- Les deux derniers types sont variables dans le temps de façons très rapides (en micro secondes). Durant l'existence de telles impulsions, la densité spectrale de puissance du bruit est sensiblement plus grande et doit causer des erreurs de bits ou encore des pertes de bits dans la transmission des données.
- La valeur moyenne de la densité spectrale de puissance des bruits dans toutes les types de canaux est de $-140\text{dBV}^2/\text{Hz}$. Il est à noter que 90% de toutes les bruits mesurés la densité spectrale de puissance est au dessous de $-129\text{dBV}^2/\text{Hz}$.

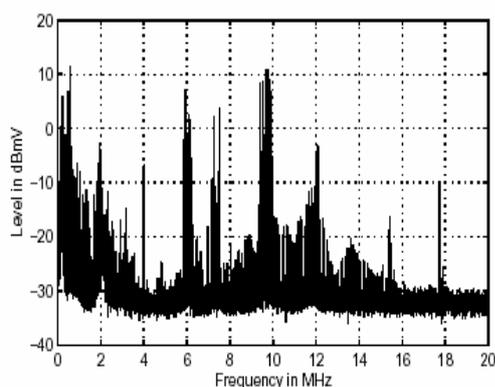


Figure I. 7.a : Analyse spectrale d'un bruit de fond

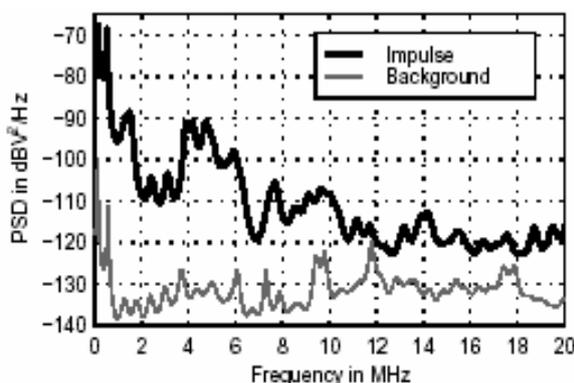


Figure I.7.b : La Densité spectrale de puissance d'un bruit impulsif.

I.6. LE MODELE GENERAL DE COMMUNICATION PLC :

Après avoir vu toutes les caractéristiques physiques de la ligne électrique, on peut élaboré un schéma globale de communication (Figure I. 8)

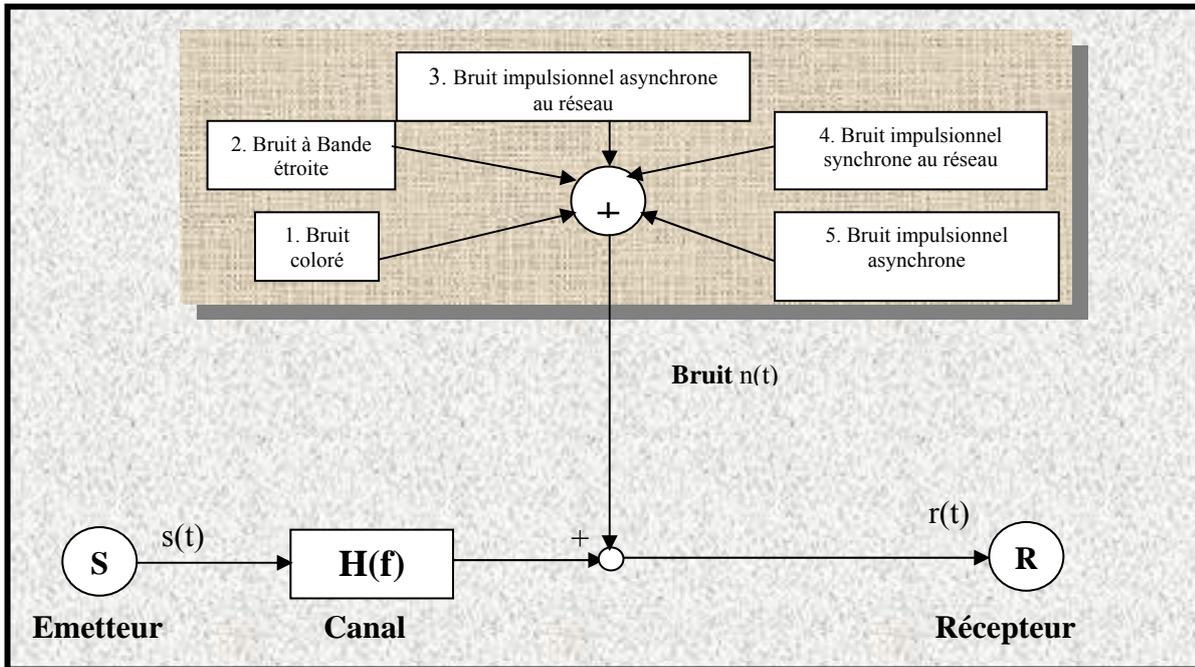


Figure I. 8 : Schéma générale de la Communication PLC

I.7.L'EFFET ELECTROMAGNETIQUE :

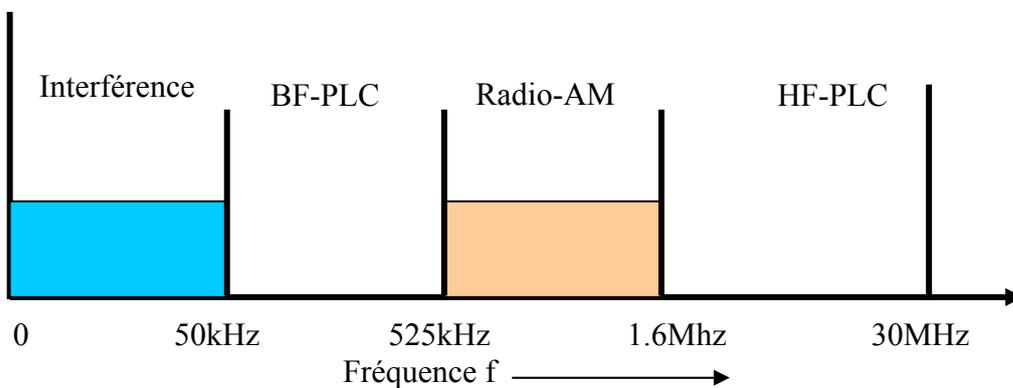


Figure I. 9 : L'allocation de bandes en HF

Si on considère la bande de fréquence de 1MHz à 30MHz, on distingue quatre bandes différentes, (*Figure I. 9*). Les basses fréquences, au dessous de 50kHz, sont dominées par les bruits causés par l'homme et les interférences, et donc elle n'est pas si utile pour la conception PLC. Entre 525kHz et 1.6MHz, la diffusion publique radio AM se localise. A partir de cette description il ne reste que deux bandes de fréquences pour l'utilisation PLC :

- La bande de 50kHz à 525kHz pour les systèmes PLC en basses fréquences.
- La bande de 1.6MHz à 30MHz pour les systèmes PLC en hautes fréquences.

L'exigence des limites du champ rayonné est une solution pour éviter toute problème avec les radios fréquences (éviter les interférences). De plus l'émission de la radiation est plus grande à moins de 10m de la ligne, et qui cause les perturbations sur les RF. Pour les longues distances il est démontré que la PLC ne dégradera pas la réception HF tel que pour les avions

Ces limites ont pour conséquence la limitation de la densité spectrale de puissance du signal transmis via la ligne électrique. Pour assurer une protection contre les interférences avec les radios fréquences, les valeurs estimées de la densité spectrale vont de $-79 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ jusqu'à $-50 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$. cela nous permet d'avoir un rapport entre la puissance du signal transmis et la puissance du bruit. Ces limites donnent un rapport entre 30dB et 90dB. Ainsi, pour élaborer un système économique et fiable, les techniques suivantes sont proposées :

1. Réduire le facteur de l'activité du trafic.
2. Réduire la puissance de transmission.
3. Utiliser des répéteurs aux niveaux des transformateurs.
4. Utiliser la technique du spectre étendu.

CONCLUSION :

Ainsi, après avoir vu la caractéristique de la ligne électrique, il est évident que l'objectif est de s'adapter avec ce milieu en adoptant une technique de communication fiable qui assure :

- La robustesse contre les phénomènes de la ligne : atténuation, distorsion et bruits.
- Un débit de communication élevé (Mbps) ce qui nous pousse à utiliser la bande de fréquence des MHz.
- Une coexistence avec les autres systèmes de communication.

Chapitre II

Les Techniques de Modulations

II.1.Introduction :

Si on parle sur les communications classique : Il est évident que le PC travail en numérique, cela veut dire comme des interrupteurs électroniques, ouvert donne -1- logique fermer donne -0- logique.

Puisque le téléphone est totalement analogique donc la transmission des ondes sonars se faite sur un fil ou ces ondes varie en fréquence, intensité, et tension d'après la voix émis.

Pour transmettre les différentes donnée dans le monde, l'homme a penser d'utiliser ce réseau téléphonique a laide d'un convertisseur Analogique- Numérique reliée vers un PC qui réserver ces données, cela s'appelle le modem d'ou le mot modem vient de l'abréviation des modulations Numérique- Analogique ou démodulation Analogique- Numérique.

Les communications à haut débit sur le courant doivent se faire avec le minimum d'effets de rayonnement pour ne pas parasiter les récepteurs radio ni perturber l'usage des autres appareils électriques. Il faut donc tenir un débit avec un niveau démission faible, d'ou la limitation de la puissance de fonctionnement des courants porteurs, ou bien en utilisant un traitement du signal le plus performant possible pour contourner cette contrainte de niveau d'émission.

Plusieurs techniques de modulation ont été jugées appropriées, et le choix de la technique est décisif pour l'efficacité de la transmission.

Contrairement à ce que l'on pourrait croire, ce n'est pas le courant de 220Volt qui assure le transport des données. Celui-ci ne servant qu'à alimenter les appareils relies au secteur. Pour véhiculer les données, la PLC injecte dans l'installation électrique d'autres courants alternatifs de très faibles voltages de l'ordre de 2Volt qui servent de porteuses. Leurs fréquences sont comprises entre 4,3et 20,9Mhz.ce qui est des milliers de fois plus élevées que la fréquence qu'au courant d'alimentation 50Hz.

II.1.1. Modulation ASK :

C'est une technique qui a été développée il y a très longtemps dans les années 1930, la modulation d'amplitude consiste à faire en sorte que l'**amplitude** de la porteuse soit fonction linéaire du signal à transporter.

Le signal à transporter n'est généralement pas une sinusoïde mais peut toujours être décomposé (séries de Fourier) en un certain nombre de sinusoïdes pures appelées ses **harmoniques**.

Prenons l'une de ces harmoniques :

$$s = a \sin(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi) \quad (\text{II.1})$$

Pour moduler la porteuse p par le signal à transporter " s ", nous faisons en sorte que l'amplitude de la porteuse (1) soit fonction linéaire du signal s , Nous obtenons ainsi la porteuse p modulée par le signal s .

$$s_m = [A + a \sin(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi)] \times \sin(2\pi \cdot F \cdot t + \Phi) \quad (\text{II.2})$$

Cette opération peut être physiquement réalisée par des dispositifs électroniques appelés "**modulateurs d'amplitude**".

Grâce à d'autres dispositifs électroniques appelés "**démodulateurs d'amplitude**", il est possible d'extraire le signal initial du signal modulé de la fonction (II.2).

A première vue, cette formule peut paraître bien compliquée et n'apprend pas grande chose à part la nature exacte de l'opération de modulation. Son débit d'information est très faible inférieur à 120bits/s et une fréquence de la porteuse ne dépassant pas 3Khz. que aujourd'hui elle n'est presque plus utilisée.

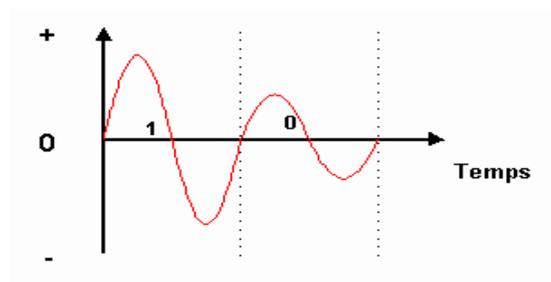


Figure .II.1 : modulation d'Amplitude

modulation tout ou rien OOK :On Off Keying

C'est la méthode la plus simple, elle consiste à moduler directement la porteuse par le signal binaire en bande de base. Le spectre est obtenu par simple translation du spectre en bande de base autour de la porteuse, c'est une conséquence directe des propriétés de la modulation d'amplitude d'une porteuse.

Cette méthode a été utilisée aux temps préhistoriques de la micro-informatique pour sauvegarder des programmes sur bande avec un magnétophone. C'est aussi la modulation la plus simple en optique ou infrarouge, l'oscillateur étant dans ce cas une diode électroluminescente Del ou laser ordinaire.

II.1.2 Modulation FSK :

C'est une modulation de la fréquence de la porteuse, pour des débits d'information relativement faible elle est la plus économique.

Elle représente une modulation robuste, néanmoins une partie significative de son spectre se trouve atténuée et sa bande passante efficace est faible.

Dans le cas le plus simple où on a deux symboles le signal est de la forme (figure II.2) et il est écrit sous la forme suivante :

$$F = F_0 + k.a \sin(2\pi f.t + \phi) \quad (\text{II.3})$$

$$e_m = A \sin(2\pi (F_0 + k.a \sin(2\pi f.t + \phi)).t + \Phi) \quad (\text{II.4})$$

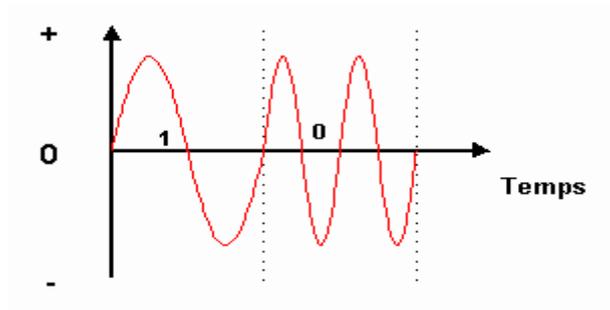


Figure .II. 2 : modulation en fréquence

II.1.3.Modulation PSK :

C'est une modulation de la phase de la porteuse, moins susceptible au bruit que l'ASK qui a le même densité spectrale, il s'écrit de sous la forme suivante,et de la forme de la (figure II. 3):

$$\Phi = \Phi_0 + k.a \sin(2\pi f.t + \varphi) \quad (\text{II.5})$$

$$e_m = A \sin(2\pi F.t + \Phi_0 + k.a \sin(2\pi f.t + \varphi)) \quad (\text{II.6})$$

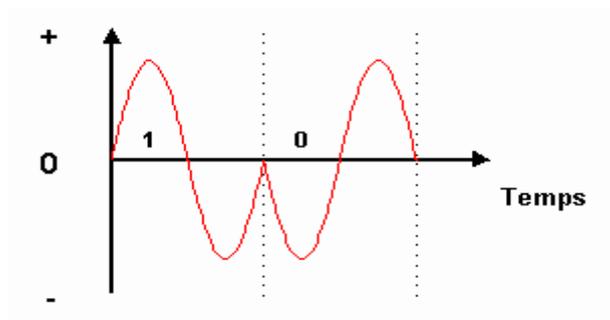
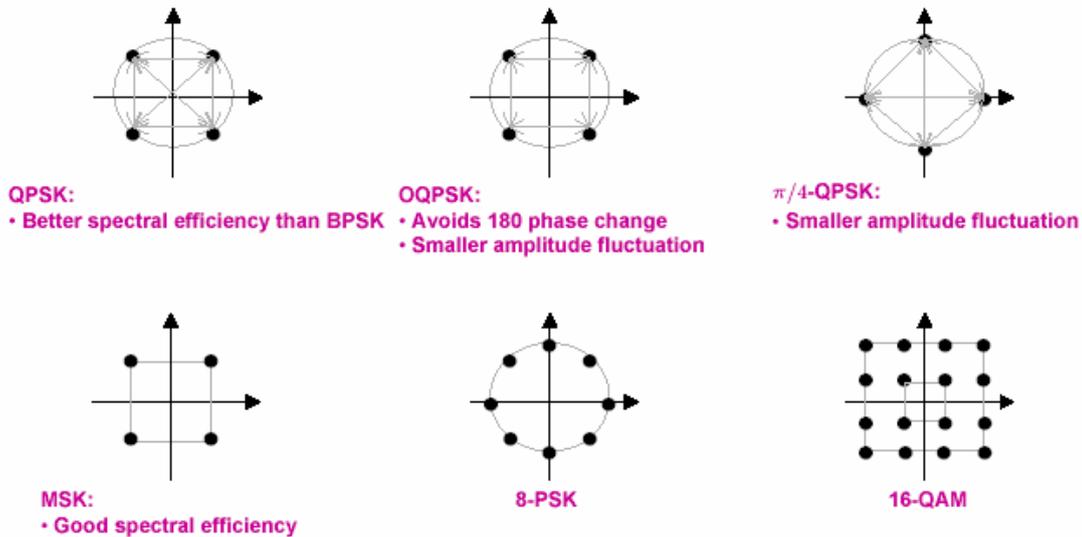


Figure II .3 : modulation en phase

II.1.4.Modulation QAM :

C'est une modulation dont deux paramètres du signal porteur d'information changent, l'amplitude et la phase .Plusieurs modélisations sont possibles comme il est montré dans la (figure II.4)



(Figure II.4 : Modulation QAM)

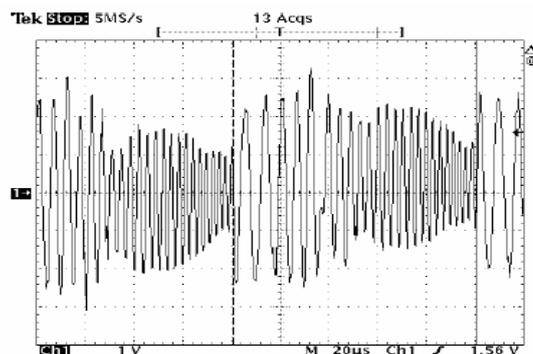
II.2.La Modulation à Spectre Etendu « Spread Spectrum Modulation » (SSM) :

D'après le théorème de Hartley Shannon on peut faire un échange entre la puissance du signal et la bande passante afin d'augmenter la capacité du canal.

