

Ecole Nationale Polytechnique



Département de Génie Electrique
Laboratoire de Commande des Processus



Spécialité : **Automatique**
Option : **Robotique et Systèmes Intelligents de Commande**

Mémoire de Magister

Présenté par : **NAFA FARES**
Ingénieur d'Etat en Automatique

Thème

Contribution à un Système de Communication Via le Réseau Electrique Basse Tension

Devant le Jury:

Président :	M.TADJINE	Maître de Conférences, ENP
Rapporteurs :	O.STIHI	Chargé de Cours, ENP
	F.BOUDJEMA	Professeur, ENP
Examineurs :	E.M. BERKOUK	Maître de Conférences, ENP
	A.BELOUHRANI	Maître de Conférences, ENP
	R.SADOUN	Chargé de Cours, ENP

Soutenu le 07 Mai 2005

Mai 2005'

Contribution à un Système de Communication Via le Réseau Electrique Basse Tension

Par : Nafa Fares
Email : nafa@huawei.com



ملخص

في هذا العمل قمنا بدراسة و تحليل طريقة جديدة للاتصال عبر الشبكة الكهربائية. في البداية قمنا بدراسة الخصائص الفيزيائية للنظام. ثم بعد ذلك استعملنا طريقة التضمين المتعددة البعث: OFDM. استعمال النظم الحديثة للتحكم الآلي: المنطق الغامض و طريقة التحكم المنزلق، على مستوى الطبقة MAC أدى إلى تحسين نوعية الخدمة QoS

الكلمات المفتاحية: الاتصال عبر الشبكة الكهربائية PLC ، OFDM ، MAC، المنطق الغامض، التحكم المنزلق، QoS

Résumé

L'objectif de ce travail est de contribuer à promouvoir une nouvelle technique de communication à travers le réseau électrique : Power Line communication (PLC). Après avoir étudié toutes les caractéristiques physiques de ce système, nous avons introduit la technique de modulation multi porteuses OFDM. Des améliorations au niveau de la couche d'accès (MAC) ont été apportées, en utilisant les méthodes d'automatiques modernes. L'introduction de la logique floue et de la commande par mode de glissement à permet d'avoir une qualité de service (QoS) très satisfaisante.

Mots clés : PLC, OFDM, MAC, logique floue, mode de glissement, QoS

Abstract

The objective of this work is to contribute to promote a new communication technique via the power line: Power Line communication. Starting by studying all physical characteristics of this system, we have introduced the multi-carrier modulation OFDM. Improvement at the level of the Medium Access Layer (MAC) was brought, by using modern automatic methods. The introduction of the fuzzy logic and sliding mode control has allowed getting good result for the quality of service QoS.

Key words: PLC, OFDM, MAC, fuzzy logic, sliding mode, QoS

Remerciements

Cette étude a été menée au sein du Laboratoire de Commande des Processus (LCP) du département de Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

Tout d'abord je remercie dieu seigneur le tout puissant de m'avoir donné de l'effort et la patience pour achever ce mémoire.

Bien qu'étant un effort personnel, un travail de mémoire ne peut aboutir sans l'aide d'un certain nombre de personnes.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur O.STIHI, chargé de cours au Laboratoire de Commande des Processus. Il a su me faire bénéficier de son expérience et de sa compétence. Je le remercie pour la confiance qu'il m'a toujours témoignée en m'accordant une grande autonomie et m'encourageant durant toute cette période de préparation

Je remercie tout particulièrement Monsieur le Professeur F.BOUDJEMA qui m'a accueilli au sein du LC et qui a accepté de me diriger dans ce travail et pour toute les encouragements et les conseils qu'il m'a donné.

J'exprime ma plus profonde gratitude à Monsieur M.TADJINE qui me fait l'honneur de présider la commission d'examen.

Je ne saurais oublier de remercier Monsieur E.M.BERKOUK qui a accepté avec enthousiasme de juger ce travail.

Que monsieur A.BELOUHRANI, du département d'électronique reçoive mes plus profonds remerciements pour l'honneur qu'il m'a apportée en acceptant de juger ce travail.

Bien entendu, mes remerciements ne sauraient oublier monsieur R.SADOUNE qui a bien voulu examiner ce travail et pour sa présence dans le jury.

Merci à toute personnes ayant collaboré à la réalisation de ce travail, de près ou de loin.

Enfin, j'ai une pensée toute particulière pour ma famille, dont le soutien ne m'a jamais fait défaut. Ils ont su contribuer à leur façon à l'aboutissement de ce travail que je leur dédie aujourd'hui.

A mes parents, et ...

A tous ceux qui m'aiment
beaucoup et peu



Acronymes

N	: Nombre des sous canaux
B	: La bande passante
f_k	: La fréquence du sous canal k
$H(k)$: La réponse fréquentielle du canal
$(C_a)_i$: Le coefficient d'anti-atténuation du canal i
Δf	: L'espacement de fréquentielle entre deux sous canaux
T_s	: La durée de symbole OFDM
T_a	: La Période d'échantillonnage
T_G	: La durée de l'intervalle de garde
T	: La durée étendue du symbole OFDM
T_w	: La période de la fenêtre d'observation du signal OFDM reçu.
r_c	: Le symbole reçu et corrigé
r	: Le symbole reçu avant correction
s	: Signal transmis sortie du bloc IFFT
$x(i)$: Le symbole transmettre dans le canal i
$(P_i)_t$: La puissance du signal transmis
σ_b^2	: La puissance du bruit blanc
C	: La capacité totale du canal
C_i	: La capacité du canal i
P	: La puissance moyenne d'un signal à transmettre
σ^2	: La variance de bruit blanc
P_s	: La probabilité de l'erreur du symbole
Δ	: La distance Euclidienne entre deux paires de points du signal <i>QAM</i>
q	: Le nombre de bits contenu dans une constellation QAM
R_i	: Le nombre bits pour chaque sous canal i
T_w	: La durée d'observation d'un signal OFDM reçu
MV	: Le maximum de vraisemblance
θ	: Le retard de synchronisation du signal reçu causé par le canal
$\hat{\theta}_{ML}$: L'estimation du retard de synchronisation du signal reçu causé par le canal par l'algorithme du maximum de vraisemblance
ε	: L'erreur quadratique
R_{xx}	: Fonction d'auto corrélation
t_{iB}	: Facteurs de transmission
r_{iB}	: Facteurs de réflexion
f_c	: La fréquence de la porteuse
d_{sp}	: Densité spectrale de puissance
Z_{Li}	: Impédance x de la ligne électrique numéro i
τ_i	: Le retard du trajet i
γ	: Facteur de propagation
g_i	: Le facteur de pondération du trajet i
d_i	: La longueur du trajet i
P_{succ}	: Probabilité de succès de transmission de paquet
λ	: Taux de transmission de paquet
g	: génération de paquet moyenne

Abréviations

ADSL	: Asymmetric Digital Subscriber Lines
ASK	: Amplitude Shift Keying
BPL	: Broadband for Power Line
CSMA	: Carrier sense Multiple Access
CEbus	: Consumer Electronics Bus
CPL	: Courant Porteur en Ligne
CTS	: Clear To Send
dB	: Décibel
DFT	: Digital Fourier Transform
FSK	: Frequency Shift Keying
LAN	: Local Area Network
ICI	: Inter-Channel- Interference
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform
ISI	: Inter-Symbol-Interference
IDFT	: Inverse Digital Fourier Transform
MAC	: Medium Access Control
Mbits	: Méga bits
MHz	: Méga Hertz
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
RTS	: Request To Send
SSM	: Spread Spectrum Modulation
SNR	: Signal Noise Ratio
BS	: Base Station
UA	: Unit Access

Tables des Matières

Chapitre I

Introduction Générale

I.1. SITUATION.....	2
I.2. HISTORIQUE SUR LE DEVELOPPEMENT DE LA PLC.....	3
I.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	4
I.4. PROBLEMATIQUE.....	5
I.5. STRUCTURE DU MEMOIRE.....	5

Chapitre II

La Ligne Electrique et La communication

II.1. TOPOLOGIE DU CANAL	7
II.2. EFFETS PHYSIQUES DE LA PROPAGATION DU SIGNAL.....	7
II.2.1. PROPAGATION MULTI TRAJETS DU SIGNAL	7
II.2.2. L'ATTENUATION CAUSEE PAR LES PERTES DES CABLES ET L'IMPEDANCE DE LA LIGNE.....	9
II.2.3. CIRCUIT EQUIVALENT DE LA LIGNE ELECTRIQUE	11
II.3. LE MODELE DE LA FONCTION DE TRANSFERT	12
II.3.1. LE MODELE GENERALISE	12
II.3.2. LE MODELE SIMPLIFIE.....	12
II.3.3. LES TYPES DE CANAUX	13
II.4. L'ANALYSE DES BRUITS A BANDE ETROITE DANS LES RESEaux ELECTRIQUE	14
II.4.1. LES BRUITS DE FONDS COLORES	14
II.4.2. LES BRUITS A BANDE ETROITE	14
II.4.3. LES BRUITS IMPULSIFS PERIODIQUES ET SYNCHRONES A LA FREQUENCE DU RESEAU	15
II.4.4. LES BRUITS IMPULSIFS ASYNCHRONES.....	15
II.4.5. REMARQUES.....	15
II.5. LE MODELE GENERAL DE COMMUNICATION PLC.....	16
II.6. L'EFFET ELECTROMAGNETIQUE	16
II.7. CONCLUSION	18

Chapitre III

Modulations Et Techniques De Communication

III.1. LES MODULATIONS UNI PORTEUSE.....	20
III.1.1. MODULATION D'AMPLITUDE OU ASK (AMPLITUDE SHIFT KEYING)	20
III.1.2. MODULATION DE FREQUENCE OU FSK (FREQUENCY SHIFT KEYING)	20
III.1.3. MODULATION DE PHASE OU PSK (PHASE SHIFT KEYING)	21
III.1.4. MODULATION D'AMPLITUDE EN QUADRATURE MAQ OU QAM	22
III.1.5. LA MODULATION A SPECTRE ETENDU « SPREAD SPECTRUM MODULATION » (SSM)	24