Cependant, dû au rapport logarithmique, une augmentation considérable dans la puissance du signal, ne produira pas une augmentation proportionnelle de la capacité d'un canal de la même façon. Donc, par autorisation d'allocation de contraintes en fréquence, nous pouvons augmenter la bande passante pour accomplir le résultat désiré.

Les deux principaux critères pour l'utilisation de la méthode SSM sont:

- La bande passante transmise est beaucoup plus grande que la bande passante minimum que le signal exige.
- Quelques fonctions autre que l'information qui sont envoyées déterminent la bande passante de la fréquence du milieu. (exemple ; de la RF)



(Figure II.5 : La Modulation à Spectre Etendu « Spread Spectrum Modulation » (SSM))

II.3. Les Avantages des Système Multi Porteuses :

Dans les systèmes classiques de communication, l'information à transmettre est modulée par une seule porteuse. Pour obtenir un taux de bits élevé, les symboles sont transmis rapidement et de ce fait ils occupent la bande passante entièrement. Quand le canal est à fréquence sélective, les symboles consécutifs interféreront entre eux, et cela complique l'identification des signaux transmis et aussi augmente le temps de calcul. Ainsi, dans les systèmes de communications classiques, l'interférence inter symbole (*ISI*) cause de sévères dégradations des performances du système. La solution de ce problème de l'*ISI* est l'introduction des systèmes multi porteuses en divisant la bande passante en plusieurs sous canaux dont chacun occupe une partie étroite de la réponse fréquentielle, ce qui élimine le problème de la réponse non idéale, et on y transmet les informations à débit faible

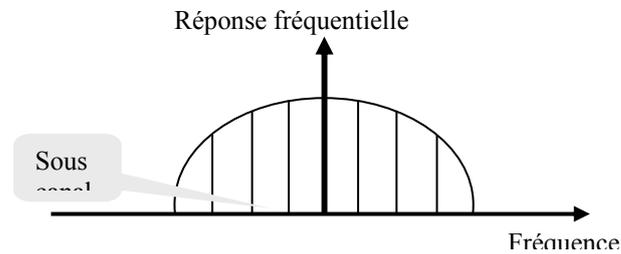
II. 4. ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING (OFDM):

[Dusan98],[Lawrey Be01],[Litwin01],[Cheung 02]

II.4.1 Introduction :

L'*OFDM* est l'une des méthodes de la modulation digital dans laquelle la largeur de bande disponible est divisée en plusieurs bandes étroites à des fréquences différentes, i.e. : c'est la modulation multi porteuses. Cette technique est utile pour la transmission

à travers les canaux à fréquence sélective, une fois que la réponse de chaque sous canal peut être considérée à être monotone.



(Figure I.6 Division de la bande utile du canal)

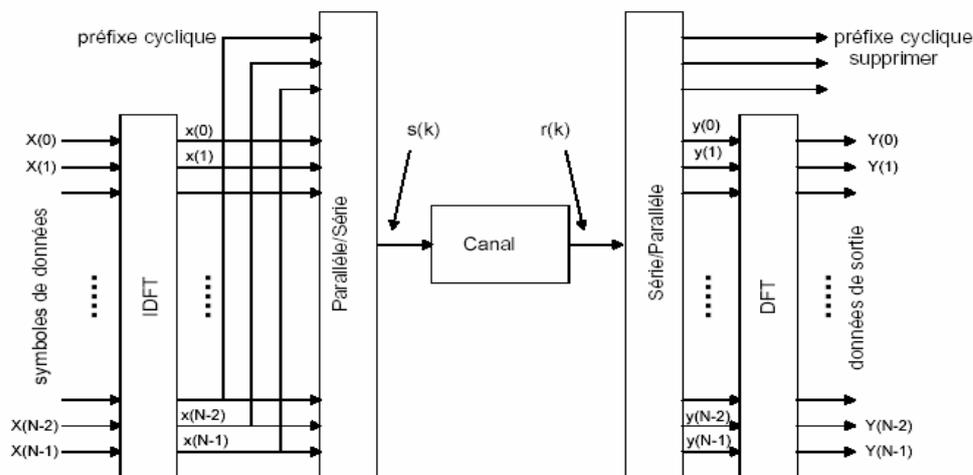


Figure II.7 : Principe de l'OFDM

Dû à la réponse monotone des sous canaux, l'ISI est évité. Dans la plus part des systèmes de communication, l'ISI est l'une des facteurs qui limite la communication quand les données sont transmis sur des canaux à bande limitée comme par exemple la ligne électrique et les lignes téléphonique. Cette technique est utilisée dans des différents domaines de communication tels que la radio digitale, l'ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Lines), et aussi la PLC.

III.4.2. Définition :

L'OFDM est une technique qui divise la bande disponible en plusieurs canaux orthogonaux. Chacun de ces sous canaux transportera un symbole modulé. Les différents sous canaux débordent entre eux à une certaine extension à fin de maximiser le nombre de sous canaux sur la bande de fréquence disponible.

II.4.3.Principe :

(La *Figure II .7*) illustre le diagramme bloc du principe d'un système *OFDM* discret avec N symboles complexe de données $X(n)$ modulé N porteuses orthogonales en utilisant la IFFT ce qui donne $x(n)$. Le signal *OFDM* transmis $s(k)$, multiplexe N vagues de données à faible débit. En ajoutant le préfixe cyclique, le ICI dans une trame *OFDM* peut être évité. Ce préfixe cyclique n'est qu'une copie des M derniers symboles de la trame transmis ce qui laisse le signal de sortie à être périodique au récepteur, voir *Figure II. 8*. Le signal reçu $r(k)$ qui comprend $y(n)$ et le préfixe cyclique, est démodulé en utilisant la FFT ce qui nous donne

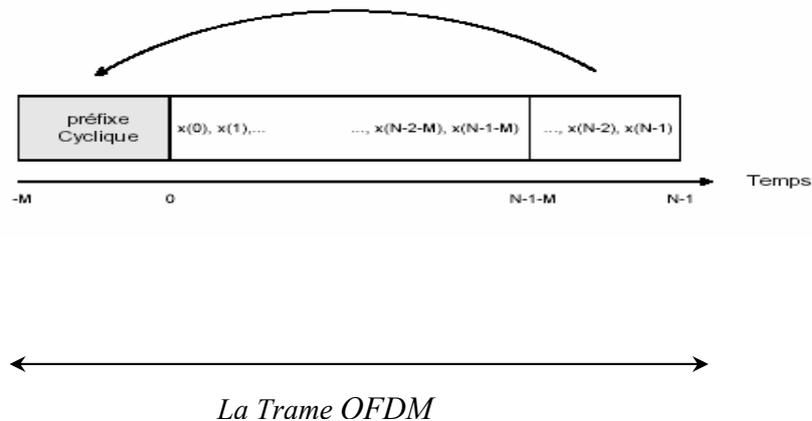


Figure II. 8 : Le préfixe cyclique

II.4.4. Ecriture Mathématique :

Le signal *OFDM* transmis peut être écrit comme suit :

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=0}^{N-1} s_k(n) e^{j2\pi f_k t}, \quad nT \leq t \leq (n+1)T \quad (\text{II.7})$$

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

- x : le signal *OFDM* transmis
- s_k : le symbole transmis sur la $k^{\text{ième}}$ porteuse dans la $n^{\text{ième}}$ trame du signal, d'une durée T_s .
- N est le nombre des porteuses *OFDM*.
- f_k est la fréquence de la $k^{\text{ième}}$ porteuse, avec f_0 est la basse fréquence à utilisée

Le taux de transmission pour chaque sous porteuse est :

$$R = \frac{1}{NT_s} = \frac{R_s}{N} \quad (\text{II.9})$$

L'*OFDM* est un système multi porteuse pour laquelle toutes les sous porteuses sont orthogonales entre eux, et assure la relation d'orthogonalité suivante :

$$\frac{1}{T} = \int_0^T e^{j2\pi(f_j - f_k)t} dt = \begin{cases} 1, & j = k \\ 0, & j \neq k \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Dans ce cas les porteuses sont séparées par le minimum écart :

$$\Delta f = \frac{1}{T} \quad (\text{II.11})$$

Donc le signal *OFDM* devient :

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=0}^{N-1} s_k(n) e^{j2\pi \frac{k}{NT_s} t}, \quad nT \leq t \leq (n+1)T \quad (\text{II.12})$$

En prenant la transformée de Fourier du signal $s(t)$ on aura :

$$X(f, nT) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{nT}^{(n+1)T} x(t) e^{-j2ft} dt = e^{-j[2\pi(n+\frac{1}{2})fT - \frac{\pi}{2}]} \sum_{k=0}^{N-1} s_k(n) \text{sinc}(fT - k) \quad (\text{II.13})$$

L'échantillonnage de $X(f, nT)$ à $f = \frac{k}{T}$ nous permet d'avoir le symbole transmis :

$$X(f, nT) = s_k(n), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (\text{II.14})$$

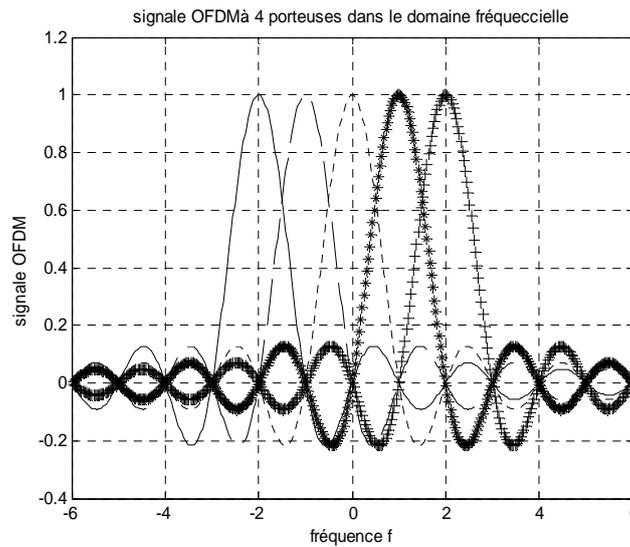


Figure II. 9 : Transformée de Fourier du signal OFDM

II.4.5. Propriété du Signal OFDM :

La densité spectrale d'un signal OFDM est donnée

$$\text{par : } X_s(f) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{sinc}^2(fT - n) \rightarrow W_s = \frac{N+1}{NT_s} \approx \frac{1}{T_s} \quad (\text{II.15})$$

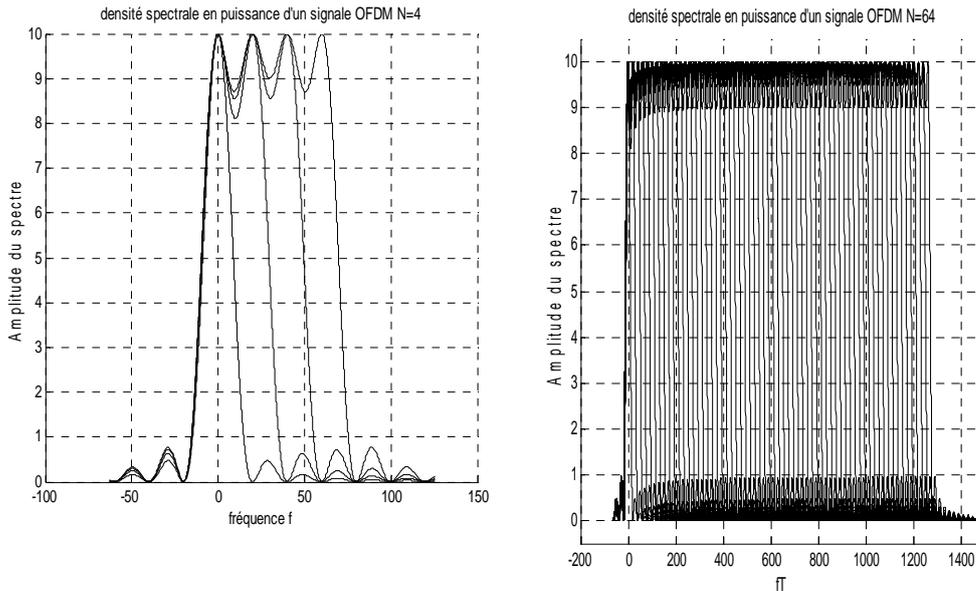


Figure II.10 : La densité spectrale du signal OFDM

II.4.6. Détection du Signal OFDM :

La détection du signal *OFDM* est réalisée en utilisant *N* corrélateurs, dont chacun est centré autour des différentes fréquences des sous porteuses. Ainsi, le signal reçu échantillonné à la *k*^{ème} porteuse est donné par :

$$r_k(n) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{nT}^{(n+1)T} r(t) e^{-j2\pi \frac{k}{T} t} dt = s_k(n) + z_k(n) \quad (II.16)$$

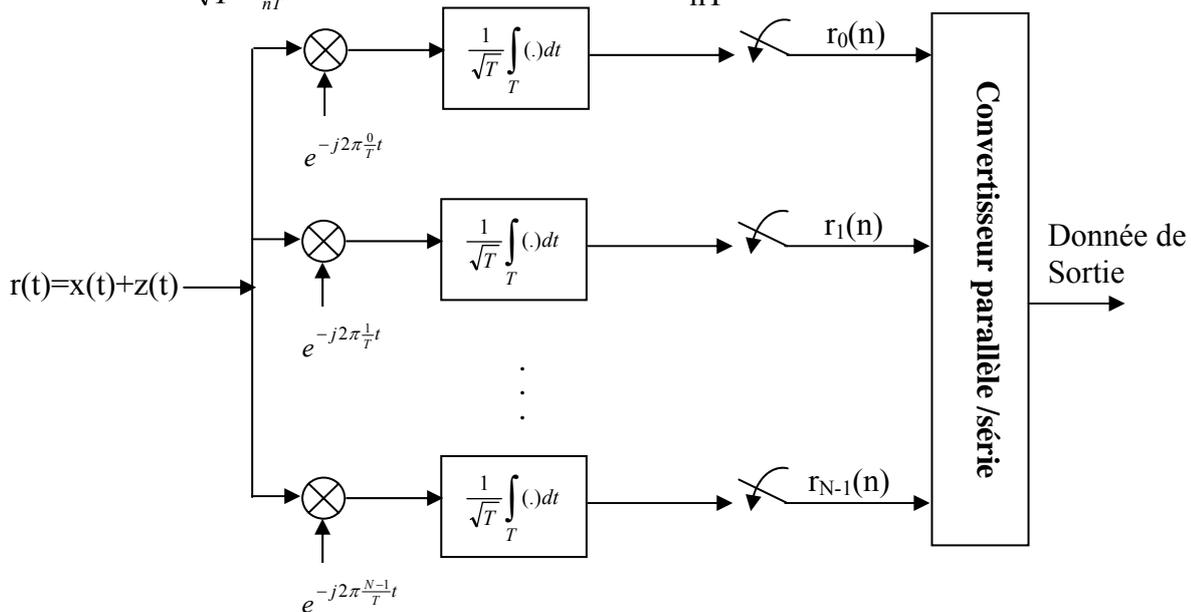


Figure II. 11 : Le Corrélateur démodulateur d'un signal OFDM

II.4.7. L'OFDM Via les Canaux Atténuants Multi Trajets :

Dans les canaux atténuant ayant une largeur de bande B_m , le signal reçu est donné par :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i(t)x[t - \tau_i(t)] + z(t) \quad (\text{II.17})$$

Avec une propre sélection de N , on peut élargir le bloc *OFDM* plus que le retard maximum du canal :

$$T = NT_s \gg T_m = \frac{1}{B_m} \quad (\text{II.18})$$

Dans ce cas, l'échantillon de la sous porteuse est donnée par :

II.4.8. Solution du Problème des Interférences :

Comme déjà mentionné, l'introduction du préfixe cyclique en étendant le bloc *OFDM* avec un intervalle de garde T_G , et on peut écrire :

$$x(t) = \sum_{m=0}^{N-1} s_m(n)e^{j2\pi\frac{m}{T}t}, nT - T_G \leq t \leq (n+1)T, \quad \text{avec } T_G \geq T_m \quad (\text{II.19})$$

Cet intervalle de garde, est ignoré à la réception :

$$r(t) = \sum_{m=0}^{N-1} H(m/T; t)s_m(n)e^{j2\pi\frac{m}{T}t}, \quad nT \leq t \leq (n+1)T \quad (\text{II.20})$$

Où ; $H(f; t)$ est la fonction de transfert du canal.

L'échantillon de la k ème sous porteuse de sortie devient :

$$r_k(n) = \int_{nT}^{(n+1)T} r(t) e^{-j2\pi \frac{k}{T} t} dt = H(m/T; t) s_k(n) + z_k(n) \quad (\text{II.21})$$

Ainsi, l'ISI et l'ICI sont évités. D'autre part, avec l'intervalle de garde la durée du bloc *OFDM* devient : $T=T+T_G$. A noter qu'il y a des pertes en puissance due à l'introduction de l'intervalle de garde qui sont données par la formule suivante :

$$10 \log_{10} \left(1 + \frac{T_G}{T} \right) \quad (\text{II.22})$$

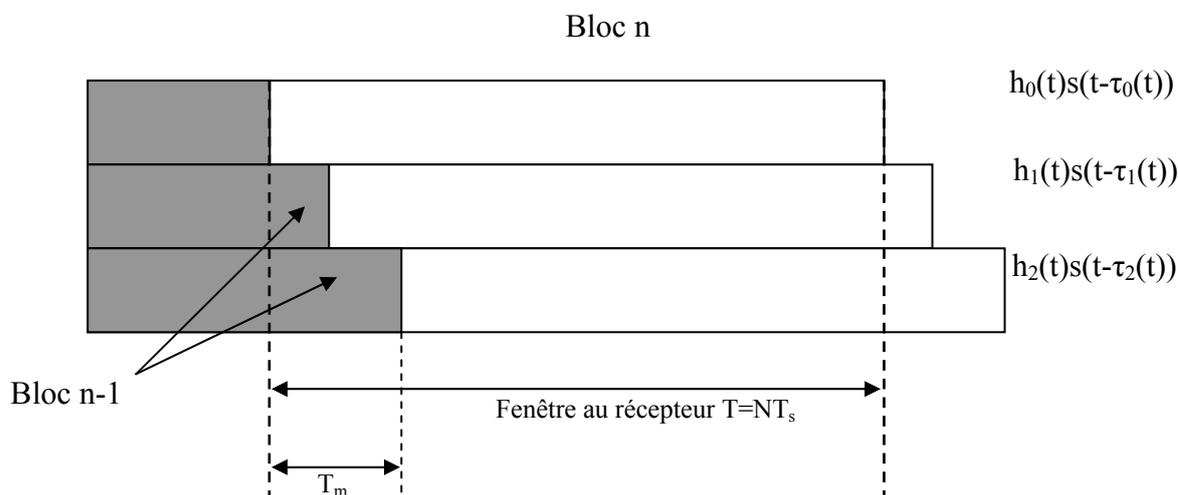


Figure II. 12 : Interférence entre les trames *OFDM*

II.4.9. La Représentation Discrète et l'implémentation du Signale *OFDM* :

L'échantillonnage du signal *OFDM* aux instants $lT_s = lT/N$; on aura :

$$x_l = x(lT_s) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} s_m(n) e^{j2\pi \frac{ml}{N}} \quad (\text{II.23})$$

Donc, on aura une séquence de longueur N :

$$x(n) = \{x_0(n), x_1(n), \dots, x_{N-1}(n)\} = \text{IDFT}\{s(n)\} \quad (\text{II.24})$$

A la réception, le corrélateur de sortie de la $k^{\text{ième}}$ sous porteuse peut être écrit :

$$y_k(n) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_0^T x(t) e^{-j2\pi \frac{k}{T} t} dt \approx \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{N-1} s_k(l) e^{-j2\pi \frac{lk}{N}} \quad (\text{II.25})$$

Ainsi, on aura :

$$y(n) = \{y_0(n), y_1(n), \dots, y_{N-1}(n)\} = DFT\{x(n)\} \quad (\text{II.26})$$

Avec l'intervalle de garde, le signal OFDM est donnée par :

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{m=0}^{N-1} s_m(n) e^{j2\pi \frac{m}{T} t}, nT - T_G \leq t \leq (n+1)T \quad (\text{II.27})$$

Si on échantillonne le signal $x(t)$ aux instants $lT_s = lT/N$:

$$x_l = x(lT_s) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} s_m(n) e^{j2\pi \frac{ml}{N}} \quad (\text{II.28})$$

On aura une séquence de longueur $N+G$:

$$\tilde{x}(n) = \left\{ \underbrace{x_{N-G}(n), x_{N-G+1}(n), \dots, x_{N-1}(n)}_{\text{préfixe cyclique}}, x_0(n), x_1(n), \dots, x_{N-1}(n) \right\} \quad (\text{II.29})$$

A la réception, on prend en compte les N échantillons et les autres échantillons sont ignorés.

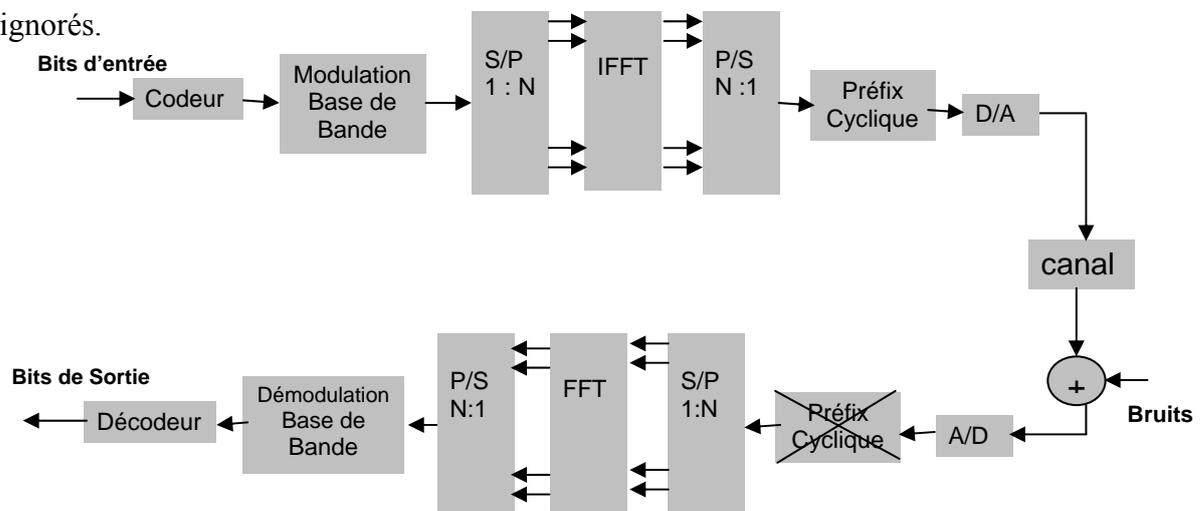


Figure II. 13 : Schéma général du principe d'un système OFDM

Le signal reçu peut être écrit comme :

$$r(k) = s(k) * h(k) + e(k), 0 \leq k \leq N-1 \quad (\text{II.30})$$

Où le symbole * dénote la convolution.

Si le préfixe cyclique ajouté est plus grand que la réponse impulsionnelle du canal, la convolution linéaire dans le canal, de point de vue au récepteur, est considérée comme étant une convolution circulaire. Cela est montré par l'équation ci-dessous pour n'importe quel sous canal n, avec $0 \leq n \leq N-1$.

$$\begin{aligned} s(n) &= \text{DFT}(r(k)) = \text{DFT}(\text{IDFT}(s(n)) \otimes h(k) + e(k)) \\ &= s(n) \text{DFT}(h(k) + \text{DFT}(e(k))) = s(n) H(n) + e'(n), 0 \leq k \leq N-1 \end{aligned} \quad (\text{II.31})$$

Où \otimes dénote la convolution circulaire et $e'(n) = \text{DFT}(e(k))$

L'équation précédente montre qu'il n'y a pas d'interférence entre les sous canaux, i.e. le *ICI* est nul. Par conséquent, en ajoutant le préfixe cyclique, l'orthogonalité est maintenue durant la transmission. Un autre avantage de l'utilisation du préfixe cyclique c'est qu'il a un rôle d'un espace de garde entre les trames *OFDM* adjacentes, ce qui permet aussi l'élimination du problème des interférences inter trames. Ces conséquences sont maintenues tant que le préfixe cyclique est au moins plus grand que la réponse impulsionnelle du canal. L'inconvénient du préfixe cyclique est le fait que le total des données transmises augmente.

II.5. LES PERFORMANCES DES MODULATIONS

- **ASK** : Inefficace dans les domaines de communications (Power line, sans file) elle est utilisée aux fibres optiques, et elle est susceptible aux changements brusques des gains

- Moins sensible aux erreurs que la ASK.
- Utilisée pour la transmission radio HF et aussi pour les réseau LAN utilisant des câbles coaxiales en HF
- **QPSK** : Plus efficace en utilisant un décodage de plus d'un bit.
- **QAM** : Cette technique offre plus d'efficacité dans l'utilisation de la bande passante mais une fois les symboles sont plus fermes à d'autres, les bruits et les perturbations de la ligne auront plus de facilité de provoquer des erreurs dans la décision lequel des symboles soient reçu. Donc, la *QAM* nécessite un *SNR* très élevé à l'entrée du récepteur. La *QAM* est très utilisée dans les modems à câble où le *SNR* peut dépasser les 30dB. pour les liaisons stellite et un *SNR* de 10dB il est difficile de la réaliser et la *QAM* devient indétectable au récepteur
- **Modulation à spectre étendu** : Pour une utilisation au PLC
 - Le signale transmis occupe une bande passante considérablement plus grande que la minimum nécessaire pour envoyer l'information.
 - Elle augment la sensibilité à la déformation du signale ce qui nécessite une correction. Donc elle n'est pas recommandée pour les applications résidentielles.
- **OFDM**
 - Utilisation efficace du spectre en autorisant le débordement.
 - En utilisant le canal en plusieurs bandes étroites, *OFDM* est plus résistive aux atténuations des fréquences sélectives que les systèmes uni porteuse.
 - Elle élimine les *ISI* par l'utilisation du préfixe cyclique.
 - En utilisant un codage adéquat du canal, on peut recouvrir les symboles perdus.
 - Elle est efficace par l'utilisation de la FFT pour implémenter les fonctions de la modulation et la démodulation.
 - Elle offre une bonne protection contre les interférences co-canal et les bruits impulsifs.

- Elle est moins sensible aux atténuations de la fréquence de la porteuse que les systèmes uni porteuse et cela est dû à la fuite de la FFT.

II.6. Le Choix de la Technique de Modulation pour les Systèmes PLC :

Pour bien visualiser le choix de la technique convenable dans la PLC, on va faire des exemples comparaison entre trois techniques qui s'avère les plus utilisés dans ce domaine. Le problème du choix sera divisé en deux parties : pour 1Mbps et pour 10Mbps. Ces trois techniques sont : la FSK, la séquence à spectre étendue et l'*OFDM*.

❖ **FSK** : cette technique présente deux problèmes majeurs. Le premier est que la partie significative du spectre du canal s'atténue de plus de 40dB pour par exemple une bande de fréquence de 3-6MHz. Le second problème survient quand on essaye d'utiliser le reste du spectre, il y a des parties qui ne sont pas assez uniforme pour une transmission FSK. Cela est fortement lié au bit rate R.

❖ **OFDM** : Pour une transmission de 1Mbps, le spectre résultant a une largeur de l'ordre de 1MHz. Donc on peut le considérer comme une modulation à bande étroite. Au contraire à la FSK, l'*OFDM* tolère facilement toute distorsion du canal. Donc la performance sera influencée par le SNR et il y a une probabilité que la bande soit atténuée..

La propriété de l'*OFDM* est la capacité de réaliser le changement des bits par fréquence suivant le *SNR* de chaque fréquence. L'approche commune de l'*OFDM* est d'utiliser pour toutes les fréquences une allocation et un code convolutionnel et corriger les fréquences atténuées au niveau du récepteur. La détection cohérente est préférée d'où nécessite d'une estimation du canal. Si on utilise cette propriété, l'*OFDM* sera une bonne technique pour la PLC. Au plus de ces avantages, l'*OFDM* offre un rejet facile des interférences. Mais le coût élevé pour l'implémentation de cette technique ainsi que la sensibilité à la non linéarité (ce qui nécessite des amplificateurs purement linéaires au niveau du récepteur et de l'émetteur) désavantage cette technique.

❖ **Modulation à Spectre étendue** : Pour les bandes étroites, cette technique transmet dans toute la bande permise, et le récepteur peut collecter l'énergie à partir

de ces parties du spectre qui ont un SNR positif. Le récepteur peut résister contre les transitions courtes avec l'aide d'une correction de l'erreur. (pour l'OFDM une transition assez large effacera la totalité du symbole). Le choix de la technique de modulation n'est indépendant du choix de l'application et du protocole d'accès au milieu (Medium Access Protocole).

II.7. CONCLUSION :

Dans cette partie nous avons vu les différents types de modulation et leurs caractéristiques. Vu les avantages que peut offrir la modulation multi porteuse sur les canaux atténuants tel que la ligne électrique, cette technique nous permet bien avoir :

1. Une robustesse envers les caractéristiques dures de la ligne électrique.
2. Assurer un débit élevé (Mbps) ce qui nous permet une communication des hauts débits (Internet).

L'utilisation de l'*OFDM* est la plus avantageuse pour les systèmes PLC vue qu'elle permet un débit élevé en plus d'une robustesse contre les caractéristiques rudes.

Dans le chapitre suivant on aboutira les différentes types de protocoles de communications, et choisir le protocole approprié au power ligne.

Chapitre III

Les Protocoles d'Accès

III.1. Introduction :

Après avoir vus dans le chapitre précédant les différentes types de modulations et choisir l'OFDM comme la meilleurs technique de modulation pour la PLC, on entame dans cette partie la méthode ou la façon de gérer la communication dans le réseau on faisant la description des protocoles de communication, et le choix d'un protocoles appropriier au réseau PLC.

III. 2. Définition :

Un protocole est une méthode standard qui permet la communication entre des processus (s'exécutant éventuellement sur différentes machines), c'est-à-dire un ensemble de règles et de procédures à respecter pour émettre et recevoir des données sur un réseau. Il en existe plusieurs selon ce que l'on attend de la communication.

III. 3. Le Protocole d'Accès [Langfeld] [Ais]**III. 3. 1. Carrier Sense Multiple Access (CSMA, 1975)**

Avec Aloha, l'ordinateur émet une trame dès qu'il en ressent le besoin. Or il est possible d'éviter certaines collisions si l'on fait en sorte que chaque ordinateur écoute ce qui se passe sur le réseau avant d'émettre et évite d'émettre lorsque le réseau est occupé : c'est comme si, dans une conversation à plusieurs, la règle était que lorsque quelqu'un parle les autres se taisent. On distingue plusieurs types de protocoles CSMA, tous plus efficaces que les protocoles Aloha .

III. 3. 2. CSMA persistant

L'écoute est continue, et l'ordinateur émet dès que le réseau est disponible. Ce protocole présente toutefois un défaut : il y aura collision si deux ordinateurs ont attendu ensemble que le réseau soit disponible, parce qu'ils émettront chacun une trame en même temps.

III. 3. 3. CSMA non persistant

L'ordinateur qui a trouvé le réseau occupé reprend son écoute après un délai aléatoire. Ceci permet de corriger le défaut précédent.

III. 3. 4. CSMA p- persistant

Le temps est divisé en intervalles, comme " Aloha discrétisé ". Si un ordinateur veut émettre, il écoute pour savoir si le réseau est encombré. Il émet avec une probabilité p si le réseau est libre, et reporte l'émission à un intervalle suivant avec une probabilité $1 - p$. Le processus continue jusqu'à ce que la trame soit émise.

III. 3. 5. Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA-CD)

Lorsqu'il y a collision, les dessins de trames se superposent dans l'espace hertzien et engendrent un signal incompréhensible pour les récepteurs. La *détection de collision* vise à limiter la durée de ce phénomène. L'émetteur écoute ce qui se passe sur le réseau, et si une collision se produit il interrompt immédiatement l'émission de la trame

Le CEBUS utilise la technique CSMA/CDCR (Carrier Sense Multiple Access / Collision Détection and Collision Résolution) comme protocole d'accès. Avec cette technique, chaque utilisateur écoute l'activité du canal et s'il n'y pas d'activité, cette utilisateur transmet. S'il détecte une activité, l'utilisateur rompe cette transmission et essaiera l'accès au canal de nouveau. L'avantage de cette méthode est que la seule information requise par l'utilisateur émetteur est l'état du milieu (couche physique). Pour éviter la contention, le schéma utilisé par le CEBUS sont : la priorité d'accès, la création d'une file d'état et d'un temps aléatoire du début de la transmission de la trame pour chaque niveau de priorité. La trame utilisée par le CEBUS est donnée par la *Figure III. 1.*

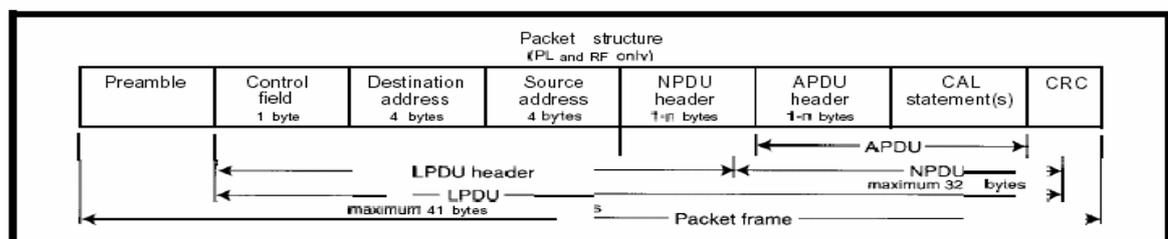


Figure III.1. La trame utilisée par CEBUS

Un préambule transmis au début de la trame, est un champ de 08 bits qui contient une valeur aléatoire pour la détection de la collision. Le champ d'information est d'une longueur variable jusqu'à un maximum de 32 bytes. La séquence de détection d'erreur de la trame (Frame Check Sequence : FCS) est le dernier champs de la trame qui est un moyen pour la détection d'erreur et la fin de la trame.