III.1.6. LES AVANTAGES DES SYSTEMES MULTI PORTEUSES.....	24
III. 2. ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING (OFDM)	25
III.2.1. INTRODUCTION	25
III.2.2. DEFINITION	25
III.2.3. PRINCIPE.....	25
III.2.4. ECRITURE MATHEMATIQUE	26
III.2.5. PROPRIETE DU SIGNAL OFDM	28
III.2.6. DETECTION DU SIGNAL OFDM.....	28
III.2.7. L'OFDM VIA LES CANAUX ATTENUANTS MULTI TRAJETS	29
III.2.8. SOLUTION DU PROBLEME DES INTERFERENCES	29
III.2.9. LA REPRESENTATION DISCRETE ET L'IMPLEMENTATION DU SIGNAL OFDM	30
III.3. LES PERFORMANCES DES MODULATIONS	32
III.3.1. LE CHOIX DE LA TECHNIQUE DE MODULATION POUR LES SYSTEMES PLC	32
III.4. CONCLUSION.....	33

Chapitre IV

Le Système Globale de Communication PLC

IV.1. LE SYSTEME PLC ET L'OFDM.....	35
IV.1.1. SCHEMA DE TRANSMISSION OFDM POUR LES SYSTEMES PLC	35
IV.2. LA CAPACITE DE LA LIGNE ELECTRIQUE.....	37
IV.2.1. LA CAPACITE SPECTRALE	37
IV.2.2. ALLOCATION DES BITS	37
IV.2.2.1. Allocation Adaptative.....	37
IV.2.2.2. Allocation Non Adaptative	40
IV.3. SYNCHRONISATION DE LA TRAME OFDM	40
IV.3.2. LES PILOTES ET L'ESTIMATION DU CANAL.....	42
IV.4. CONSIDERATIONS PRATIQUE.....	51
IV.4.1. CIRCUIT DE COUPLAGE	51
IV.4.1.1. Couplage Capacitif.....	52
IV.4.1.2. Couplage Inductif.....	52
IV.5. CONCLUSION	53

Chapitre V

Le Protocole D'accès : Analyse et Performance

V.1. LE MODELE ISO/OSI ET SA RELATION AVEC EIA-600	55
V.2. EXEMPLE DE PROTOCOLES UTILISES DANS LA BANDE CENELEC	56
V.2.1. CEBUS	56
V.2.1.1. Le Protocole d'Accès	56
V.2.2. LONWORKS	56
V.2.2.1. Le protocole d'accès	57
V.3. DESCRIPTION DE LA METHODE POUR LES SYSTEMES PLC	57
V.3.1. LA TOPOLOGIE LOGIQUE DU RESEAU	57
V.3.2. LA STRUCTURE BUS DU CANAL ET STRATEGIES D'ACCES	58

V.3.3. INVESTIGATION SUR LES PROTOCOLES D'ACCES POUR LES SYSTEMES PLC.....	58
V.3.4. LES PROTOCOLES DE RESERVATION POUR LES SYSTEMES PLC	59
V.3.5. LE SYSTEME DE TRANSMISSION.....	60
V.3.6. LA STRUCTURE LOGIQUE DU RESEAU	60
V.3.7. LES STRUCTURES DES TRAMES MAC POUR LES SYSTEMES PLC.....	61
V.4. PROTOCOLE CSMA BASE SUR L'ESTIMATION DU SIGNAL REÇU	62
V.4.1. DESCRIPTION DU PROTOCOLE	62
V.4.2. LA DETERMINATION DU SEUIL ST.....	63
V.4.2. LA DETERMINATION DU SEUIL ST.....	64
V.4.3. LA GESTION DE LA COLLISION DANS LE RESEAU	65
V.4.4. FORMAT DE LA TRAME.....	65
V.5. LE PROTOCOLE BASE SUR LA CONNAISSANCE DE LA CHARGE DU RESEAU.....	65
V.6. LE MECANISME D'ATTENTE (BACKOFF).....	68
V.7. REGULATION DU DEBIT SELON LA QUALITE DE SERVICE QOS	68
V.7.1. MODELE CENTRALISE : L'ADAPTATION DE LA QOS.....	69
V.7.1.1. L'approche hiérarchique	69
V.7.2. MODELISATION DU SYSTEME DE COMMUNICATION	69
V.7.2.1. Modélisation et Analyse.....	69
V.7.2.2. Le problème posé.....	70
V.7.3. APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT SUR LA GESTION DU TRAFIC DU RESEAU	71
V.7.4. REGULATION PAR LA LOGIQUE FLOUE	79
V.7.4.1. La structure du régulateur	80
V.8. CONCLUSION.....	86
 CONCLUSION GENERALE	 87
 Référence bibliographique.....	 89
 Annexe 1. Actualité sur la Power Line Communication.....	 93
 Annexe 2. Les types de protocoles de bases.....	 94

*« Faire aisément ce que d'autres trouvent difficile à réaliser,
c'est le talent ;
faire ce qui est impossible au talent,
c'est le génie. »*

Henri-Frédéric Amiel

Chapitre I

Introduction Générale

I.1. SITUATION

La demande pour les services de communication s'est développée rapidement durant ces dernières années. La télécommunication, grâce aux services universels, garantis non seulement l'offre de services de base pour tout les tranches de populations mais aussi elle établis une contribution au développement social en réagissant avec les grands investissements dans les nouvelles technologies pour rencontrer le potentiel des besoins d'un changement dynamique dans le monde professionnel et de la consommation [1].

Ainsi, l'augmentation d'intérêt pour les sources de communication avec l'arrivée inévitable des services à large bande, la demande pour transmettre à domicile la voix, la vidéo et les données et surtout la libération presque totale du marché des télécommunications, ont engendré les activités de recherche pour les nouvelles techniques d'accès.

La grande percée de l'Internet a créé une autre augmentation de la demande pour une bande passante plus grande. De nos jours, les réseaux d'accès à paire torsadée à bande étroite font ralentir le trafic Internet. De plus, les opérateurs de télécommunication offrent maintenant l'accès Internet à leurs clients en utilisant la technologie ADSL.

Actuellement, ces réseaux d'accès sont très importants pour les fournisseurs et cela est dû à :

- Environ 50% des investissements sont exigées pour les réseaux d'accès.
- Après la non régularisation du marché de la télécommunication dans plusieurs pays du monde, les réseaux d'accès sont toujours une propriété des sociétés monopolistiques. A cause de ça, de nouveaux fournisseurs de réseaux essayent de trouver une solution pour réaliser leurs propres réseaux d'accès aux abonnés.
- Le développement rapide des nouveaux services de télécommunication a fait augmenter la demande pour plus de capacité de transmission dans le backbone et les réseaux WAN aussi bien que dans les réseaux d'accès (voix, vidéo et données).

Cependant, il y a deux stratégies pour l'expansion du réseau d'accès : soit par la construction d'un nouveau réseau ou soit par l'utilisation des infrastructures existantes. La construction d'un nouveau réseau peut être réalisée par les techniques suivantes:

- Les réseaux d'accès sans fils (WiFi, Wimax...)
- Les systèmes satellites
- Nouveaux réseaux à base de câble ou fibre optique.

Les deux premières techniques semblent être coûteuses et elles ne sont pas aptes à offrir un grand débit de transmission. La construction de nouveaux câbles ou des réseaux optiques, cause aussi un grand investissement, et prend beaucoup de temps de réalisation. Ainsi, l'utilisation de l'infrastructure existante semble être une solution adéquate. Les possibilités d'utiliser l'infrastructure existante reposent sur les trois choix suivants :

- Développement de nouvelles méthodes de transmission (xDSL)
- L'utilisation des réseaux de câble TV (CATV)

- L'utilisation de la ligne électrique vu que c'est une structure existante ou ce qui est connu comme la Power Line Communications (PLC)

Le problème des deux premières solutions est que l'infrastructure existante appartient souvent aux opérateurs monopolistiques. Ainsi les réseaux d'accès PLC semblent être une solution raisonnable. Ce 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, des données et voir même la vidéo.

Ainsi, à partir de cette situation, on peut résumer les raisons de l'utilisation de la technique PLC :

- Le réseau électrique est le réseau le plus répandue au monde (dans une maison on trouve plus de prises électriques que de prises téléphoniques), donc l'existence de l'infrastructure de façon abondante et alors la non nécessité d'une nouvelle installation de câbles
- L'avantage de la capacité inutilisée des câbles pour transmettre les données
- Une solution à faible coût d'installation.
- La possibilités de transmission de données avec une vitesse qui peut atteindre plus de 45 Mbps et voir même 200Mbps, et cela permet suffisamment de fournir les nouveaux services à haut débit avec une grande qualité de service.

Dans les deux dernières années, on peut trouver des villes entières connectées en utilisant des réseaux PLC telle qu'en Espagne (Zaragoza, Madrid), aux USA, au Canada, et en Allemagne,...

I.2. HISTORIQUE SUR LE DEVELOPPEMENT DE LA PLC

L'utilisation de la ligne électrique pour la communication est connue depuis le début du 20^{ième} siècle. En 1922, les compagnies de distribution d'énergie électrique ont commencé à utiliser la ligne électrique pour la transmission des données en utilisant en premier lieu leurs réseaux haute tension. Le premier système porteur de fréquences a été mis en service dans les réseaux électrique à haute tension qui sont capables de couvrir une distance de 500 km en utilisant un signal de transmission de 10W de puissance. Un tel système était utilisé pour les communications internes pour les utilisations électriques et la réalisation des mesures à distance et les taches de contrôle. L'idée était très primaire : commuter on ou off les transformateurs, détecter des erreurs, etc. Cette technologie est néanmoins en utilisation de nos jours et était étendue pour les réseaux à moyen et basse tension.

Les premières utilisations à domicile du réseau électrique comme étant un réseau de communication sont ce qui était connu par le baby téléphone. Ces appareils doivent être branché à une prise standard et offre les services de la transmission de la voix ou des signaux aux autres appareils. La communication était basée sur la transmission analogique et était généralement d'une qualité faible. Cette communication analogique utilise les fréquences basses dans une bande spécifiées par CENELEC (European Commitee for Electrotechnical Standardisation) norme EN 50065

L'une des premières transmissions digitales via la ligne électrique pour l'utilisateur était développée entre 1976 et 1979 par une petite société d'électronique Ecossaise (Pico Electronics Ltd.). X10 est une marque déposée par X10 Corp. (USA), dont Pico Electronics est aujourd'hui une filiale. Le X10 est un protocole de communication permettant l'envoi de commandes via le réseau électrique interne pour commander des appareils électriques à distance. La norme X10 est utilisée lors de l'automatisation d'appareils électriques dans les habitations domestiques pour les personnes qui désirent automatiser les éléments électriques de leur maison sans rajouter de câbles. Aujourd'hui, plusieurs millions de foyers américains sont équipés du X10. Le principe de la norme 'X10' réside dans l'utilisation du réseau basse tension d'une habitation pour effectuer tout un ensemble de tâches au travers d'émetteurs et de récepteurs spécialisés. Les modules émetteurs transmettent les signaux de commandes à une fréquence de 120 KHz sous une tension de 2.5V sur les mêmes câbles que le courant 220V- 50 Hz. Pour améliorer la fiabilité du transport de l'information, le signal est transmis 3 fois de suite

Le CEBus (Consumer Electronics Bus) qui est un standard de communication développé par l'EIA (Electronics Industry Association) et le CEMA (Consumer Electronics Manufacturers Association) était testé depuis 1986 et était approuvé en 1992. Ce standard est ouvert et par conséquent tout le monde peut l'utiliser et les fréquences utilisées sont celles de la bande définie par le CENELEC. La limitation du débit n'a pas permis leurs utilisations pour des applications informatiques plus avancées.