III. 4. Lonworks

Local Operating Network (LON) comprend des utilisateurs intelligents connectés par un ou plusieurs media de communication. Dans ce type de protocole, les utilisateurs sont programmés de transmettre les messages entre eux en réponse aux changements des conditions du réseau et de prendre une action selon les messages arrivés. L'avantage du LON est qu'un petit nombre d'utilisateur doivent être configurés pour réaliser un spectre étendu de différentes fonctions qui dépend de leur lien aux réseaux. Cette technologie a fait augmenter la commande intelligente du réseau ainsi que la diminution du coût de la conception des systèmes de contrôle. LON utilise le protocole LonTalk. LonWorks comprend les fonctions hardware et software nécessaire pour le traitement des données au niveau des utilisateurs. LonWorks utilise des émetteurs/récepteurs de type Neuron Chips et LonWorks , et le protocole LonTalk est le LNS (LonWorks Network Service).

III. 5. 1. Le protocole Aloha

Le premier protocole de réseau local, nommé " Aloha ". Le principe de ce protocole est que tous les utilisateurs émettent en même temps, reçoivent en même temps, donc communiquent en même temps sur la même bande de fréquence. Il s'agit donc d'une conversation à plusieurs principes opposés à celui de la commutation qui procède en allouant à chaque conversation des ressources cloisonnées les unes par rapport aux autres.

L'émetteur découpe le message en trames comportant l'adresse du récepteur et un numéro d'ordre. Les ordinateurs reçoivent toutes les trames émises sur le réseau et trient celles qui leur sont destinées en lisant les adresses. Le destinataire reconstitue le message en ouvrant ces trames pour en extraire le contenu et le ranger dans l'ordre après celui des trames précédentes.

Cependant si deux utilisateurs émettent une trame en même temps, il y a *collision* : le signal émis dans la bande de fréquence est incompréhensible. Il faut alors retransmettre.

Notons t la durée de trame. Pour qu'une trame ne provoque pas de collision, il faut qu'aucun autre utilisateurs ne commence à émettre pendant une durée égale à $2t$:

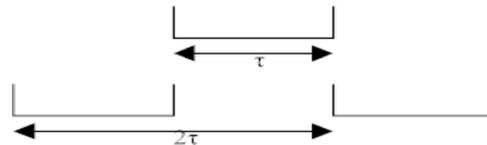


Figure III.2. la base de temps' Aloha'

En supposant que le nombre d'utilisateurs soit grand, la probabilité pour qu'il n'y ait pas de trame émise pendant la durée t est $P(0)$. Il résulte que :

$$P(0) = e^{-G} \tag{III-1}$$

La probabilité pour que deux événements indépendants se produisent étant égale au produit de leurs probabilités, la probabilité pour qu'il n'y ait pas de trame émise pendant *deux* durées t successives est $[P(0)]^2$, soit e^{-2G} .

Notons S le nombre moyen de trames " utiles ", c'est-à-dire émises sans collision. Comme il y a en moyenne G trames émises par durée de trame, on a :

$$S = Ge^{-2G} \tag{III-2}$$

La forme de cette fonction est indiquée par le graphique ci-dessous ; S atteint son maximum, égal à 0,18, pour $G = 0,5$.

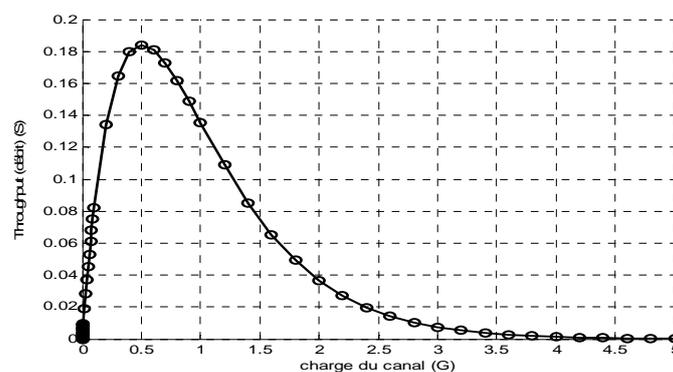


Figure III.3. Rendement du protocole Aloha

Cette fonction mérite un examen attentif. Lorsque G est très petit, c'est-à-dire lorsque le nombre de trames émises par durée de trame est très faible, S est égal à G : le réseau n'étant pas encombré, les trames passent sans collision. Si G croît, la probabilité des collisions augmente. S devient inférieur à G .

Le maximum de S est atteint lorsque $G = 0,5$, c'est-à-dire lorsque les utilisateurs émettent en moyenne une trame pour deux durées de trames. Alors $S = 0,18$: en moyenne seules 36 % (= $0,18 / 0,50$) des trames émises passent sans collision. Le nombre de trames utiles par durée de trame étant $0,18$, le réseau peut véhiculer des données pendant 18 % du temps d'utilisation. Ce taux de 18 % est un maximum : *le débit disponible pour le transport des données est égal au plus à 18 % du débit physique du réseau.*

Si G croît au delà de $0,5$, le nombre de collisions croît encore et le nombre de trames utiles décroît. Pour des valeurs importantes de G , S est très faible : le nombre de collisions est tellement grand que le nombre des trames utiles devient très petit.

NB : certains s'étonnent que S ne devienne pas nul lorsque $G > 1$, puisque alors il y a plus d'une trame émise par durée de trame. G est un nombre moyen, et pendant certaines durées de trame il peut y avoir moins d'une trame émise même si $G > 1$.

III.5.2 Aloha discrétisé

La seule différence est d'installée une horloge sur le réseau émet un signal à la fin de chaque durée de trame. Un utilisateurs n'a le droit d'émettre qu'au reçu du signal de l'horloge : au lieu d'émettre une trame dès qu'il en a envie, il doit donc attendre le prochain signal d'horloge. Une collision se produira si deux utilisateurs ont eu envie d'émettre pendant une même durée de trame, car ils émettront ensemble au reçu du signal d'horloge. L'astuce de ce protocole, c'est de *diminuer la durée du silence nécessaire pour éviter la collision*. Cette durée était de $2t$ avec Aloha, elle devient de t seulement avec Aloha " discrétisé ". Cette option a un coût : il faut installer une horloge sur le réseau, et mettre sur chaque utilisateurs le dispositif lui interdisant d'émettre si ce n'est au reçu du signal de l'horloge. On trouve dans ce cas :

$$S = Ge^{-G} \quad \text{(III-3)}$$

Le maximum de S est atteint pour $G = 1$ et il vaut 0,37.

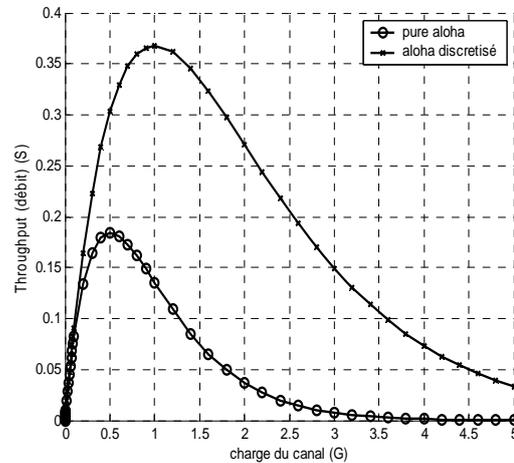


Figure III.4 Rendement comparé d'Aloha

" Aloha discrétisé " est deux fois plus efficace que Aloha pure, puisqu'il permet d'utiliser 37 % du débit physique du réseau.

III. 6.1. Investigation sur les Protocoles d'Accès pour les Systèmes PLC

[Lee1] [Hrasnica] [Asis]

Le protocole d'accès spécifie une stratégie d'allocation des ressources. Cependant il existe deux méthodes d'accès :

- Accès fixe
- Accès Dynamique

Les systèmes de transmission à accès fixe assigne à chaque utilisateur une capacité fixe et prédéterminée (canal et nombre de canaux). Cela veut dire, un canal est alloué à un utilisateur (ou plusieurs utilisateurs) indépendamment de ses besoins de transmission à ce moment. Pour

le schéma d'accès multiple, la stratégie d'accès fixe est utile pour les trafics continus mais pas pour les trafics chargés qui est typique pour le transfert de données dans les réseaux PLC. Les stratégies d'accès dynamique sont adéquates pour la transmission des données et permet d'assurer une certaine qualité pour le retard du trafic. Ainsi, il existe deux groupes de protocoles d'accès dynamiques :

- Protocole de contention avec collision
- Protocoles de négociation avec libre collision

Les protocoles d'accès à contention évitent les collisions entre les utilisateurs dans les réseaux. Ce protocole ne peut pas assurer une certaine garantie de la qualité de service concernant le retard d'accès et aussi pour l'utilisation du réseau. Et puisque les systèmes PLC fonctionnent avec un taux de bits limités, ces protocoles à contention ne sont pas convenables.

Les protocoles à libre collision garantissent que chaque station du réseau dispose d'une partie supplémentaire pour la capacité de transmission. La division de la capacité de transmission entre les stations du réseau peut être réalisé selon les méthodes suivantes :

- Le protocole Token ring (à passation du jeton).
- La méthode à polling
- Les protocoles à réservations.

Les deux premières méthodes implémentent un droit de transmission (transmis par un jeton ou un polling) et peuvent être utilisés pour une quantité particulière de donnée ou une période temps. Cependant, en augmentant le nombre des utilisateurs dans le réseau le temps entre l'émission de deux droits de transmettre pour une station devient plus long, ce qui ne permet pas à ces deux protocoles d'être convenable pour les systèmes PLC.

Dans le cas des protocoles à réservation, une sorte de pré-réservation de transmission pour un utilisateur particulier est faite selon la transmission d'une requête. Les systèmes de transmission à réservation sont convenables pour assurer un taux de transmission variable. La réalisation d'une variété de QoS est possible et on peut assurer une bonne utilisation du réseau.

IV. 6.2 Les Protocoles de Réservation pour les Systèmes PLC

Pour l'application des protocoles de réservations on a besoin d'une transmission supplémentaire pour signaler l'information. La transmission d'une requête de l'utilisateur à la SB pour la connexion dans la direction montante, de même une utilisation optimale de la capacité de transmission dans la direction descendante est assurée dans le canal de signalisation.

Il existe plusieurs types de protocoles qu'on peut appliquer pour la procédure de signalisation, et vu la similitude qui existe entre le schéma de transmission sans fil et les systèmes PLC (modulation, multiplexage, le même scénario du bruit) on peut utiliser ces différents types de protocoles

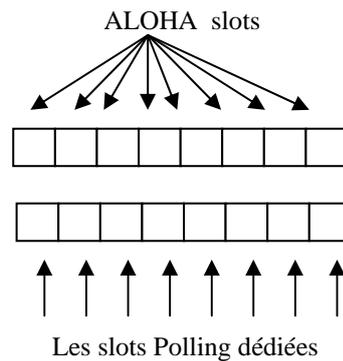


Figure III.5. Principe du protocole ALOHA et Polling

Conclusion

Après avoir vue les différents types des protocoles de communications, et construire un protocoles appropriés au réseau PLC, dans le chapitre prochaine, on veut concevoir un système PLC robuste (assurer une certaine QoS) et cela on commence par connaître la topologie du réseau PLC, capacité de ces canaux, introduire l'OFDM comme technique de modulation à ce réseau, et enfin la régulation par une commande dynamique (mode de glissement), et voir par la suite les performances de cette commande.



Chapitre IV
La
Commande Dynamique
d'un Réseau PLC

Introduction

Le but de ce chapitre est de concevoir un système PLC qui assure les conditions suivantes :

- maximiser le nombre des abonnés reliés à un réseau PLC, en fournissant une QoS suffisante.
- Spécification de la QoS à garantir par un fournisseur PLC et une conception d'une offre appropriée de service.
- Optimisation de l'utilisation de réseau et de l'efficacité économique du réseau.

Donc le réseau PLC doit fournir une très bonne utilisation, gardant également une QoS suffisante qui peut seulement être atteinte en employant des méthodes efficaces pour le partage de la capacité de réseau –des protocoles MAC.

IV.1 La Topologie Logique du Réseau [Zimmermann99]

1. La topologie du réseau comprend une station de Base (BS) et M utilisateurs ou unités d'accès (Access Unit : AU) comme indiqué à la *Figure IV.1*. Le réseau d'accès PLC est relié au réseau backbone de communication via le transformateur qu'on lui assigne la station de base.

On peut définir quelques caractéristiques qui nous permettent de décrire une structure moyenne d'un réseau PLC :

- Nombre d'utilisateurs dans le réseau : 250~400
- Nombre de sections dans le réseau : ~5
- Nombre d'utilisateurs dans la section d'un réseau : 50~80
- La longueur du réseau : ~500 m

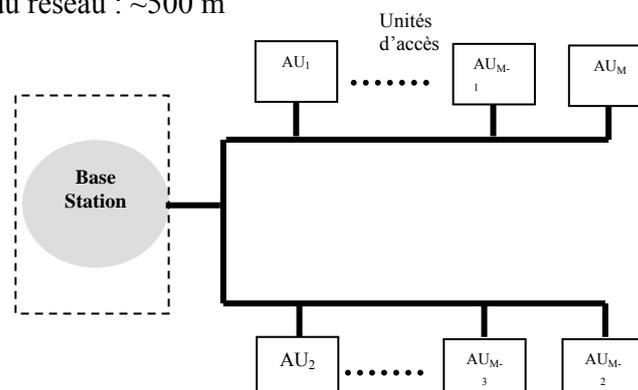


Figure IV. 1. Structure logique d'un réseau PLC

IV.2. LA CAPACITE DE LA LIGNE ELECTRIQUE

IV.2.1. La Capacité Spectrale

D'après le théorème de Shannon, la capacité totale de transmission C d'un canal est donnée par la formule suivante :

$$C = \frac{1}{2} \log_2 \left[1 + \frac{P_t}{\sigma_b^2} \right] \quad (\text{IV-1})$$

Où :

P_t : la puissance du signal transmis.

σ_b^2 : la puissance du bruit.

L'utilisation d'un système de transmission *OFDM* nous permet de définir la capacité individuelle de chaque sous canal k d'une largeur de bande Δf , ainsi que la capacité totale C en fonction des capacités C_i du sous canaux i :

$$C_i = \frac{1}{2} \log_2 \left[1 + \frac{P_i |(C_a)_i|^2}{\sigma_i^2} \right] \quad (\text{IV-2})$$

$$C = 2 \Delta f \sum_{i=0}^{N-1} C_i \quad (\text{IV-3})$$

Avec : $(C_a)_i$ est le facteur anti-atténuation calculé à partir du modèle de la fonction de transfert tel que :

$$(C_a)_i = |g_i|^{-1} e^{(a_0 + a_1 f_i^k) d_i} \quad (\text{IV-4})$$

IV.3 Schéma de Transmission OFDM pour les Systèmes PLC

D'après le schéma bloc de OFDM on divise la bande passante totale B en N sous canaux

à bande étroite espacées équitablement de largeur : $\Delta f = \frac{B}{N}$. Le flux de données de N symboles est distribués aux sous canaux f_k ($k=0,1,\dots,N-1$) transmises en parallèle. L'avantage est la compensation simple des données au sous canaux qui en subit une forte atténuation.

.La fonction de transfert $H(f)$ du canal est approximée par segments $H(k)=H(k,\Delta f)$ centrée autour de la fréquence porteuse Δf . La distorsion $H(k)$ du canal k est inversée pour générer les coefficients complexe anti-atténuation $C_a(k)$ pour un ensemble de compensateurs. Le symbole reçu après compensation peut être écrit par :

$$r_c(k) = \frac{1}{\hat{H}(k)} .r(k) = C_a(k).r(k) \quad (IV-5)$$

L'espacement des sous porteuses de l'*OFDM* doit être choisie attentivement. Avec une période d'échantillonnage T_a et une durée de symbole T_s tel que :

$$T_s = \frac{1}{\Delta f} = \frac{N}{f_a} = N.T_a \quad (IV-6)$$

La modulation de la sous porteuse est obtenue en utilisant la IFFT, avec un block de N symboles $X(k)$ d'une fréquence f_k qui donne un signal continue $s(t)$ pour la transmission dans le domaine temporelle pour une durée du symbole T_s , ainsi :

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k). \exp(j2\pi.f_k t) \quad \text{Avec : } f_k = k. \Delta f = \frac{k}{NT_a} \quad (IV-7)$$

La transmission séquentielle des symboles de l'*OFDM* déborde au récepteur à cause de la distorsion linéaire du canal. Cette *ISI* résulte suite à la perte de l'orthogonalité. En créant un intervalle de garde cyclique étendu (ou préfixe cyclique) de largeur T_G ; où chaque symbole *OFDM* est précédé par une extension périodique du signal lui-même, l'orthogonalité est maintenu et l'*ISI* peut être éliminé. La durée du symbole est étendu à : $T=T_s+T_G=(N+G). f_a$

Un intervalle de garde plus long que la réponse impulsionnelle du canal de quelque microsecondes augmentera la robustesse contre la propagation du signal multi trajets. Le schéma général d'une transmission par l'*OFDM* est donné par la *Figure IV.2*.

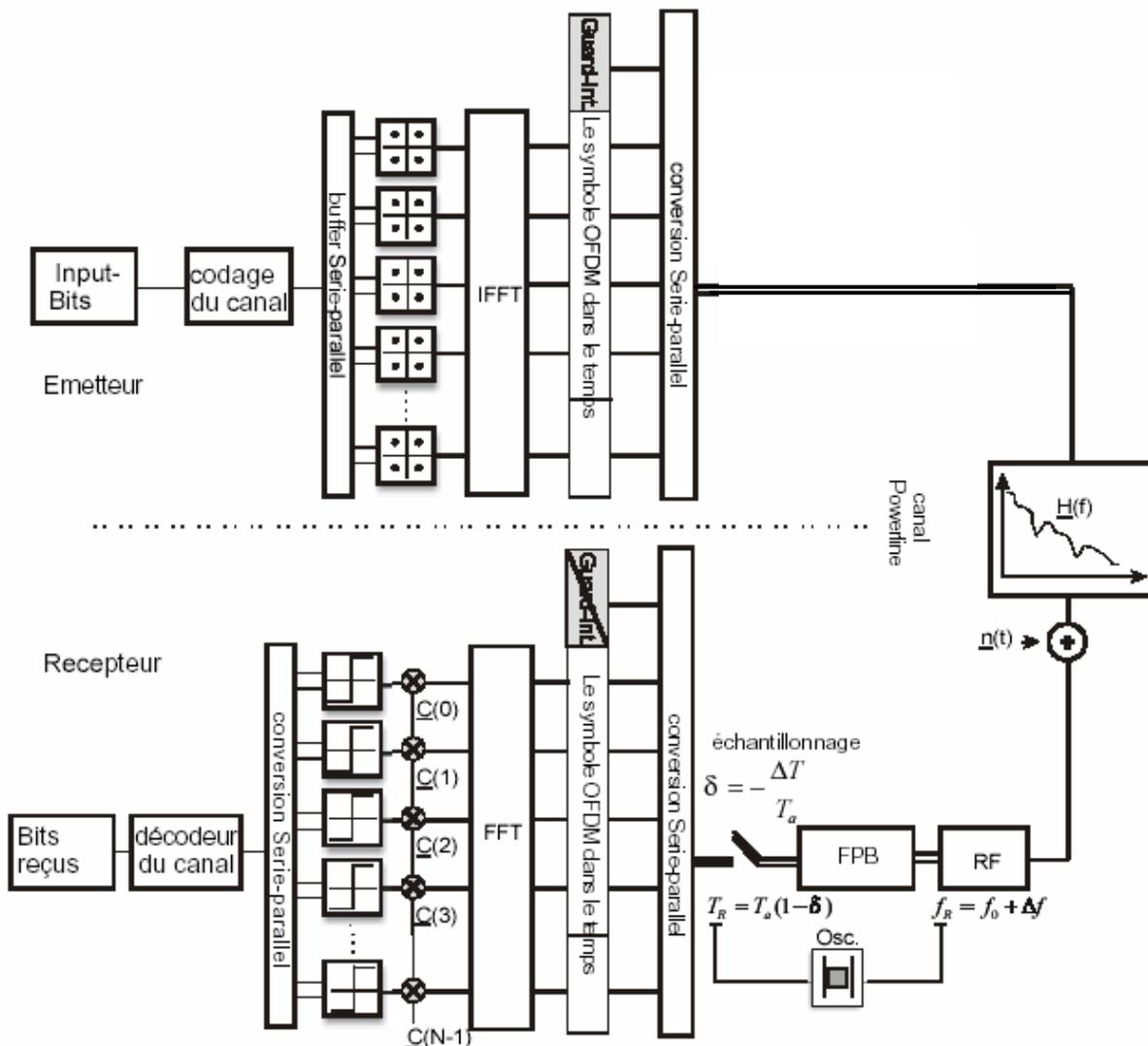


Figure IV.2. Schéma global d'un système OFDM appliqué à la PLC

Le flux de bits d'entrée est codé aux symboles d'informations. On utilise des techniques de modulations pour les sous porteuses (*QPSK* ou *QAM*). La sortie du bloc IFFT sur N symboles génère un symbole *OFDM*. L'intervalle de garde est inséré pour diminuer le *ISI*. Au récepteur on réalise l'opération inverse pour obtenir les données.

il est déjà montrés que l'étalement du retard d'un canal électrique multi trajets a un minimum de 0.4 micro secondes et un maximum de 1.5 micro secondes dans la bande de fréquence entre 10MHz et 30MHz. Pour obtenir la possibilité entre le standard WLAN et les applications PLC, on choisi un intervalle de garde de 1.6 microsecondes.

Les mesures on montrés que la réponses impulsienne des canaux est de 3 microsecondes. Donc un symbole de 10 microsecondes semble correct. Le temps de garde sera de 3 microsecondes.

Pour assurer cette synchronisation de la trame puisque 'émetteur et le récepteur ont des horloges d'exécution différentes, on utilise l'intervalle de garde ou préfixe cyclique. Les premiers m échantillons qui sont une copie des derniers m échantillons permette d'avoir une forte corrélation entre ces deux parties de la trame. Cette corrélation peut être utilisée pour détecter le début de la trame.

Selon la *Figure.IV.3*, Si on observe T_w échantillons consécutives du signale *OFDM* $s(k)$. La position de cette trame dans le block d'observation d'échantillons est inconnue à cause du retard du canal θ qui est inconnue au récepteur.

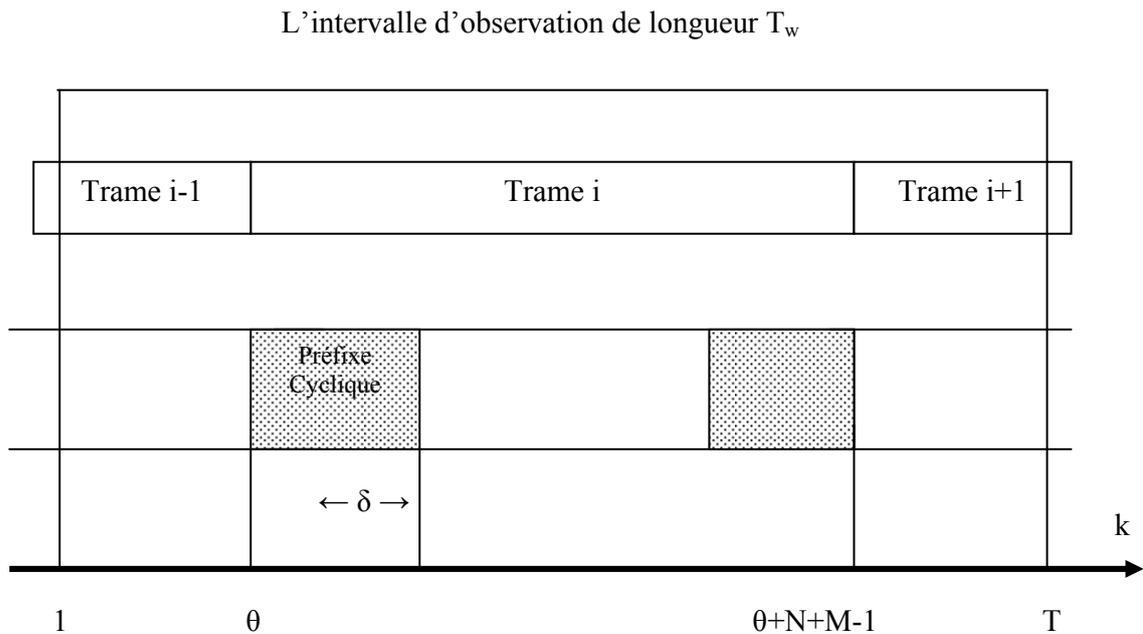


Figure IV.3. Synchronisation de la Trame

Un algorithme pour obtenir le maximum de vraisemblance (MV) pour estimer θ est donné par :

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg_{\theta} \left\{ \gamma(\theta) - \rho\phi(\theta) \right\}, 1 \leq \theta \leq T - N - M + 1 \quad (IV-8)$$

Avec :

$$\gamma(\theta) = \sum_{k=0}^{\theta+M-1} r(k)\hat{r}(k+N) \quad (IV-9)$$

$$\phi(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\theta+M-1} |r(k)|^2 + |r(k+N)|^2 \quad (\text{IV-10})$$

$$\rho = \frac{\text{SNR}}{\text{SNR} + 1} \quad (\text{IV-11})$$

A noter que si SNR est suffisamment grand, alors $\rho = 1$.

Soit les N points de la FFT du signal reçu $r(k)$ pour $k = \hat{\theta}_{ML} + M, \hat{\theta}_{ML} + M + 1, \dots, \hat{\theta}_{ML} + M + N - 1$.

Si $\hat{\theta}_{ML} = \theta$ alors il n'y a pas de distorsion au canal et même pas des bruits. Cependant, les bruits sont souvent présents sur les lignes électriques, l'algorithme de synchronisation ne donnera toujours pas $\hat{\theta}_{ML} = \theta$.

Si $\hat{\theta}_{ML} < \theta$, les N échantillons issues de la FFT seront une version décalés du signal transmis $X(k)$. Cela correspond à une rotation de la phase de la séquence originale qui peut être compensé dans l'estimateur du canal.

Quand $\hat{\theta}_{ML} > \theta$, la séquence reçue $r(k)$ pour $k = \hat{\theta}_{ML} + M, \hat{\theta}_{ML} + M + 1, \dots, \hat{\theta}_{ML} + M + N - 1$, ne comprendra pas les N symboles appartenant à la même trame ce qui veut dire qu'on aura pas les même symbole transmis $X(k)$.

L'estimation de la déviation de fréquence est donnée par la relation:

$$\hat{\varepsilon}_{ML} = \text{angle}\{\gamma(\hat{\theta}_{ML})\} \quad (\text{IV-12})$$

Donc, ces estimés de déviation en temps et en fréquence sont utilisés pour la synchronisation

IV.4. Allocation des Bits

Le nombre de bits alloué à un sous canal dépend de leur rapport SNR, et de la marge du bruit sélectionnée. Les algorithmes de l'allocation des bits ont pour but de maximiser le taux pour une marge donnée, i.e. : de faire un système à taux adaptatif ou de maximiser la marge pour un taux de bit bien définie.

On peut distinguer deux types de d'allocation de bits : adaptative et non adaptative.

IV.4.1. Allocation Adaptative

Pour ce type d'allocation, la taille de la constellation de chaque sous canaux est adapté selon le SNR . De ce fait, le taux de bits est adapté selon l'état du canal qui doit être connu par l'émetteur. Pour notre cas on prend la modulation QAM comme modulation de base.

Pour déterminer la probabilité d'erreur pour la QAM on doit spécifier la constellation choisie. Soit Δ la distance Euclidienne entre deux paires de points du signale QAM qui contient q bits ; la puissance moyenne à transmettre est évalué selon l'équiprobabilité de la transmission de chaque point, et on aura :

$$P = \frac{1}{6} \Delta^2 (2^q - 1) \text{ si } q \text{ est paire.} \quad (\text{IV-13})$$

$$P = \frac{1}{6} \Delta^2 \left(2^q - \frac{1}{2}\right) \text{ si } q \text{ est impaire.} \quad (\text{IV-14})$$

Le signale QAM avec une puissance moyenne P est superposé avec un bruit blanc gaussien donné par : $\gamma = \zeta + j\xi$, et de variance σ^2 .

La probabilité de l'erreur au symbole est donnée par :

$$P_s \leq 1 - P\left\{|\zeta| < \frac{\Delta}{2}\right\} \cdot P\left\{|\xi| < \frac{\Delta}{2}\right\} \quad (\text{IV-15})$$

Ce qui nous donne :

$$P_s \leq 1 - \text{erf}^2\left(\sqrt{\frac{3P}{2(2^q - 1)\sigma^2}}\right) \quad (\text{IV-16})$$

$$\text{Où : } \text{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-t^2} dt$$

La probabilité de l'erreur de symbole pour les différentes constellations est donnée à la Figure IV.4.

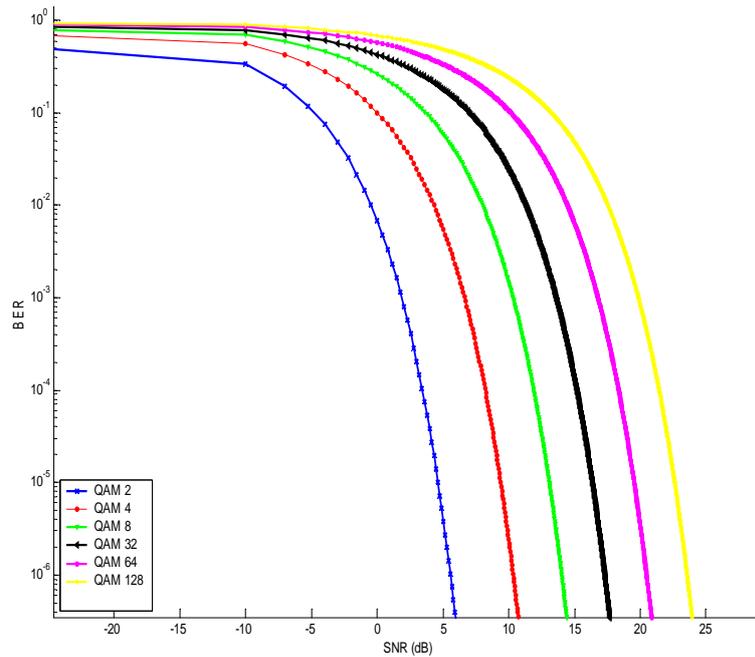


Figure IV.4. Probabilité d'erreur en symbole

A partir de cette relation on va déterminer le maximum de taux de données qu'on peut transmettre pour chaque sous canal selon le SNR disponible pour que la probabilité de l'erreur du symbole ne doit pas dépasser un seuil qu'on va déterminer. A partir des équations (IV-14) et (IV-15), on a :

$$2^q = 1 + \frac{3}{2} \Psi^{-2} \left(\sqrt{1 - P_s} \right) \frac{S}{N}, \quad \text{avec : } \frac{S}{N} = \frac{P}{\sigma^2} = SNR$$

Ainsi, le nombre de bits atteint pour chaque sous canal est donnée par :

$$R = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + K(P_s) \cdot \frac{S}{N} \right) \quad (IV-17)$$

$$\text{Avec :} \quad K(P_s) = \frac{3}{2} \Psi^{-2} \left(\sqrt{1 - P_s} \right) \quad (IV-18)$$

L'expression (IV-13) nous permet de définir le seuil. Les constellations du signal QAM sont des nombres entiers (i.e. q entier). On suppose que la constellation du signal pour un q paire, ce qui veut dire que R est entier aussi. Dans cette exemple on calcul le nombre de bits R_i pour chaque sous canal i selon le SNR disponible, i e : selon l'état du canal. R_i est donné par :

$$R_i = \lfloor R(i) \rfloor = \left\lfloor \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + K(P_s) \cdot \frac{P_i |\lambda_i|^2}{\sigma_i^2} \right) \right\rfloor \quad (IV-19)$$

Où $\lfloor x \rfloor$ dénote l'entier supérieur inférieur à x .

Si l'*OFDM* adaptatif est reliée au chargement de bits en fonction de la capacité du canal disponible, **la non adaptative** alloues les sous canaux d'un taux de bits fixe. et pour cela cette approche est impraticable pour les systèmes PLC : on ne peut pas allouer des bits pour des canaux qui sont fortement atténué.

IV.5. Les Pilotes et l'Estimation du Canal [Hoeher97]

Pour permettre au système d'avoir un certain niveau de performance on doit estimée et compensée la distorsion introduite dans le canal. L'algorithme d'estimation utilisé est basé sur la méthode des moindres carrés. Ainsi, le model global su système de transmission est donnée par la *Figure 6*. Avec l est l'indice d'une trame *OFDM* (i.e. la trame numéro l), n est l'indice de fréquence et k est l'indice du temps. Le signale reçu dans le domaine fréquentiel est donné par la relation suivante :

$$Y(n,l) = X(n,l) \cdot H(n,l) + e(n,l) \quad n=0,1,2,\dots,N-1, l=0,1,\dots \quad (IV-20)$$

Avec $e(n,l)$ est le bruit additionnelle. A partir de l'équation (IV-20), ou $H(n)$ peut être vu constante pour chaque sous canal, il est possible d'estimer $H(n)$ en minimisant l'erreur quadratique ε :

$$\begin{aligned} \varepsilon &= E[(Y(n,l) - X(n,l) \cdot H(n,l)) \cdot (Y(n,l) - X(n,l) \cdot H(n,l))^*] \\ \varepsilon &= (H(n,l) - R_{YX} \cdot R_{XX}^{-1}) \cdot R_{XX} \cdot (H(n,l) - R_{YX} \cdot R_{XX}^{-1})' + R_{YY} - R_{YX} \cdot R_{YX}^* \cdot R_{XX}^{-1} \end{aligned} \quad (IV-21)$$

Ou $(^*)$ dénotes le complexe conjugué, et E est l'opérateur de l'espérance et :

$$R_{XX} = E[X(n,l) \cdot X(n,l)^*] \quad (IV-22)$$

$$R_{YY} = E[Y(n,l) \cdot Y(n,l)^*] \quad (IV-23)$$

$$R_{YX} = E[Y(n,l).X(n,l)^*] \tag{IV-24}$$

Sont les fonctions d'auto corrélation et d'inter corrélation.