A partir de l'année 1990, une accélération du marché d'acceptation du réseau domestique à été stimulée par la domination de l'exploitation de l'Internet, l'accès à large bande, le développement des nouveaux services Internet et aussi la percée technologique dans le domaine des PC qui a permis la réalisation des approches théoriques et les algorithmes à grande vitesse et à grande capacité pour la transmission des données via de différents milieux. La faisabilité pratique et la fiabilité ont été prouvées par plusieurs exemples commerciaux bien connus tel que le GSM , xDSL , UMTS etc.

I.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La PLC, Power Line Communication (appelé CPL, Courants Porteurs en Ligne, en France ou BPL, Broadband for Power Line, par les anglo-saxons), est un système de communication entre ordinateurs ou terminaux. Il est identique au réseau LAN (Local Area Network) Ethernet sauf qu'il utilise le réseau électrique comme support de transmission au lieu de câbles blindés (coaxiale ou torsadés).

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 qui pourront ensuite être décodées à distance. On peut trouver deux types de systèmes de fonctionnement : le **Système Outdoor** (Extérieur) pour la distribution de signaux (ils concernent le transport) et le **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, une sorte de point d'accès partagé, sur un transformateur basse tension (150 à 250 utilisateurs), il suffit de brancher un modem spécifique sur n'importe quelle prise électrique pour pouvoir accéder au réseau haut débit. Les débits proposés sont performants, puisque des

offres de 4, 5, 10, 14 et voir même 45 Mbit/s sont déjà disponibles sur le marché. En théorie, les 250 Mbit/s seront accessibles.

I.4. PROBLEMATIQUE

La communication via la ligne électrique – Powerline Communications (PLC) – est spécifiée dans un standard Européen CENELEC EN 50065. Cette norme fournit un spectre de fréquence de 9kHz à 140 kHz (la norme standard aux USA et au Japon va jusqu'à 500 kHz), et cela rend possible un taux de données aux environs des kbps suffisant pour des fonctions de la télémétrie (la gestion des charges électriques dans le réseau, les mesures à distance,...), et de transmission de données à faible débit.

Au niveau du réseau basse tension, il y a un nombre important d'abonnés qui partagent la capacité de transmission du réseau d'accès PLC. Pour cette raison, il s'avère impérative d'avoir une grande capacité dans ce réseau et qui ne peut pas être réalisé dans la bande de fréquence spécifiée par CENELEC. Par conséquent, les systèmes PLC ont besoin d'une bande de fréquence dans les 20, 30 MHz et même plus.

I.5. STRUCTURE DU MEMOIRE

En premier lieu, l'objectif de ce travail est de mettre en évidence cette nouvelle technique. En second lieu est de porter des améliorations à cette technique pour de la rendre plus attractive et plus fiable.

En commençant par étudier les caractéristiques physiques de la ligne électrique dans la bande de fréquence spécifiée [1MHz, 20MHz], nous allons illustrer tous les phénomènes liés à l'utilisation de la ligne dans cette bande de fréquence (bruits, atténuations des signaux, rayonnement électromagnétique,...).

Le deuxième chapitre, est une vue globale sur les techniques de modulations les plus utilisées pour la communication avec une comparaison entre ces techniques concernant l'avantage et l'inconvénient de leurs applications pour notre système.

Pour le troisième chapitre et après avoir choisi la modulation adéquate pour ce type de communication et qui sera la modulation multi porteuse, on va élaborer le système de communication globale pour la PLC basé sur la technique multi porteuses, avec les modifications portées sur ce système afin d'améliorer le système physique.

Comme la ligne électrique diffère d'une façon considérable en topologie, en structure et en propriétés physiques des autres milieux de communication, il faut concevoir des systèmes de communication adéquats qui s'adaptent avec les propriétés hostiles de la ligne. Le dernier chapitre sera consacré à la conception d'un système pour la gestion et le contrôle de la couche MAC du système : le choix d'un protocole de communication, la gestion de l'architecture du système et le contrôle du trafic, là où on établit un système de contrôle du trafic en utilisant les méthodes de l'automatique moderne les plus performantes (la commande glissante et la commande floue).

Une conclusion générale avec toutes les perspectives clôturera ce mémoire.

Chapitre II

La Ligne Electrique et la Communication

Introduction

Pour établir un système de communication via un réseau électrique avec un débit de données dans le rang des Mbps, il est nécessaire de connaître les propriétés physiques du support 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 cruciaux qui influent sur la communication digitale. Au contraire des autres supports, la ligne électrique présente un environnement très rude surtout dans la bande de fréquence des MHz.

Un autre phénomène se présente en haute fréquence c'est le rayonnement électromagnétique qui perturbe les autres systèmes de communication.

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

II.1. TOPOLOGIE DU CANAL [1],[2]

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 présente un milieu partagé (*Figure 1*).

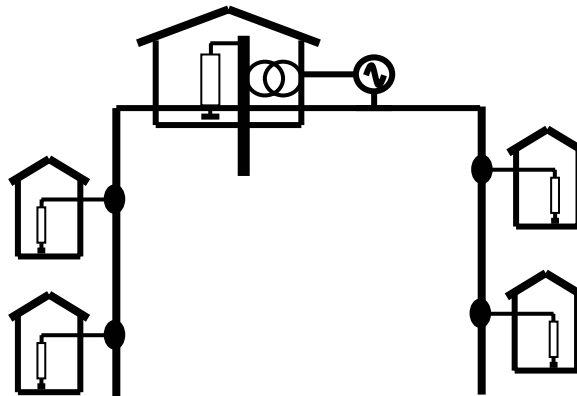


Figure 1. Topologie d'un réseau électrique

Du point de vu communication, cette structure est similaire aux réseaux radio mobiles comprenant des cellules et des stations de bases. Cependant, la caractéristique de transfert du réseau électrique est beaucoup plus stationnaire.

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 serveur, 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 distributeurs avec une impédance caractéristique Z_{Li} et des 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 modélisée 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.

II.2. EFFETS PHYSIQUES DE LA PROPAGATION DU SIGNAL

II.2.1. Propagation Multi Trajets du Signal [2],[3]

Dû à la structure du réseau électrique en basse tension, la propagation du signal diffère d'une ligne à une autre. Beaucoup de réflexions sont causées par la liaison des câbles, les boites de connexion et la discontinuité des lignes (avec différentes impédances). La propagation du signal 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 signal avec une atténuation sélective en fréquence. Ainsi, la réponse du canal varie rapidement en fonction du temps, et même 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 une dispersion du signal dans le domaine

temporel. Cette dispersion est caractérisée par un étalement du retard (Delay spread) qui est l'intervalle du temps total durant lequel les réflexions du signal arrivent à la destination avec une énergie significative. Cette dispersion dans le domaine temporel génère un débordement entre les symboles consécutifs. L'étalement du retard de la ligne électrique est autour de quelque microsecondes (jusqu'à 20 microsecondes), et il dépend de la distance et du nombre de connections.

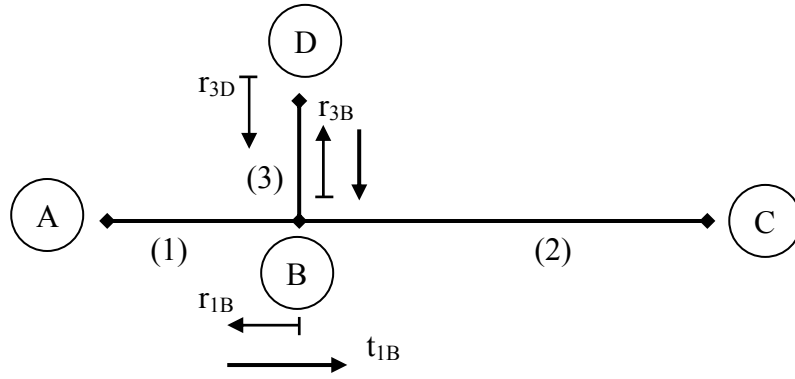


Figure 2. La propagation multi trajets du signal

Nous donnons un exemple simple de la propagation du signal indiqué dans la Figure 2. Le lien a une branche comprend trois segments (1), (2) et (3), de longueurs l_1 , l_2 , l_3 , et d'impédances caractéristiques Z_{L1} , Z_{L2} , Z_{L3} .

Tableau 1. Les trajets de la propagation

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	$t_{1B} \cdot r_{3D} \cdot (r_{3B} \cdot r_{3D})^{(N-2)} \cdot t_{3B}$	$l_1 2(N-1).l_3 l_3$

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 :

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

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

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

Les facteurs de transmissions sont donnés par :

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

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

Avec ces suppositions, les trajets de propagation mentionnés dans le *Tableau 1* sont possibles. Chaque trajet i a un facteur de pondération 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 :

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

Peut être calculé à partir de la longueur d_i et de 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 :

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

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

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

Ainsi, les facteurs de pondération g_i , qui sont le produit de transmission et de réflexion sont aussi inférieurs à 1 :

$$|g_i| \leq 1 \quad (\text{II-9})$$

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

II.2.2. L'Atténuation Causée par les Pertes des Câbles et l'Impédance de la Ligne. [2],[4]

Les signaux qui propagent, 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 . (*Figure 3*)

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

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

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 :

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

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

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:

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

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 :

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

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

La partie réelle de la constante de propagation et les pertes d'atténuation α , augmentent 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 :

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

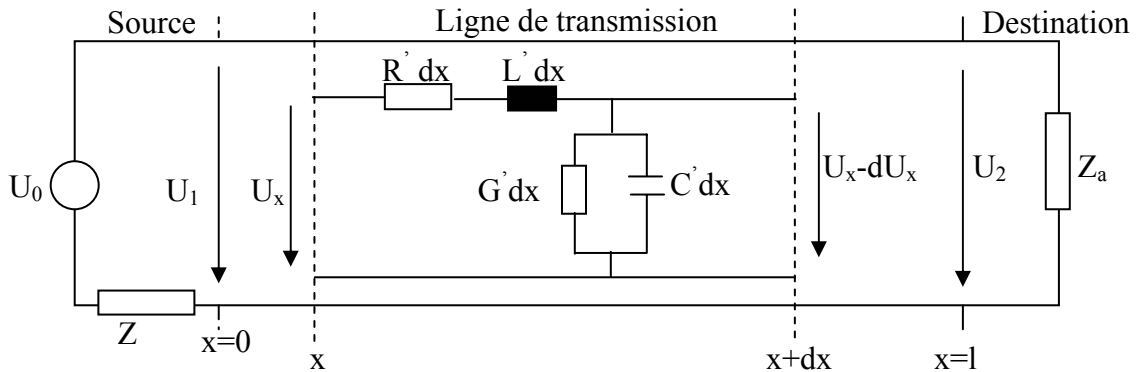


Figure 3. Propagation du signal via la ligne de transmission

La caractérisation de l'impédance de la ligne électrique est très importante pour désigner un système PLC. Cette impédance est un point de pilotage dans laquelle l'émetteur opère et d'où le récepteur extrait le signal d'information. L'une des études de la caractéristique de l'impédance donne un graphe de la réponse fréquentielle de la ligne électrique [5] (Figure 4).

La méthode appliquée pour mesurer l'impédance de la ligne électrique consiste à forcer un signal de 15 volts à la fréquence voulue (à travers un filtre) et de mesurer le voltage et le courant dans le filtre. Un point important dans cette technique est que les mesures sont faites sans le courant alternatif à 50Hz. La présence du courant de 50Hz n'a aucun effet en hautes fréquences (MHz). Ces études ont montrés que l'impédance caractéristique de la ligne électrique peut être modélisée comme étant une impédance distribuée de valeur caractéristique Z_L , dont la valeur est déjà mentionnée dans la relation (II-15)

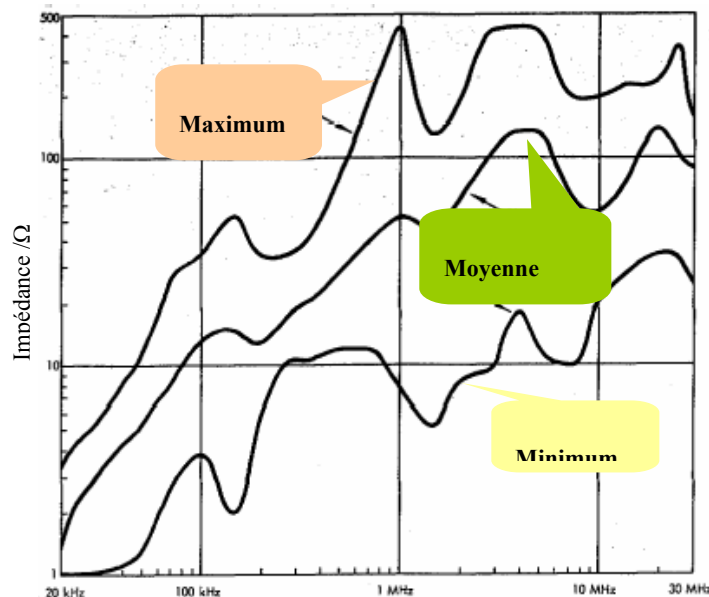


Figure 4. Impédances Mesurées [5]

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.

II.2.3. Circuit Equivalent de la Ligne Electrique [4]

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 modélisée en tant qu'un circuit RLC distribué

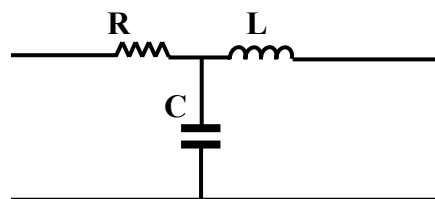


Figure 5. Circuit équivalent de la ligne électrique en HF

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 impédances 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 utilisé
- La longueur du câble
- Le type de charges connectées.

II.3. LE MODELE DE LA FONCTION DE TRANSFERT [2]

II.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 :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{|g_i(f)|^{\varphi_{g_i}(f)}}_{\text{facteur de pondération}} \underbrace{e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_i}}_{\text{terme d'atténuation}} \underbrace{e^{-j 2\pi f \tau_i}}_{\text{terme de retard}} \quad (\text{II-18})$$

- **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 du câble. C'est la caractéristique passe bas de la ligne et elle augmente avec la fréquence f et la distance d_i .
- **Le terme de retard** : c'est le run time de la ligne.

II.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 la pondération de la ligne. Le modèle simplifié est donné donc par :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{g_i}_{\text{facteur de pondération}} \underbrace{e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_i}}_{\text{terme d'atténuation}} \underbrace{e^{-j 2\pi f \tau_i}}_{\text{terme de retard}} \quad (\text{II-19})$$

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

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

Fonction	
i	Le numéro de la ligne. La ligne ayant le retard le plus petit aura 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

En utilisant ce modèle, tous les effets réels des caractéristiques de transfert des canaux électriques dans la bande de fréquence de 500kHz à 20MHz, peuvent être modélisées par un ensemble de paramètres.

II.3.3. Les Types de Canaux [5]

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 test direct 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 6.a.*) est basée 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.

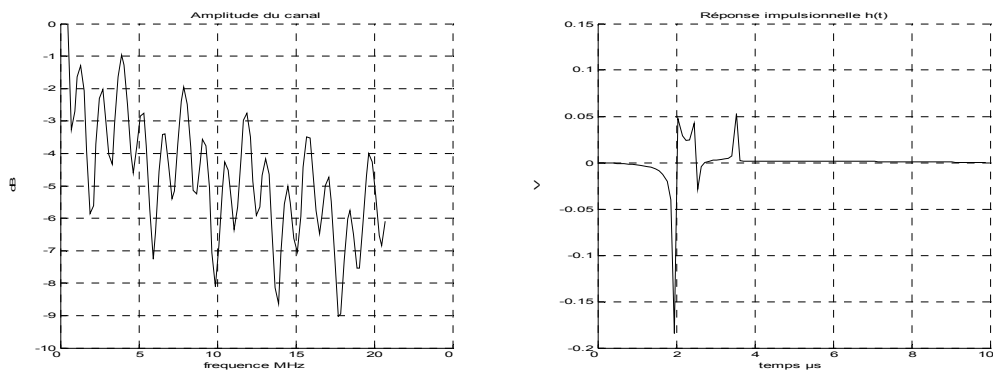


Figure 6.a. Canal Bon

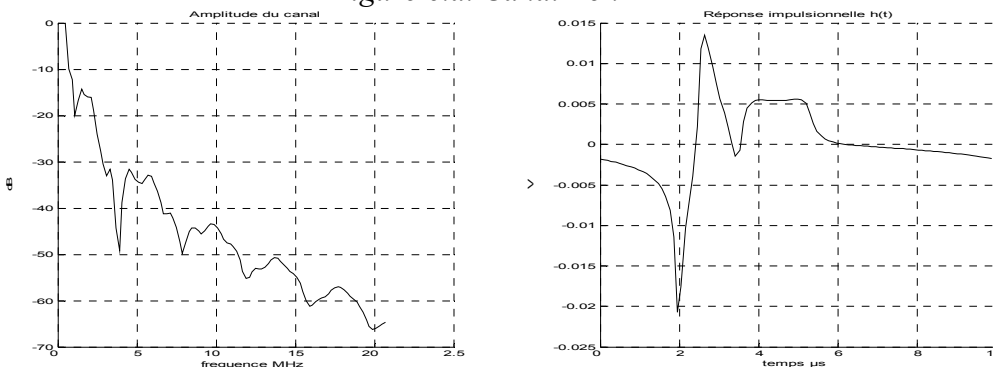


Figure 6.b. Canal Moyen

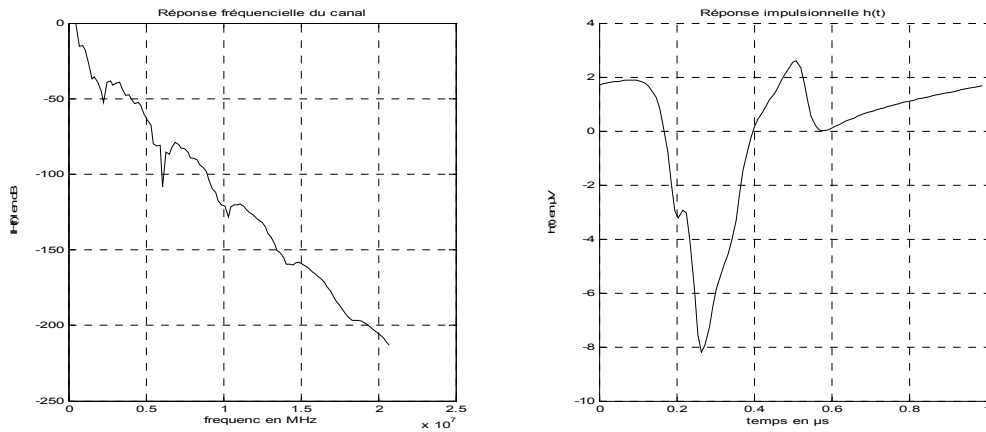


Figure 6.c. Canal au dessous de la moyenne

Figure 6.x. Les types de canaux

En augmentant la longueur, cette structure de réseau génère des réponses fréquentielles très raides (à pic) avec des atténuations profondes (Figure 6.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 utilisés pour sa synthèse (Figure 6.c). 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.

II.4. L'ANALYSE DES BRUITS A BANDE ETROITE DANS LES RESEAUX ELECTRIQUE [5],[6],[7]

Le canal électrique se caractérise par la présence des bruits additifs non blanc dans la bande de fréquence de 500kHz à 20MHz, et ils sont particulièrement dominés par les interférences à bandes étroites et les bruits impulsifs. On peut classifier les bruits dans un système PLC en cinq catégories :

II.4.1. Les Bruits de Fonds Colorés

Ils se caractérisent 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.

II.4.2. 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.

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

II.4.3. Les Bruits Impulsifs Périodiques et Synchrones à la Fréquence du Réseau

Ces impulsions ont un taux de répétition de 50kHz à 100kHz, synchrones 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.