Cette minimisation nous donne l'estimation de la réponse fréquentielle H(n) au sens des moindres carrés :

$$\hat{H}(n) = E[Y(n,l).X(n,l)^*]E[X(n,l).X(n,l)^*]^{-1} \tag{IV-25}$$

En remplaçant l'opérateur de l'espérance par ses valeurs, on aura l'approximation suivante :

$$\hat{H}(n) = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} Y(n,l).X(n,l)^*}{\sum_{l=0}^{L-1} X(n,l).X(n,l)^*} \quad , n=0,1,2,\dots,N-1 \tag{IV-26}$$

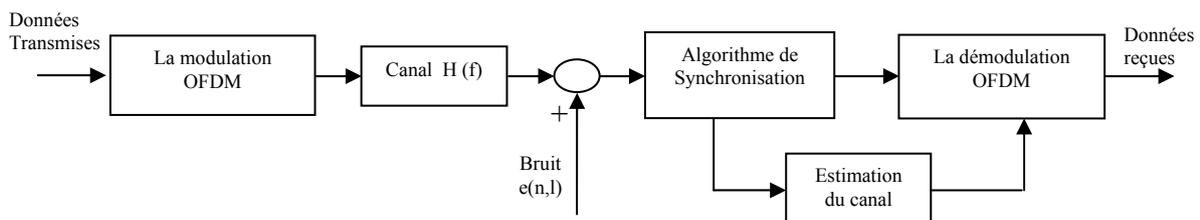


Figure IV.5. Schéma global de communication pour un système PLC avec bloc d'estimation

Puisque X(n,l) le signal transmis qui est inconnu pour le récepteur, donc pour obtenir une estimation de la fonction de transfert H(n), dans OFDM on utilise le concept des pilotes. Ce principe consiste à transmettre des signaux connus sur des sous canaux prédéterminés à des instants prédéterminés. La Figure IV.6 illustre trois types de placements de pilotes. Dans le premier cas, les symboles pilotes occupent toute la trame : les pilotes donnent une estimation du canal sur tous les sous canaux (sur toutes les fréquences). Dans le deuxième cas, les pilotes utilisent seulement quelques sous canaux. Le récepteur mesure l'atténuation à ces valeurs et utilise cette information pour estimer (interpoler) les autres valeurs d'atténuation aux autres sous canaux.

Dans le troisième cas, on utilise des pilotes spatiales (temps, fréquence) qui nécessitent une interpolation en temps et en fréquence en même temps. Pour notre travail, on va utiliser le

deuxième cas, ou on utilise des pilotes sur des fréquences bien connues on verra l'influence de ces pilotes sur l'estimation du canal.

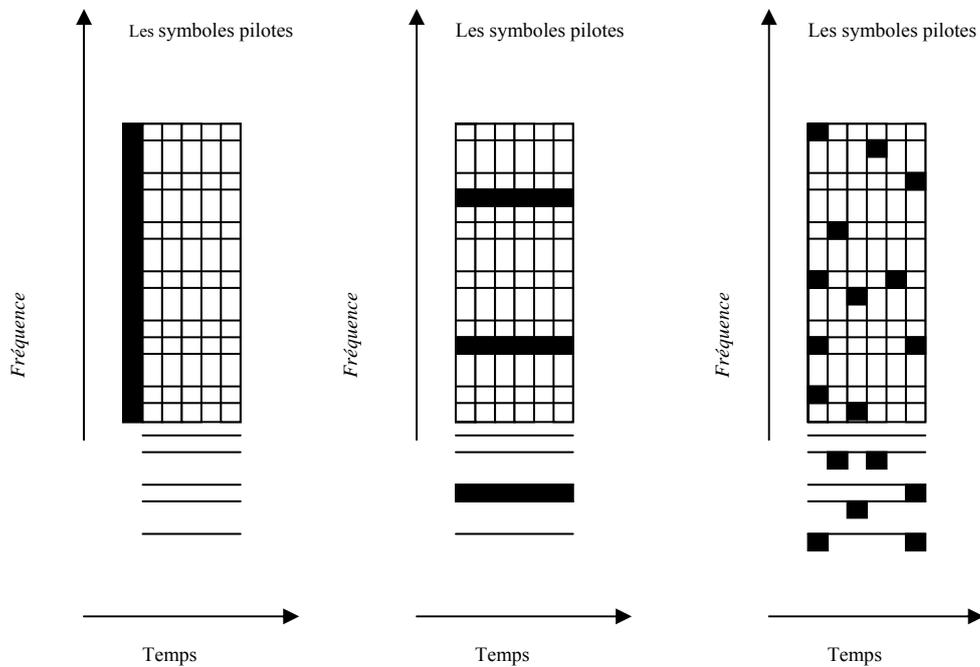


Figure IV.6. Les différents types de déplacement de pilotes. Chaque colonne dans la grille temps fréquence est une trame OFDM. Chaque carré noir correspond à un symbole pilote connu.

Les pilotes influent sur la bonne estimation du canal ce qui veut dire le signal reçu.

La bonne estimation repose sur deux critères :

- Le nombre de pilotes choisis : c'est tout à fait logique que le nombre des pilotes influence, en augmentant le nombre de pilotes on améliorera l'estimation car on aura plus d'information sur le comportement du canal sur toute la bande de fréquences.
- Le choix de la fréquence pilote : lorsque les pilotes sont choisis sur un canal très atténué on risque de perdre l'information de ce pilote ce qui par conséquent mène à une mauvaise estimation, et donc une mauvaise connaissance du signal reçu.

L'influence du *SNR* sur l'estimation et la réception des signaux, donc si le *SNR* est faible, l'erreur de l'estimation est grande ce qui influence sur le signal reçu, ainsi sur la bonne réception de l'information.

Un autre paramètre à considérer, c'est le comportement de la ligne elle-même, i.e. l'allure de la fonction de transfert de la ligne électrique, qui influe d'une façon directe sur la qualité de réception des signaux, surtout quand cette fonction présente des pics dans quelques fréquence (atténuation forte), ce qui rend son estimation difficile.

IV.6. L'adaptation de la qualité de service (QoS) : [Hrasnica00]

Dans le domaine de la communication, même si des mécanismes d'adaptation ont été introduits, la plus part des stratégies du management de la QoS sont statique ou quasi statique, et il sont loin réaliser un approche dynamique et optimale.

Actuellement, les réseaux adaptatifs deviennent les seules premières structures à satisfaire proprement les besoins de la Qualité de Service (QoS). Ces réseaux sont des approches qui utilisent une égalisation adaptative à la réception, permettant une dynamique d'adaptation à l'incohérence de la ligne électrique. Au niveau de la couche physique, l'égalisateur fait amplifier le signal reçu sur la plage de fréquence pour considérer les différences d'atténuations causées par la ligne électrique et cela permet au récepteur d'écouter le signale comme il était transmis. Au niveau de la couche du contrôle d'accès, une procédure de la gestion dynamique des flux et du trafic permet d'assurer une certaine QoS. L'approche nécessaire qui permet accomplir ces besoins est hiérarchique, satisfaisant chaque besoin de réaliser un backbone domestique fiable.

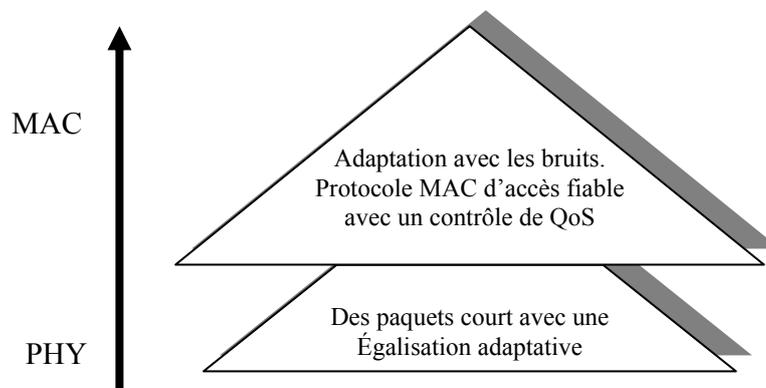


Figure.IV.7. Approche Hiérarchique de la commande

il existe à présent essentiellement deux méthodes permettant d'améliorer la qualité de service.

- La réservation des canaux de transmission capacité pour les connexions entre lesquelles le niveau de qualité de service le plus élevé est exigé.
- L'inclusion d'un dispositif permettant le traitement du flux interne de chaque station transmettant.

Dans notre cas on optera pour les deux solutions en concevant un système de contrôle du flux basé sur les différentes techniques de commandes

IV.7. Modélisation du Système de Communication

IV.7.1. Modélisation et Analyse [Langfeld01] [Drabu]

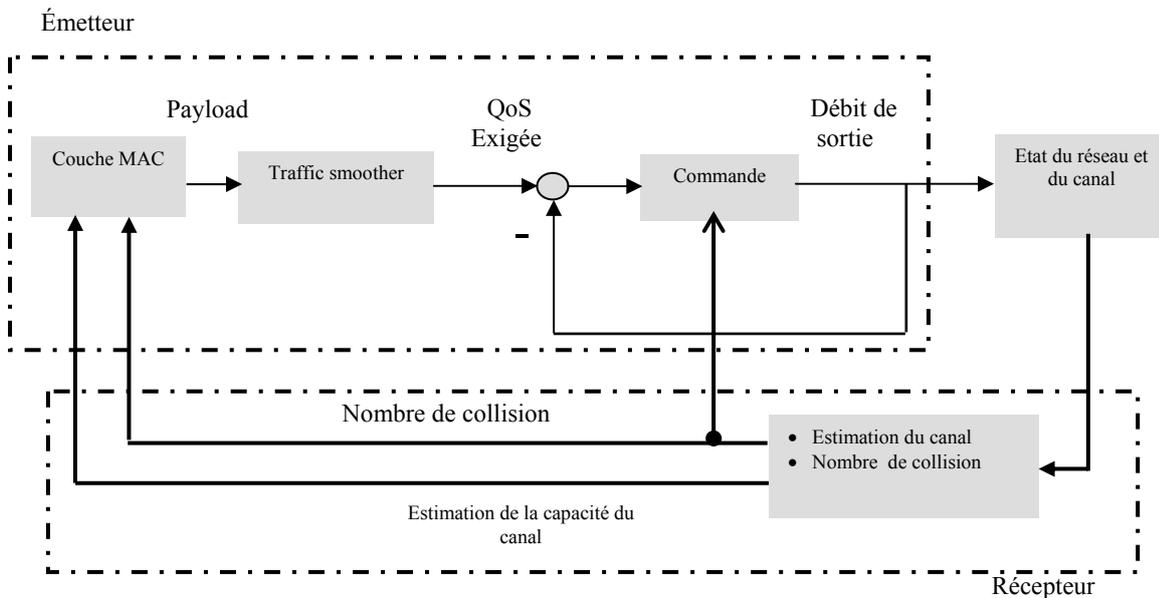


Figure.IV.8. L'architecture globale de la commande dans une station

Le système de communication est modélisé comme suit :

- Le réseau comprend M utilisateurs.
- Nous réservons seulement un canal pour la signalisation (descendant)
- Le processus d'arrivée des paquets est un processus de Poisson avec un taux d'arrivée λ .

Soit n le nombre des utilisateurs en attente (backlogged) durant un laps de temps β .

Le nombre de paquets qui tentent la transmission pour le prochain slot sera :

$$G(n) = \lambda\beta + nq_r \quad (\text{IV-27})$$

Avec :

$\lambda\beta$: Nouveaux paquets durant un temps β

$n q_r$: nombre de paquets en attentes.

q_r : la probabilité de retransmission.

Ainsi, la probabilité de succès sera égal à :

$$P_{\text{succes}} \approx g(n) e^{-g(n)} \quad (\text{IV-28})$$

L'objectif est de garder un $g(n)$ optimale pour maximiser le débit local et l'utilisation du réseau. Pour cela on utilisera une probabilité de retransmission dynamique qui sera la commande du processus. À partir de la relation (IV-28), P_{succes} est maximale si :

$$\frac{\partial P_{\text{succes}}}{\partial g(n)} = 0 \quad (\text{IV-29})$$

Cette relation nous donne la génération de paquet cible : $g_c(n) = 1 = G_0$

La charge réelle du réseau est donnée par la relation suivante :

$$G(n, u, t) = \lambda(u, t-1) + n(t-1)q(t-1) \quad (\text{IV-30})$$

On veut maintenir cette charge autour du point de fonctionnement $G_0 = 1$

À l'instant $(t-1)$ on a :

$$G(n, u, t-1) = \lambda(u, t-1) + n(t-1)q(t-1). \quad (\text{V-31})$$

IV.7.2. Le problème posé

Le problème qui se pose pour un tel système de communication est de maintenir la charge optimale afin d'éviter toute collision entre les paquets circulants dans le réseau. Pour de tel type de protocole de communication. Donc notre objectif est de maintenir la valeur de la charge du réseau

autour d'un certain point de fonctionnement tout en maintenant la stabilité du système global (dans une seule station).

Selon le modèle mathématique, on a :

- Probabilité de la transmission avec succès en fonction de $G(n)$.
- Pour une probabilité de retransmission q petit, on aura :

$$P_{\text{succ}} \approx G(n) e^{-G(n)} \quad (\text{IV-32})$$

- Pour un valeur de q statique : le système n'est pas stable, car une probabilité de retransmission statique provoque l'augmentation de la file d'attente.

Donc pour maintenir la stabilité du système il faut que la probabilité de retransmission q doit changer dynamiquement. Ainsi, le point de fonctionnement pour ce protocole est donnée par :

- $G(n) = 1$ qui nous permet d'avoir le maximum de débit
- La probabilité de retransmission dynamique qui est donnée par : $q(n) = \frac{1-\lambda}{n}$

IV.7.3. Application de la Commande par Mode de Glissement sur la Gestion du Trafic du Réseau

Notre objectif est de maintenir le système autour du point de fonctionnement G_0 , ainsi en utilisant la stratégie de commande par mode de glissement, la surface de glissement à choisir sera donnée par :

$$S(t) = \frac{1}{2} (G(n, t - T_{ech}) - G_0)^2 \quad (\text{IV-33})$$

La dérivée de la charge du réseau sur un intervalle de temps T_{ech} est donnée par :

$$\dot{G}(t) = \frac{G(t) - G(t - T_{ech})}{T_{ech}} \quad (\text{IV-34})$$

Donc, pour assurer la stabilité d'un tel système il faut maintenir la relation (IV-34) toujours vraie :

$$\forall g(n), \dot{S}S < 0 \quad (IV-35)$$

Pour ce cas on a pris le choix de la loi de glissement suivante :

$$\dot{S}S = -K S(t) \text{sign}(S(t)) \quad (IV-36)$$

Donc à partir de (IV-33) et (IV-34) on aura :

$$[G(n, t) - G_0] \left[\frac{G(n, t) - G(n, t - T_{ech})}{T_{ech}} \right] = -K [G(n, t) - G_0] \text{sign}[G(n, t) - G_0] \quad (IV-37)$$

Ainsi la commande aura la formule suivante :

$$q(t) = \frac{n(t - T_{ech})}{n(t)} q(t - T_{ech}) - \frac{KT_{ech} \text{sign}(S(t - T_{ech}))}{n(t)} \quad (IV-38)$$

Pour un autre choix de la loi de glissement définie par :

$$\dot{S}S = -K |S(t)|^\alpha \text{sign}(S(t)) \quad (IV-39)$$

Avec : α et K des paramètres de commande reliés à la formule de commande, et $0 < \alpha < 1$. Le signal de commande qui est la probabilité de retransmission aura la forme suivante :

$$q(t) = \frac{n(t-1)}{n(t)} q(t-1) - \frac{KT |S(t-1)|^\alpha \text{sign}(S(t-1))}{n(t)} \quad (IV-40)$$

IV.8.Simulation

Un exemple d'application utilisant cette commande est illustré dans les figures suivantes. Les paramètres pris sont : $\alpha=0.1$; $K=0.01$ pour la première formule de commande avec une longueur de trame fixe $L=1500$ octets.