II.4.4. 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 de celle du bruit de fond (*Figure 7*).

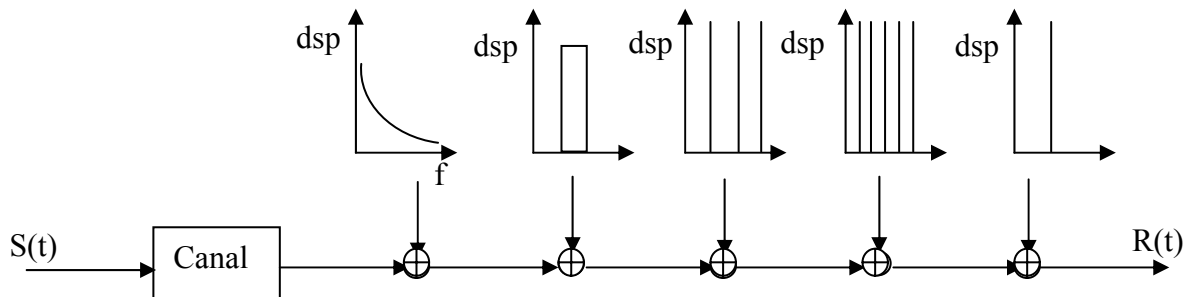


Figure 7. Les bruits additifs dans l'environnement du réseau électrique

II.4.5. Remarques

- Les trois premiers types de bruits restent en générale stationnaire sur des périodes de quelques secondes à quelques minutes, et des fois jusqu'à des heures. Ils seront considérés comme de bruits de fonds (*Figure 8*).[7]
- 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 tout les bruits mesurés ont une densité spectrale de puissance au dessous de $-129\text{dBV}^2/\text{Hz}$, *Figure 9*. [5]

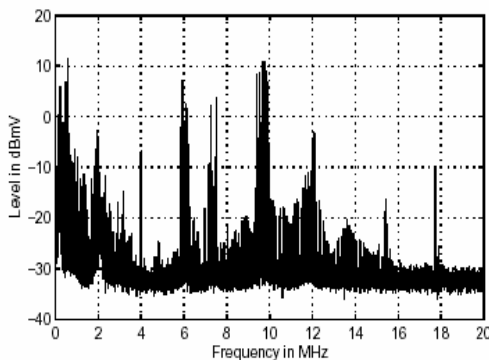


Figure 8. Analyse spectrale d'un bruit de fond [6]

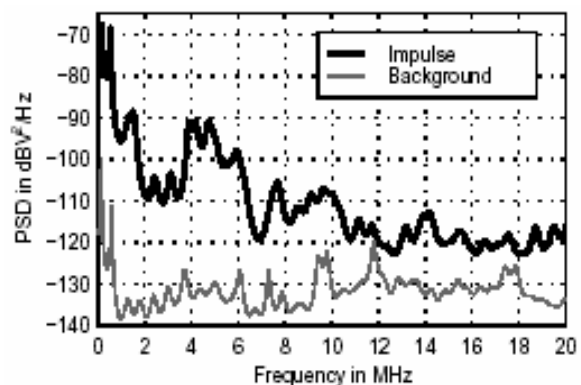


Figure 9. La Densité spectrale de puissance d'un bruit impulsif.[6]

II.5. LE MODELE GENERAL DE COMMUNICATION PLC

Après avoir vu toutes les caractéristiques physiques de la ligne électrique, on peut élaborer un schéma globale de communication *Figure 10*.

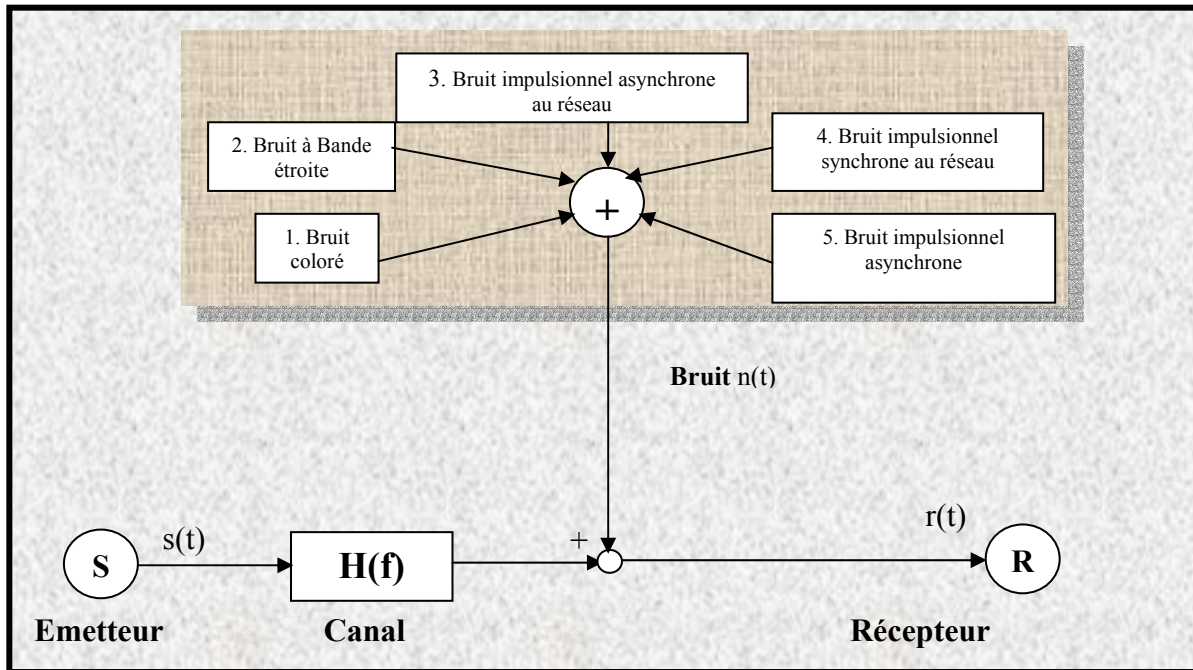


Figure 10. Schéma générale de la Communication PLC

II.6. L'EFFET ELECTROMAGNETIQUE [8],[9]

II.6.1. La Standardisation CENELEC

La communication via la ligne électrique est spécifiée en un standard Européen CENELEC EN 50065-1. Ce standard occupe une bande fréquence de 9 à 150 KHz (le même standard va jusqu'à 500KHz aux USA et au Japon). Cela permet d'augmenter le taux de transfert des données à quelque millier de bits par seconde qui sont seulement utiles pour des fonctions bien définies à titre d'exemple l'aménagement des charges dans un réseau électrique, la transmission des données avec un taux faible ou la réalisation de quelque canaux de transmission de la voix.

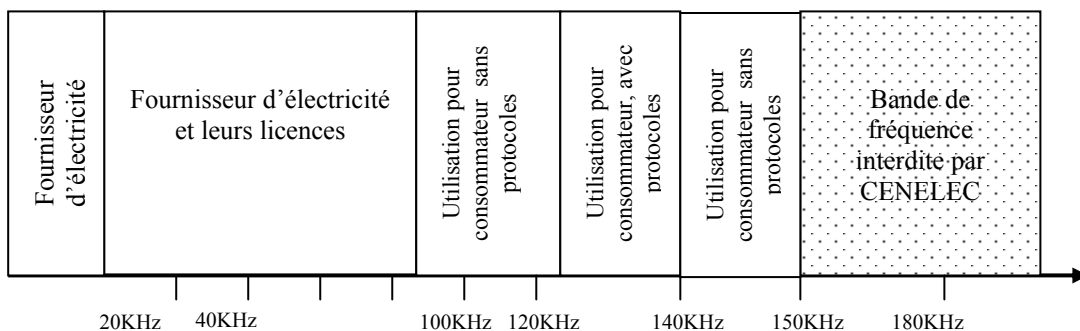


Figure 11. Allocation de la bande de fréquence selon le standard CENELEC pour l'Europe

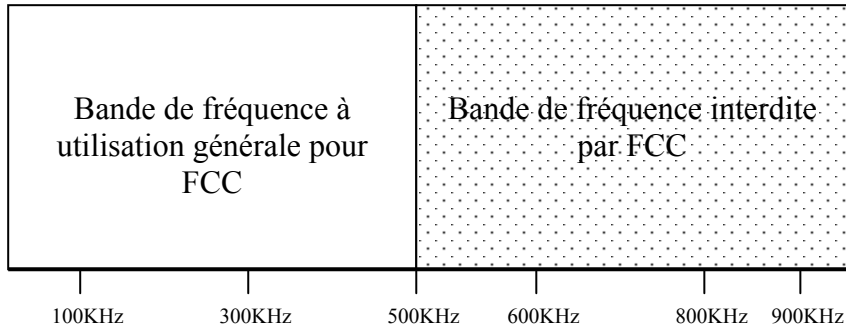


Figure 12. Allocation de la bande de fréquence FCC pour l'Amérique du nord.

Pour se permettre d'atteindre un débit de données arrivant aux Méga bits (1Mbps et plus) les systèmes PLC ont besoin d'accéder la bande de fréquence de 20 et 30MHz et même plus.

Un système PLC fonctionnant dans la bande de fréquence au dessus de 1MHz produit un rayonnement électromagnétique qui cause des perturbations pour les autres systèmes de communication, surtout les différents systèmes radio qui fonctionnent dans cette plage de fréquence.

A partir de cet effet, et s'avère évident qu'une standardisation et des limites du rayonnement des système PLC sont à définir à fin d'assurer une existence mutuelle entre elle et les autres systèmes de communication. Les organismes de régularisation intéressés (ETSI, PLC forum,...) travaillent toujours sur la spécification des valeurs limites. Cependant il n'y a pas une standardisation de la part CENELEC. Néanmoins, il existe des réglementations internationales pour PLC, à titre d'exemple le règlement FCC part 15 aux Etat Unis, le NB 30 en Allemagne et le MPT 1570 en Grande Bretagne, Figure 13.

Les limites imposées par ces organismes sont très sévères : la puissance de transmission doit être très basse et cela rend le système PLC sensible aux perturbations de l'environnement du réseaux.