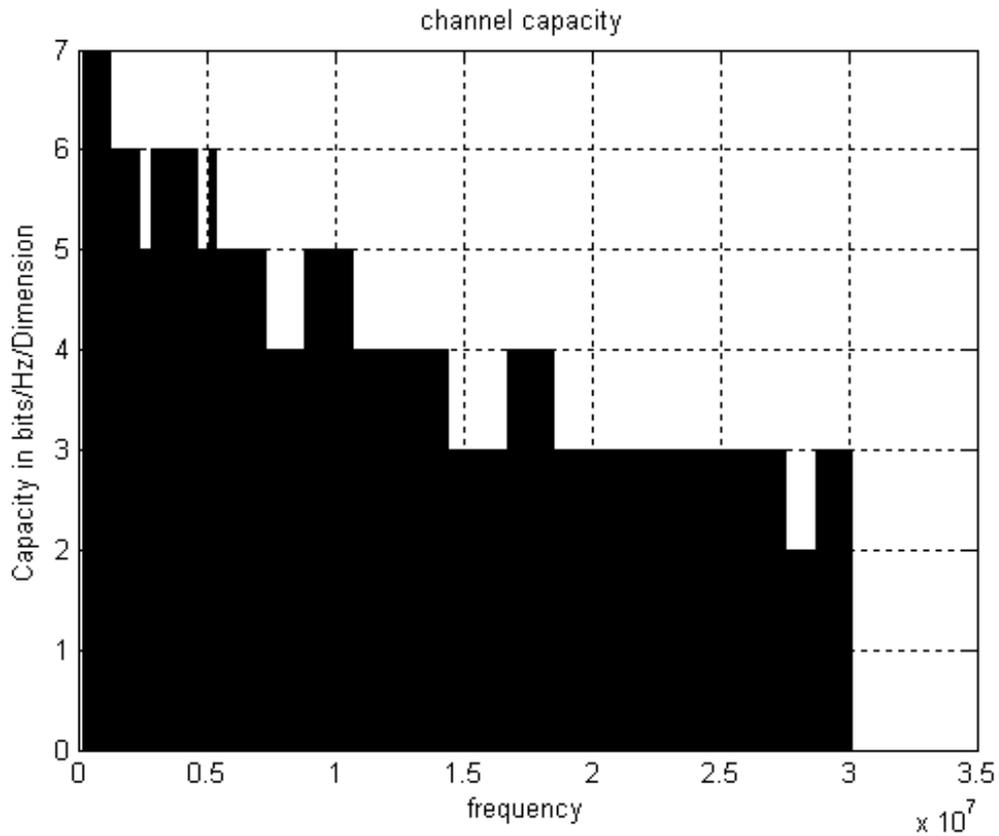


Figure IV.9.1. La capacité du canal pour SNR=100

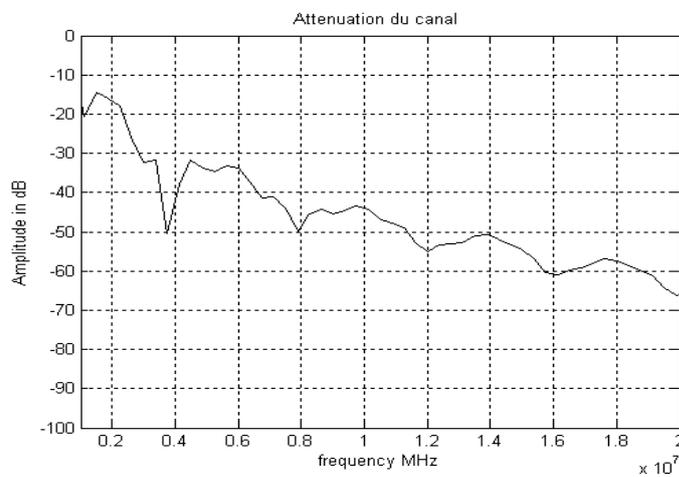


Figure IV.9.2. la réponse fréquentielle du canal utilisée

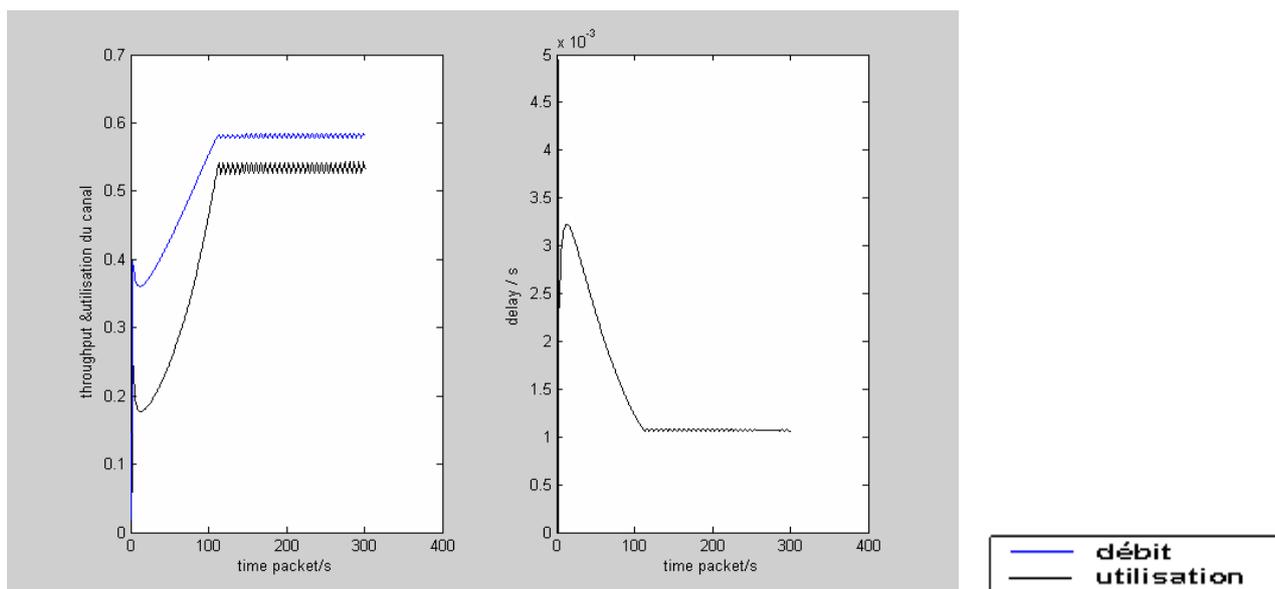


Figure IV.9.3. L'utilisation et le débit dans le réseau

Figure IV.9.4. le retard d'accès

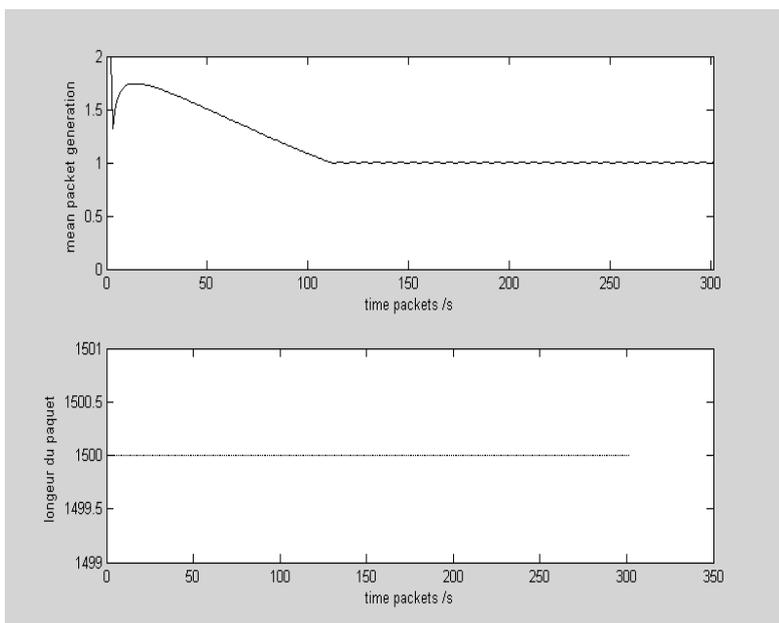


Figure IV.9.5. la génération moyenne des paquets

Figure IV.9.6. la probabilité de succès

Figure IV.9.x. Les performances de la commande pour une SNR=100 avec une longueur de paquet de 1500 bytes.

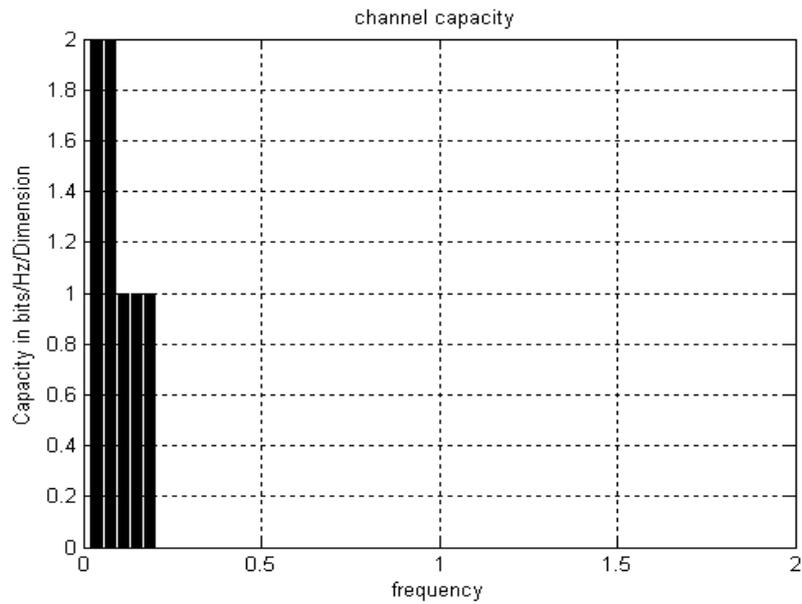


Figure.IV.10.1. La capacité du canal pour SNR=35

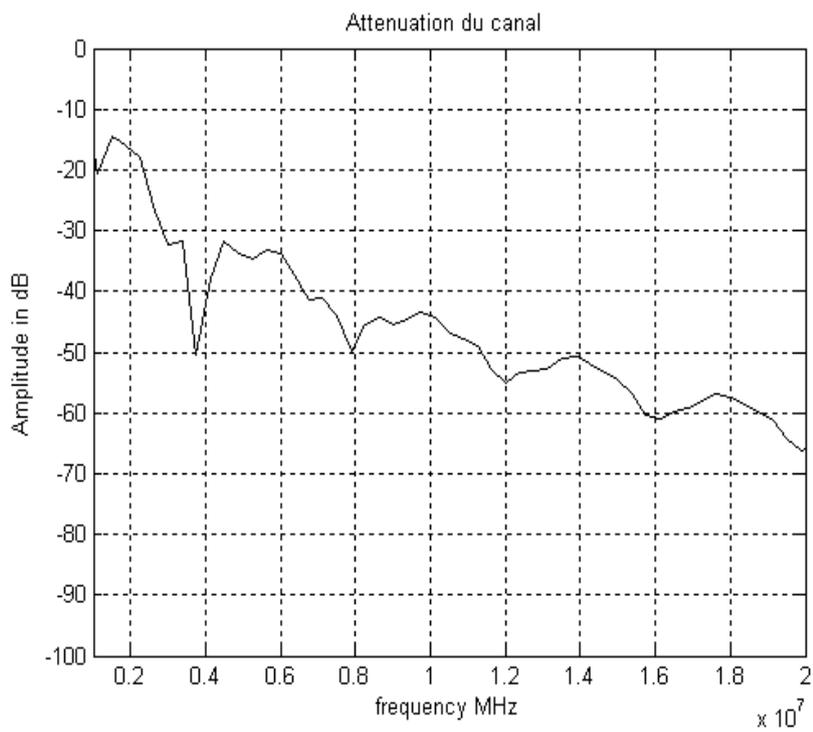


Figure.IV.10.2. la réponse fréquentielle du canal utilisée

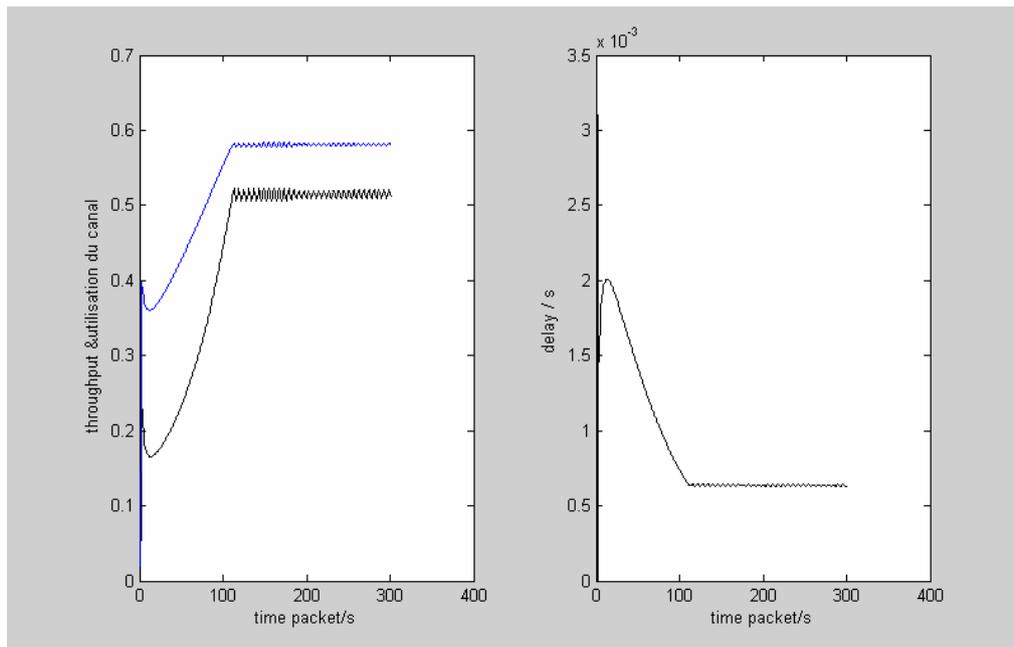
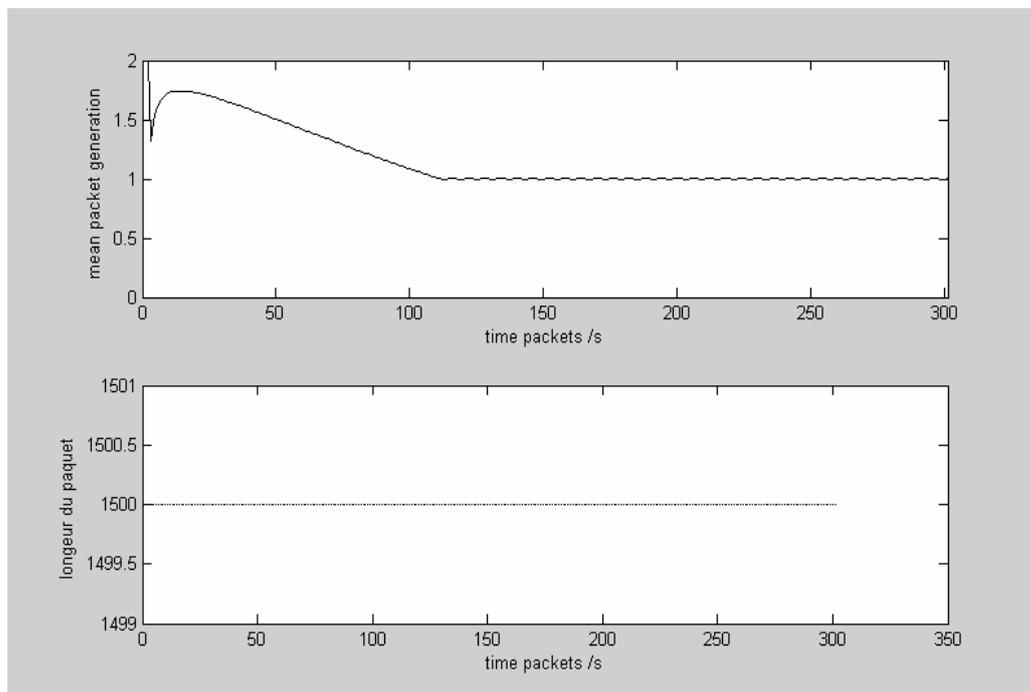


Figure IV.10.3. L'utilisation et le débit Dans le réseau

FigureIV.10.4 le retard d'accès



FigureIV.10 .5. La génération moyenne des paquets

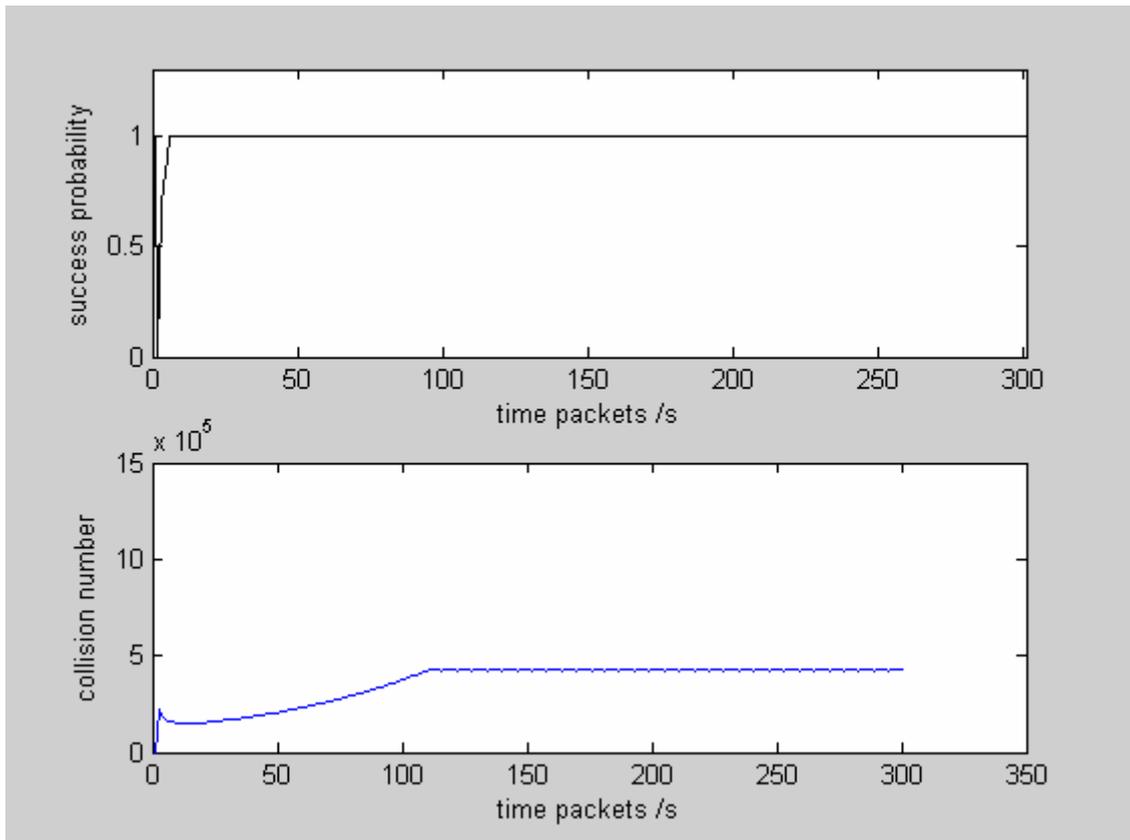


Figure IV.10.6. La probabilité de succès

Figure IV.10.x. Les performances de la commande pour une SNR=35, avec une longueur de paquet de 1500 bytes.