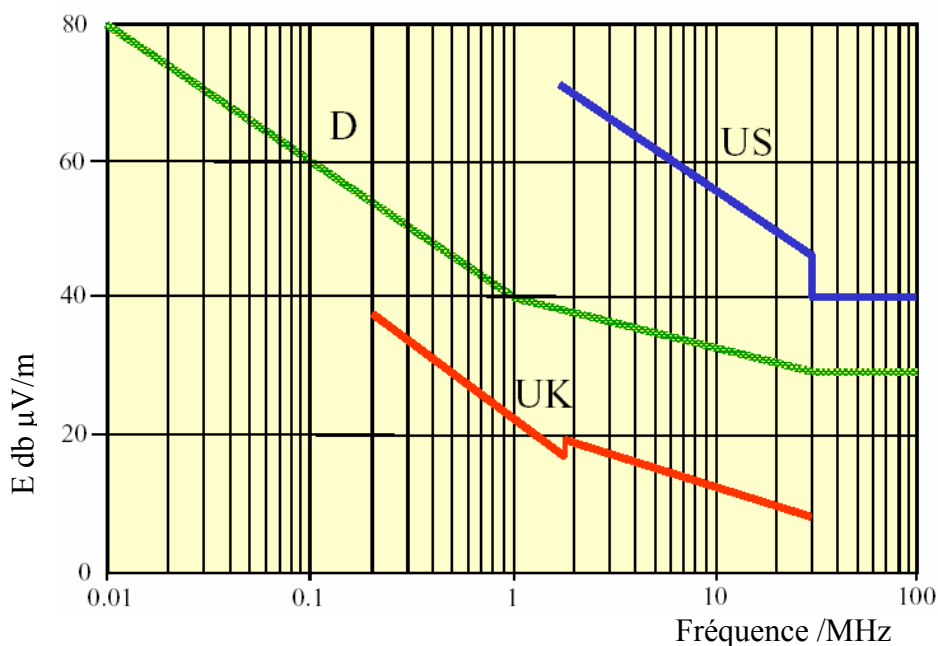


Figure 13. Les limites du rayonnement autorisé à 3m
NB30 : Allemagne D, MPT 1570: UK, FCC part 15 US

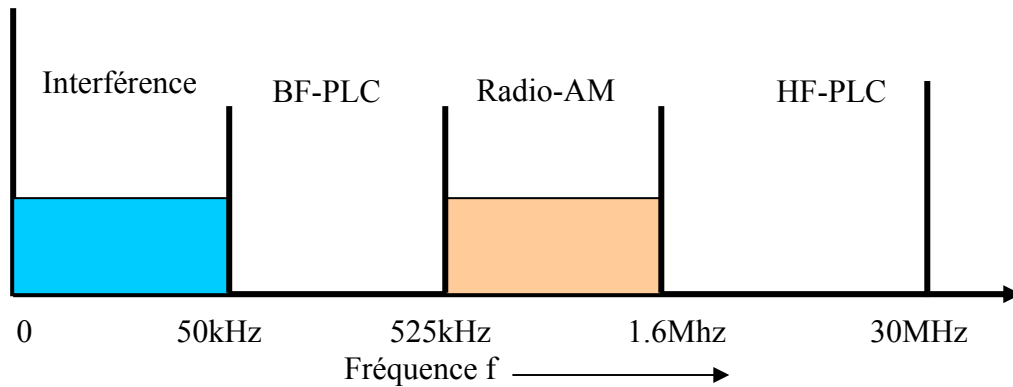


Figure 14. L'allocation des bandes en HF

Si on considère la bande de fréquence de 1MHz à 30MHz, on distingue quatre bandes différentes, (Figure 14). Les basses fréquences, au dessous de 50kHz, sont dominées par les bruits causés par l'homme et les interférences, et donc elles ne sont 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 du rayonnement et 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 $-50 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$. Selon la partie (II-4.6) cela nous permet d'avoir un rapport limite entre la puissance du signal transmis et la puissance du bruit qui va 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.

II.7. 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 peut assurer :

- Une robustesse contre dureté de la ligne : l'atténuation, la distorsion et les 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 III

Modulations et Techniques de Communication

Introduction

Le problème principal de la transmission en bande de base est la dégradation très rapide des signaux avec la distance. Si le signal n'est pas régénéré très souvent, il prend une forme quelconque, et le récepteur sera incapable de comprendre. Cette méthode de transmission ne peut être utilisée que sur de très courte distance. Le MODEM prend un signal en bande de base et va le moduler, c'est à dire le mettre sous une forme analogique particulière. Cette transformation est du type **Numérique/Analogique** et permet d'éliminer un certain nombre de dégradations qui sont occasionnées par la distance parcourue par le signal dans le câble.

Dans cette partie nous allons voir les différents types de modulations, afin d'étudier les performances de chacune pour les systèmes PLC.

III.1. LES MODULATIONS UNI PORTEUSE

III.1.1. Modulation d'Amplitude ou ASK (Amplitude Shift Keying) [10],[11],[12]

La modulation d'amplitude s'applique en faisant varier l'amplitude du signal en fonction des bits à coder, pour un signal ASK binaire (Figure 1) on peut écrire :

$$s(t) = \begin{cases} \sqrt{2P_1} \cos(2\pi f_c t), & \text{pour 1} \\ \sqrt{2P_2} \cos(2\pi f_c t), & \text{pour 0} \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

Où : P_1 et P_2 sont les puissances du signal correspondant à chaque bit, f_c la fréquence de la porteuse et t la durée du bit.

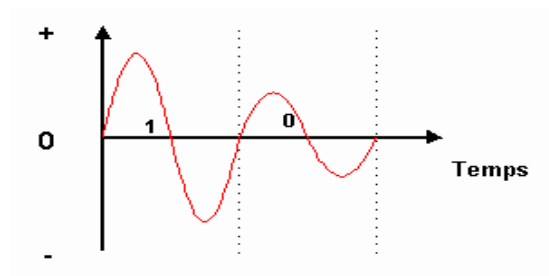


Figure 1. Modulation d'Amplitude ASK

III.1.2. Modulation de Fréquence ou FSK (Frequency Shift Keying) [12],[11],[10]

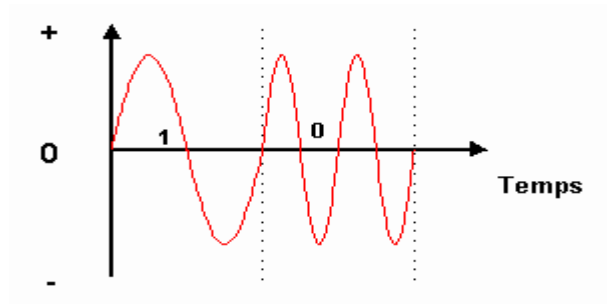


Figure 2. Modulation de fréquence FSK

En modulation de fréquence, les niveaux logiques sont représentés par la variation de la fréquence de la porteuse. L'écriture mathématique de la modulation FSK binaire est donnée par :

$$s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_{c1} t), & \text{pour le bit1} \\ A \cos(2\pi f_{c2} t), & \text{pour le bit0} \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

Où A est l'amplitude constante, f_{c1} et f_{c2} sont les fréquences de la porteuse. Par exemple : La modulation FSK est utilisée pour des transmissions à faible débit sur le réseau téléphonique commuté. Pour M fréquences, avec $M=2^k$ on a une modulation pour coder k bits

III.1.3. Modulation de Phase ou PSK (Phase Shift Keying) [10],[11],[12]

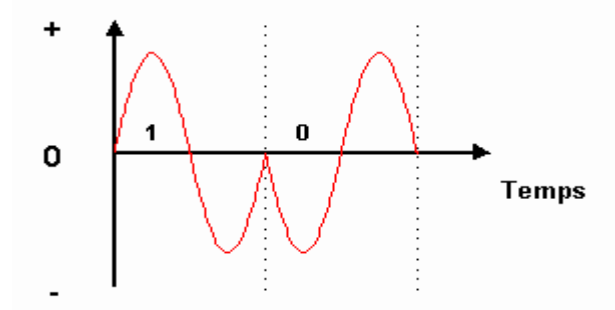


Figure 3. Modulation en Phase binaire (BPSK)

La modulation de phase associe à un code binaire une valeur de la phase de la porteuse. L'exemple illustré dans la Figure 3 ci dessus représente la modulation BPSK (Binary phase shift keying) qui permet un chargement d'un seul bit : 0 ou 1. On peut écrire :

$$s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_c t + \theta_0), & \text{pour le bit 0} \\ A \cos(2\pi f_c t + \theta_1), & \text{pour le bit 1} \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

On peut moduler à M phases, se qui nous donne une MPSK, et cela nous permet d'augmenter le débit de transmission en faisant un chargement de k bits tel que $M=2^k$. Un cas particulier de la PSK est la QPSK, qui n'est en fait que la 4PSK.

Le décodage s'effectue sur deux bits : 00 ,01 ,10 et 11 ; pour chaque paire de bit on a une phase. Le déphasage entre deux paires est de $\pi/4$. Cette méthode de modulation est très fiable est robuste. En effet, le décodage à la réception va se borner à détecter dans quel quadrant se situe le point.

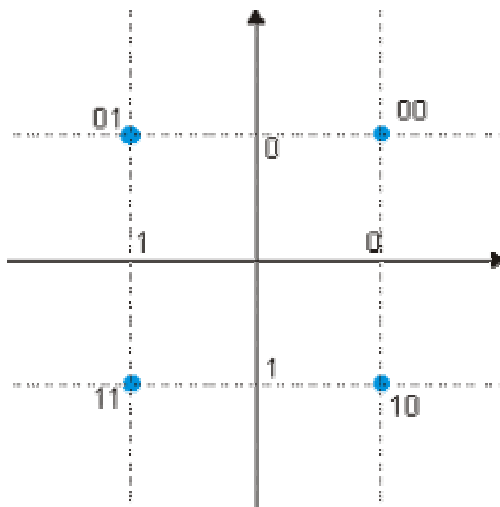


Figure 4. Représentation Spatiale d'une QPSK

Hors, si la représentation graphique à l'émission (appelée : Constellation) est d'une netteté quasi parfaite, dans la réalité, avec les perturbations apportées par le bruit en aura à la réception la représentation suivante :

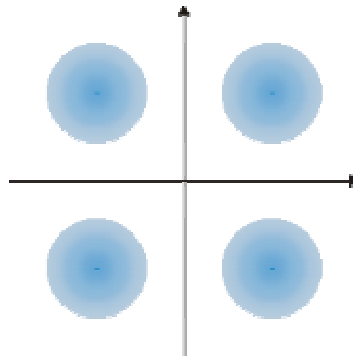


Figure 5. Représentation graphique à la réception

Remarques

- Dans la pratique, le point va se situer quelque part dans le nuage, décalé de sa position théorique par le bruit électronique.
- La surface du nuage sera d'autant plus grande que le rapport signal/bruit est faible, autrement dit, que le bruit est important par rapport au signal.
- La modulation QPSK permet de reconstruire l'information, même en présence d'un bruit important.

III.1.4. Modulation d'Amplitude en Quadrature MAQ ou QAM [11]

La modulation *QAM* (Quadrature Amplitude Modulation) ou modulation d'amplitude en quadrature de phase est une technique qui emploie une combinaison de modulation de phase et d'amplitude.

Elle est largement employée par les modems pour leur permettre d'offrir des débits binaires élevés. Cette technique utilise deux porteuses en quadrature avec des différents niveaux d'amplitude.

L'écriture mathématique de cette technique est donnée par :

$$s(t) = A_k \cos(2\pi f_c t + \theta) + B_k \sin(2\pi f_c t + \theta) \quad (\text{III-4})$$

Si A_k et B_k sont à M niveaux, chaque symbole aura M^2 valeurs possibles. Pour $M=4$: on a 16QAM et pour $M=8$ on a la 64QAM.

Prenons par exemple un signal modulé *QAM* avec 3 bits transmis par baud. Une telle modulation requiert donc 2^3 , soit 8 combinaisons binaires différentes.

Nous prendrons 2 amplitudes combinées avec 4 décalages de phase différents. L'exemple de codage de la suite binaire 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0, est donné par la *Figure 6*.

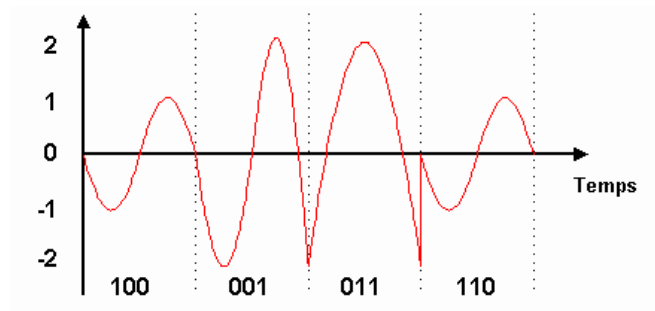


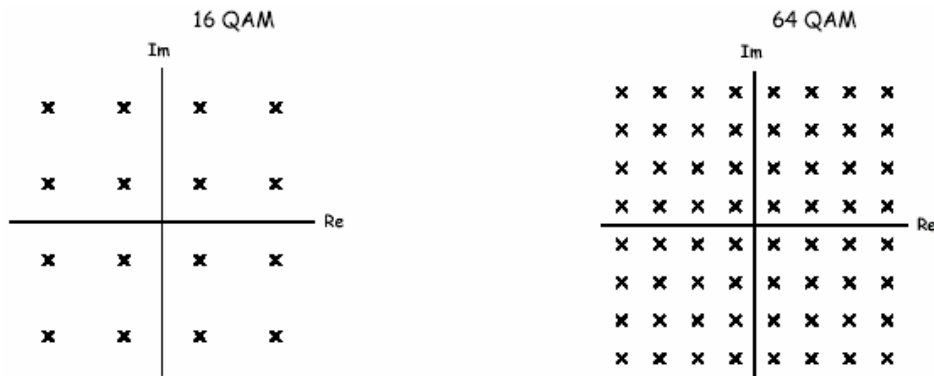
Figure 6. Représentation temporelle de la QAM8

Les combinaisons possibles en modulations QAM sont souvent représentées par une constellation de points représentant chacun un groupe de bits.

La répartition des valeurs de symboles sur la constellation ne se fait pas au hasard, elle est prévue pour optimiser la réception, lorsque la constellation a été abîmée par le bruit. Le choix judicieux de cette répartition se fait au moyen d'algorithmes complexes.

Des algorithmes plus ou moins compliqués permettent de définir des constellations contenant de plus en plus de points, c'est à dire de plus en plus de bits dans chaque symbole.

Ainsi, nous utiliserons par exemple des modulations de type 16QAM et 64QAM :



QAM 16 (2^4), 4 bits par symbole.

QAM 64 (2^6), 6 bits par symbole

Figure 7. La représentation graphique de la 16QAM et de la 64QAM

Dans une constellation QAM, l'éloignement du point par rapport à l'origine indique l'amplitude, son angle indique le décalage de la phase.

Chacun des canaux définis par le multiplexage DMT en ADSL est modulé en QAM sur 15 bits au maximum. 32768 combinaisons d'amplitudes et de décalages de phase sont donc nécessaires. Cette technique a pour conséquence :

- D'augmenter le débit en bits par seconde sans augmenter pour autant la largeur du canal de communication
- De diminuer l'immunité au bruit du signal modulé

III.1.5. La Modulation à Spectre Etendu « Spread Spectrum Modulation » (SSM),[12],[13],[14]

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 autres que l'information qui sont envoyées, déterminent la bande passante de la fréquence du milieu. (exemple : la RF)

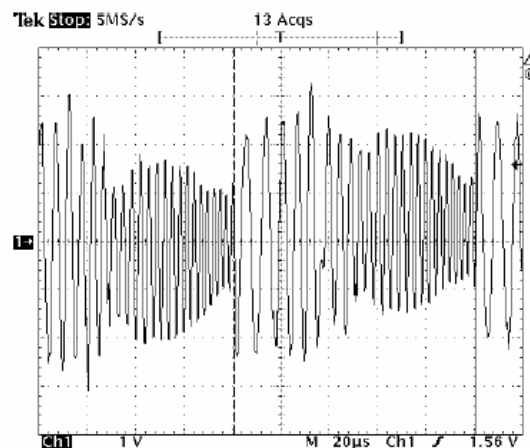


Figure 8. La SSS utilisée par le CEBUS

III.1.6. Les Avantages des Systèmes 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.

III. 2. ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING (OFDM)

[16],[17]

III.2.1. Introduction

L'OFDM est l'une des méthodes de la modulation digitale 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 comme monotone.

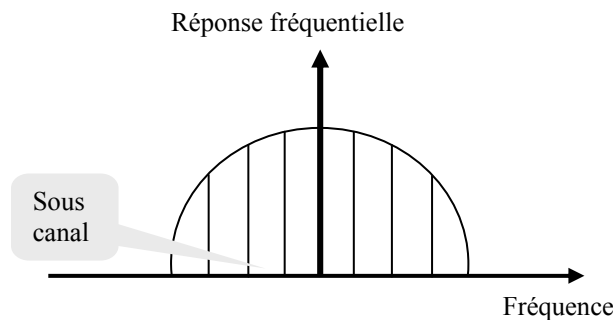


Figure 9. Division de la bande utile du canal

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 transmises sur des canaux à bande limitée comme par exemple la ligne électrique et les lignes téléphoniques.

Cette technique est utilisée dans des différents domaines de communication tels que la radio digitale, l'ADSL, et aussi la PLC.

III.2.2. 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.

III.2.3. Principe

La Figure 10 illustre le diagramme bloc du principe d'un système OFDM discret avec N symboles complexe de données $X(n)$ modulé en 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, l'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 10). Le signal reçu $r(k)$ qui comprend $y(n)$ et le préfixe cyclique, est démodulé en utilisant la FFT ce qui nous donne $Y(n)$.

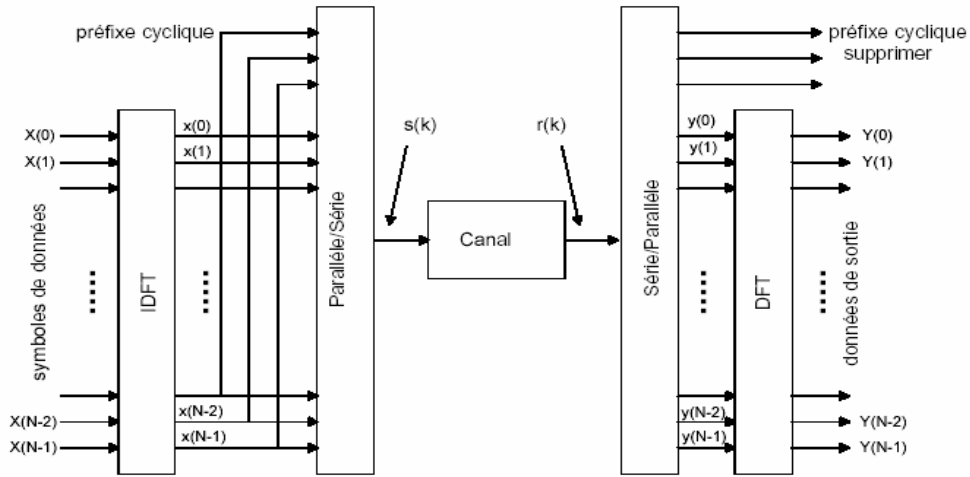
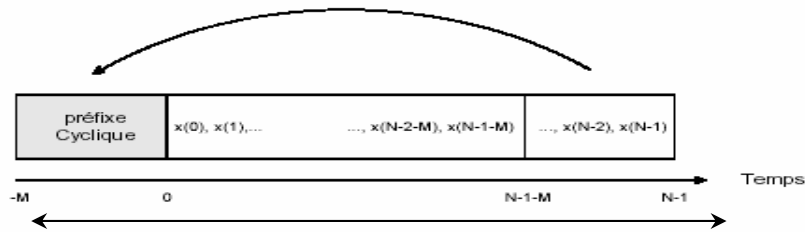


Figure 10. Principe de l'OFDM



La Trame OFDM

Figure 11. Le préfixe cyclique

III.2.4. Ecriture Mathématique

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

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=0}^{N-1} s_k(n) e^{j2\pi f_k t}, \quad nT \leq t \leq (n+1)T \quad (\text{III-5})$$

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad (\text{III-6})$$

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 : le nombre des porteuses *OFDM*.
- f_k : 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 :

$$R = \frac{1}{NT_s} = \frac{R_s}{N} \quad (\text{III-7})$$

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

$$\frac{1}{T} = \int_0^T e^{j2\pi(f_j - f_k)t} dt = \begin{cases} 1, & j = k \\ 0, & j \neq k \end{cases} \quad (\text{III-8})$$

Dans ce cas, les porteuses sont séparées par l'écart minimum :

$$\Delta f = \frac{1}{T} \quad (\text{III-9})$$

Donc le signal OFDM devient :

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=0}^{N-1} s_k(n) e^{j2\pi \frac{k}{NT_s} t}, \quad nT \leq t \leq (n+1)T \quad (\text{III-10})$$