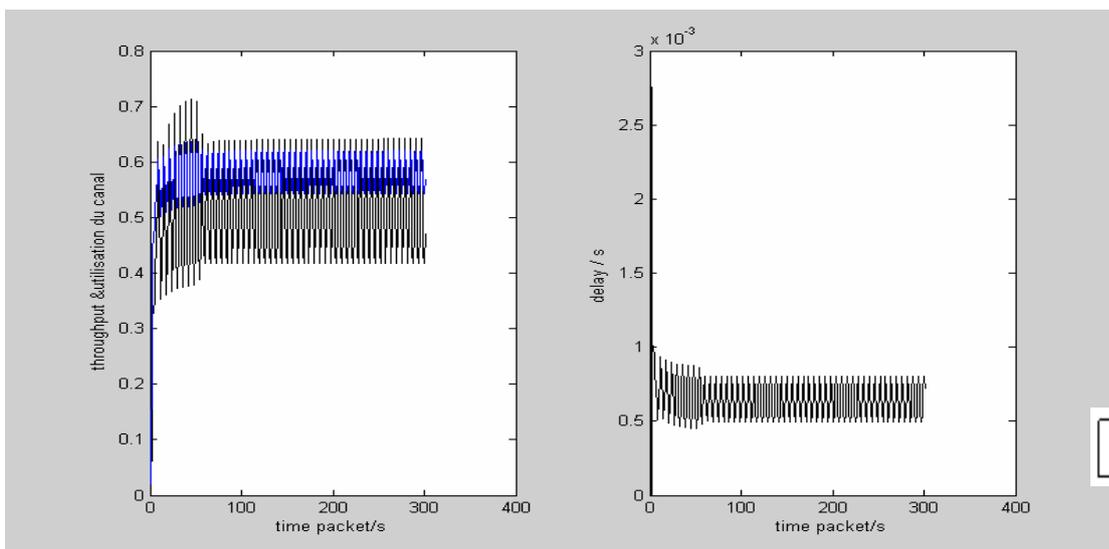


Figure IV.11.1. L'utilisation et le débit dans le réseau

Figure IV.11.2. le retard d'accès

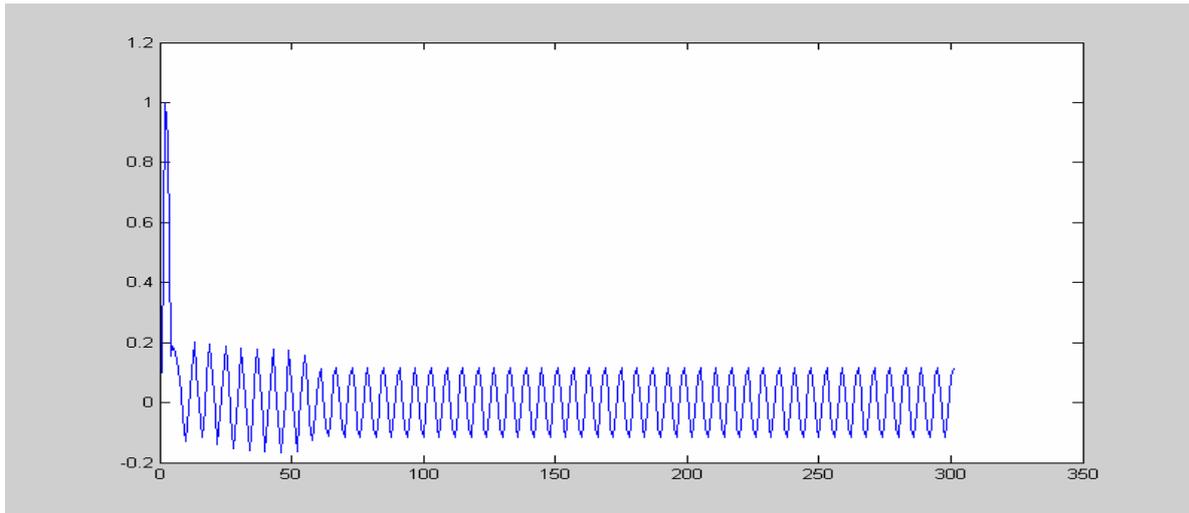


Figure IV.11.3. la surface de glissement

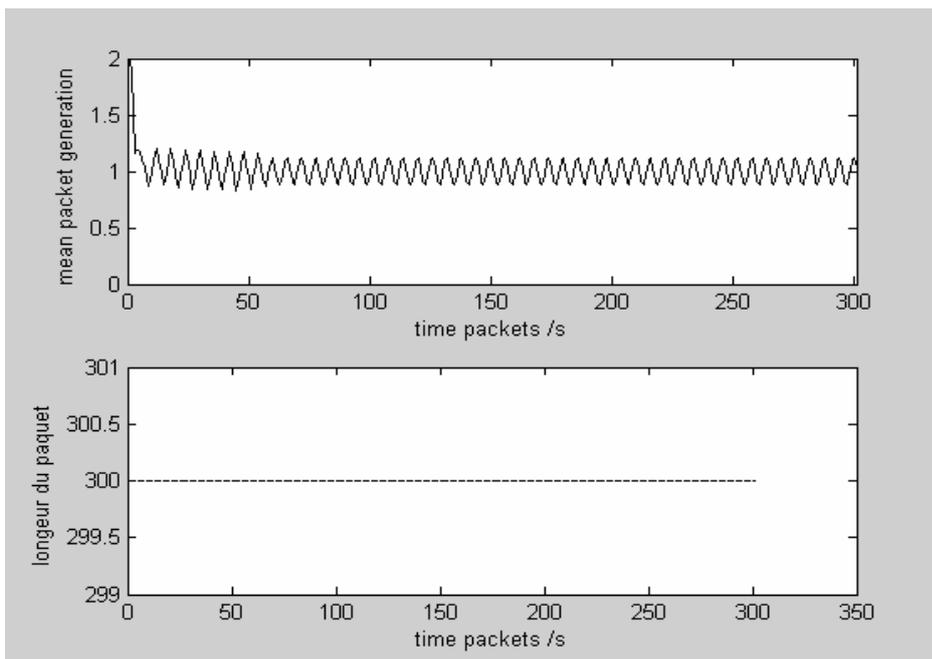


Figure IV.11.4. la génération moyenne des paquets

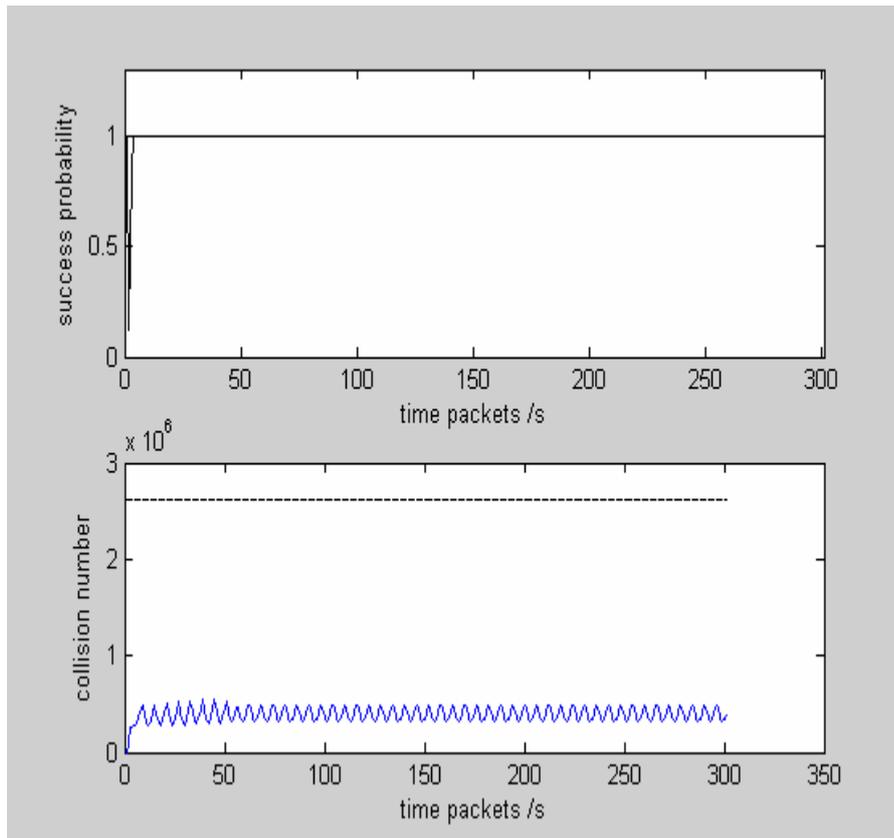


Figure IV.11.5. la probabilité de succès

Figure IV.11.x. Les performances de la commande pour une SNR=35, avec une longueur de paquet de 300 bytes, et un facteur de glissement pour $K=0.15$

IV.9. Interprétation

D'après les simulations (MATLAB) quand a fait on peut voir la capacité de la transmission des données dans le réseau PLC

on constate que L'utilisation du réseau est maximale par le choix de la commande glissante et le modèle de protocole , pour un nombre d'utilisateurs supérieur à 200 stations dans le réseau (exemple *Figure IV.11.1*) pour une utilisation d'un facteur de glissement $K=0.15$ et de même pour une nombre d'utilisateurs de 200 (*Figure IV.9.3*), avec l'utilisation d'un facteur de glissement $K=0.01$.

Pour l'utilisation de deux tailles différentes des paquets (300 et 1500 bytes. l'utilisation du réseau avec une taille du paquet de 300 bytes, (*Figure IV.11.4*), est moins meilleur que celle avec une taille de paquet de 1500, (*FigureIV.10 .5*), et cette différence augmente avec l'augmentation du nombre des stations dans le réseau (après 200 utilisateurs).

La performance de la commande est bien apparente avec le maintien du débit (throughput) quelque soit l'état du canal : perturbé ou non)

Pour faire un requête à la station ; il est bien maintenu pour une valeur de 0.05s pour une taille du paquet de 1500 bytes (*FigureIV.10.4*) est de 0.007s pour une taille de paquet de 300 bytes (*Figure IV.11.2*) malgré l'augmentation des nombres des stations au réseau, et cela est dû à l'autocontrôle de chaque station pour sont probabilité de retransmission (qui est la commande dans ce modèle).

L'influence du choix du facteur de glissement pour la réponse du système (après environ 10 stations pour $K=0.15$ et d'environ 100 station pour $K=0.01$).

Le retard d'accès pour une taille de paquet de 1500 est plus grand que celui avec une taille de paquet de 300 bytes, est cela apparaît évident vu que le temps de demande de faire une requête est plus petit que celui avec une grande taille.

Lorsque le rapport SNR est petit le canal est perturbé ce qui dégrade la performance de trafic.

Ainsi, on peut voir que les performance de la procédure de commande ainsi que la procédure de schématisation du protocole est relié à l'état physique du canal aussi bien qu'à la taille du paquet à utiliser pour la requête.

Conclusion générale :

Ce mémoire étudie la power line communication, qui est la communication à travers le réseau électrique existant. L'avantage principal pour ce type de communication est de communiquer on utilisant une l'infrastructure qui est partout disponible, en plus de sa rentabilité.

Après une *Introduction Générale*, nous avons commencé ce travail par le *Chapitre.I*, qui était consacré à l'étude des caractéristiques physiques de la ligne en tant que canal de communication : les caractéristiques de transferts (atténuation), les bruits, et l'effet électromagnétique. Nous avons constaté que la ligne électrique est un milieu très rude : une très forte atténuation en augmentant la fréquence et la longueur du câble, les bruits impulsifs sont dominants, et la compatibilité électromagnétique (EMC) reste parmi les problèmes qui posent d 'énormes problèmes pour ce type de support existant

Le *Chapitre. II*, était consacré pour l'étude de différents types de modulation, et à partir de l'étude effectuée dans le *Chapitre .II*, nous avons conclu que la modulation multi porteuse (dans ce cas *OFDM*) est la plus appropriée pour ce type de communication comparée avec les

autres techniques, vu les avantages que peut nous apporter l'*OFDM* : robustesse contre les bruits et l'adaptation avec les canaux à fréquence sélective.

La conception du protocole de communication et la méthode d'accès en intégrant des nouvelles méthodes de control étaient introduites au *Chapitre.III*. Nous avons proposé des protocoles d'accès pour ce type de système (centralisé : basé sur la sélection de la puissance reçu, et distribué : basé sur la connaissance de la charge du réseau).

Dans le *Chapitre.IV* nous avons fait une améliorations de ce système en introduisant un contrôle dynamique moderne du réseau à savoir la commande par mode de glissement, ainsi que dans l'architecture logique du réseau tout en s'adoptant avec ces caractéristiques rudes de la ligne électriques.

Le domaine de la PLC est très prometteur vue sa nouveauté, sa rentabilité et sa flexibilité le rendent l'un des domaines qui vont percés dans le futur non seulement pour le transfert de données, de la voix ou de la vidéo mais aussi pour la commande et la gestion des systèmes à grande échelle tel que la surveillance des équipements, la commande intelligente à distance, la gestion centralisée. Actuellement le smart home ou maison intelligente est la nouveauté de cette technique, elle est basée sur l'automatisation de toute la maison ou bureau par la PLC. Ainsi, les perspectives dans ce domaine son divers et prometteuses et en particulier :

- Après avoir vu les caractéristiques physiques du canal, une estimation plus adaptive peut être intégrée en utilisant les méthodes à base de réseaux de neurones, la logique floue.
- Etudier de façon plus profonde le domaine de la radiation : en trouvant des méthodes qui permettent d'assurer une meilleur réception du signale et la non perturbation des autres champs de communication : réduire la puissance de transmission et augmenter la bande de fréquence sans avoir influé sur les autres services.
- Dans la partie protocole, le champs reste ouvert avec la possibilité d'intégration d'autre méthodes de contrôle pour le trafic, pour la gestion des utilisateurs et voir même la méthode d'accès : appliqués les autres méthodes d'accès déjà en service pour les autres systèmes de communication)
- En fin, étudier les applications de cette technique sur les différents systèmes existant : industrielle, domestique,...à titre d'exemple le contrôle des processus industrielle à grande échelle.

Bibliographie

[Asis] Asis Nasipuri Samir R. "Multichannel CSMA with Signal Power-Based Channel Selection for Multihop Wireless Networks". Das Division of Computer Science. The University of Texas at San Antonio, TX 78249-0667. Department of Electrical & Computer Engineering and Computer Science University of Cincinnati .Cincinnati, OH 45221-0030

[Cheung02] B.P.L .Cheung , "Simulation of Adaptive Array Algorithms for OFDM and Adaptive Vector OFDM Systems." , Thesis submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University. Master of Science in Electrical Engineering , 3rd , 2002, Blacksburg , Virginia.

[Dusan98] M.Dusan , " OFDM as a possible modulation technique for multimedia application in the range of mm waves." , introduction to OFDM , II edition , 10/30/TUD-TVS.

[Drabu] Drabu, Yasir. "A Survey of QoS Techniques in 802.11". Department of Computer Science, Kent State University.

[Hoehner97] P.Hoehner, S.Kaiser , and P.Robertson , "Two -dimensional Pilot-symbol-aided Channel Estimation by Wiener Filtering." IEEE international Conference on Acoustics , Speech , and Signal Processing, vol.3, pp.1845-1848, 1997.

[Hooijen98] O. Hooijen, "A Channel Model for the Residential Power Circuit"., Used as a Digital Communication Medium. IEEE Transactions on Electromagn .Compat .Vol .40 (1998) . pp.331-336

[Hrasnica] H. Hrasnica and R. Lehnert. "Simulation Study Of Aloha Based Reservation Mac Protocols for Broadband Plc Access Networks" Chair for Telecommunications, Dresden University of Technology. 01062 Dresden, Germany

[Hrasnica00]. H. Hrasnica, A. Haidine. "Modeling Mac Layer For Powerline Communications Networks" Internet, Performance and Control of Network Systems, part of SPIE's symposium on Information Technologies, 5-8 November, 2000; Boston MA, USA

[Langfeld] P. Langfeld, M. Zimmermann, K.Dostert. "Power Line Communication System Design Strategies for Local Loop Access". Institute of industrial information systems. University of Karlsruhe.

[Langfeld01] P.J. Langfeld. "The Capacity of Typical Powerline Reference Channels and Strategies for System Design". ISPLC 2001, proceedings of the 5th International Symposium on Power Line Communications and its Applications. Malmo, Sweden. 4-6 April, 2001.

Références Internet

www.01net.com

www.allo.ch

www.ascom.ch

www.ascom.com

www.catv.org/modem/technical/ofdm

www.cebus.com

www.cirruresearch.co.ch

www.citeseer.ist.psu.edu

www.CommentCaMarche.net

www.CPL-FRANCE Courants Porteurs en Ligne_CPL.com

www.cyberscience.com

www.echelon.com

www.elantec.com

www.elektor.fr

www.homeplug.com

www.IFFF.com

www.ifn.et.tu-dresden.de

www.intellon.com

www.Intelogis.com

www.mot-sps.com

www.plcforum.com

www.protocol.php3

www.rwe-powerline.com

www.wikipédia.com

www.xline.com