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

$$X(f, nT) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{nT}^{(n+1)T} x(t) e^{-j2\pi ft} dt = e^{-j[2\pi(n+\frac{1}{2})fT - \frac{\pi}{2}]} \sum_{k=0}^{N-1} s_k(n) \text{sinc}(fT - k) \quad (\text{III-11})$$

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

$$X(f, nT) = s_k(n), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (\text{III-12})$$

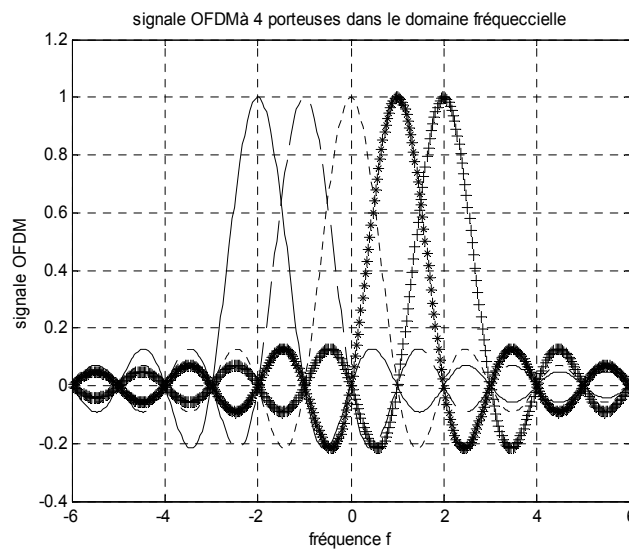


Figure 12. Transformée de Fourier du signal OFDM

III.2.5. Propriété du Signal OFDM

La densité spectrale d'un signal OFDM est donnée par :

$$X_s(f) = \sum_{n=0}^{N-1} \sin c^2(fT - n) \rightarrow W_s = \frac{N+1}{NT_s} \approx \frac{1}{T_s} \quad (\text{III-13})$$

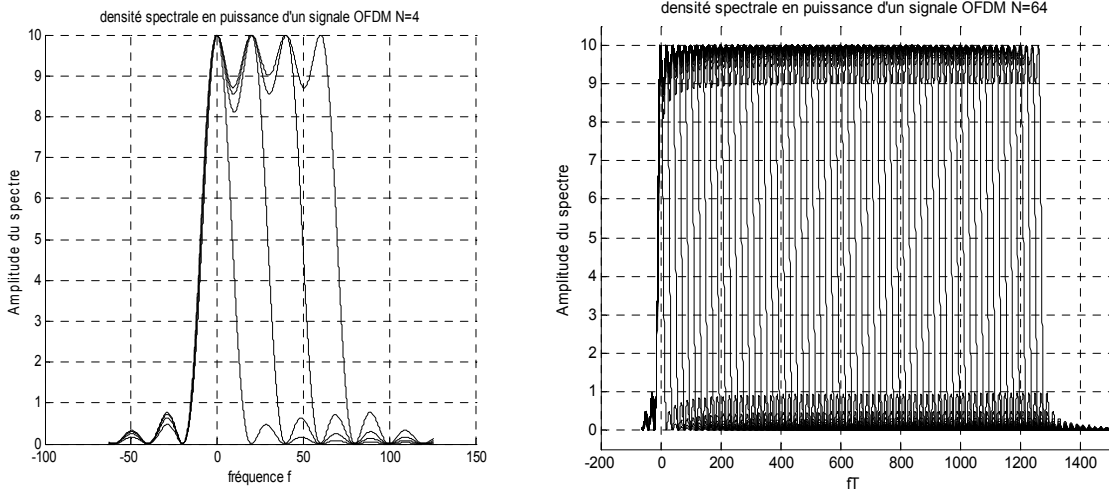


Figure 13. La densité spectrale du signal OFDM

III.2.6. 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 $k^{\text{ième}}$ porteuse est donné par :

$$r_k(n) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{nT}^{(n+1)T} r(t) e^{-j2\pi \frac{k}{T} t} dt = s_k(n) + z_k(n) \quad (\text{III-14})$$

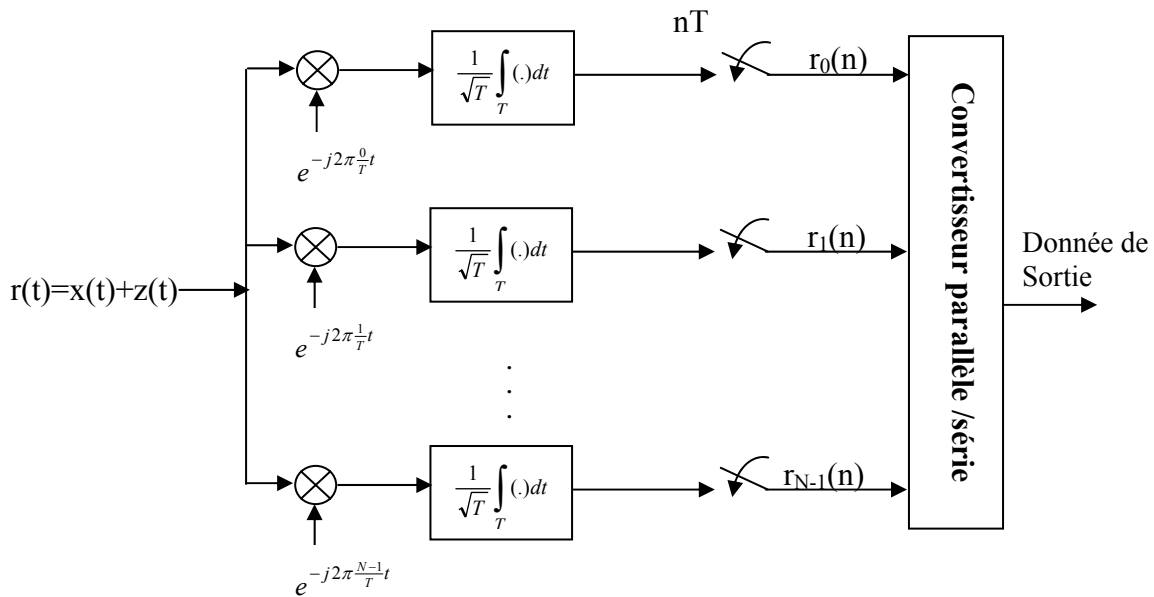


Figure 14. Le Corrélateur démodulateur d'un signal OFDM

III.2.7. 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 :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i(t)x[t - \tau_i(t)] + z(t) \quad (III-15)$$

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

$$T = NT_s \gg T_m = \frac{1}{B_m} \quad (III-16)$$

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

$$r_k(n) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{nT}^{(n+1)T} r(t) e^{-j2\pi \frac{k}{T} t} dt = H'_k s_k(n) + \overbrace{\sum_{m=0}^{N-1} G_{m,k} s_m(n-1)}^{ISI} - \underbrace{\sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} G_{m,k} s_m(n)}_{ICI} + z_k(n) \quad (III-17)$$

III.2.8. 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 :

$$x(t) = \sum_{m=0}^{N-1} s_m(n) e^{j2\pi \frac{m}{T} t}, nT - T_G \leq t \leq (n+1)T, \quad \text{avec } T_G \geq T_m \quad (III-18)$$

Cet intervalle de garde, est ignoré à la réception :

$$r(t) = \sum_{m=0}^{N-1} H(m/T; t) s_m(n) e^{j2\pi \frac{m}{T} t}, \quad nT \leq t \leq (n+1)T \quad (III-19)$$

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

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

$$r_k(n) = \int_{nT}^{(n+1)T} r(t) e^{-j2\pi \frac{k}{T} t} dt = H(m/T; t) s_k(n) + z_k(n) \quad (III-20)$$

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 dues à l'introduction de l'intervalle de garde, et elles sont données par la formule (II-21) :

$$10 \log_{10} \left(1 + \frac{T_G}{T} \right) \quad (III-21)$$

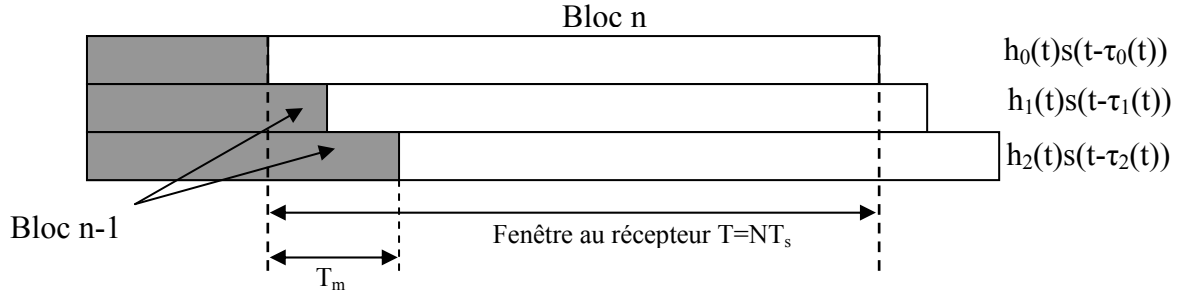


Figure 15. Interférence entre les trames OFDM

III.2.9. La Représentation Discrète et l'implémentation du Signal OFDM

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

$$x_l = x(lT_s) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} s_m(n) e^{j2\pi \frac{ml}{N}} \quad (\text{III-22})$$

Donc, on aura une séquence de longueur N :

$$x(n) = \{x_0(n), x_1(n), \dots, x_{N-1}(n)\} = \text{IDFT}\{s(n)\} \quad (\text{III-23})$$

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

$$y_k(n) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_0^T x(t) e^{-j2\pi \frac{k}{T} t} dt \approx \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{N-1} s_k(l) e^{-j2\pi \frac{lk}{N}} \quad (\text{III-24})$$

Ainsi, on aura :

$$y(n) = \{y_0(n), y_1(n), \dots, y_{N-1}(n)\} = \text{DFT}\{x(n)\} \quad (\text{III-25})$$

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

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{m=0}^{N-1} s_m(n) e^{j2\pi \frac{m}{T} t}, nT - T_G \leq t \leq (n+1)T \quad (\text{III-26})$$

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

$$x_l = x(lT_s) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} s_m(n) e^{j2\pi \frac{ml}{N}} \quad (\text{III-27})$$

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

$$\tilde{x}(n) = \left\{ \underbrace{x_{N-G}(n), x_{N-G+1}(n), \dots, x_{N-1}(n)}_{\text{préfixe cyclique}}, x_0(n), x_1(n), \dots, x_{N-1}(n) \right\} \quad (\text{III-28})$$

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

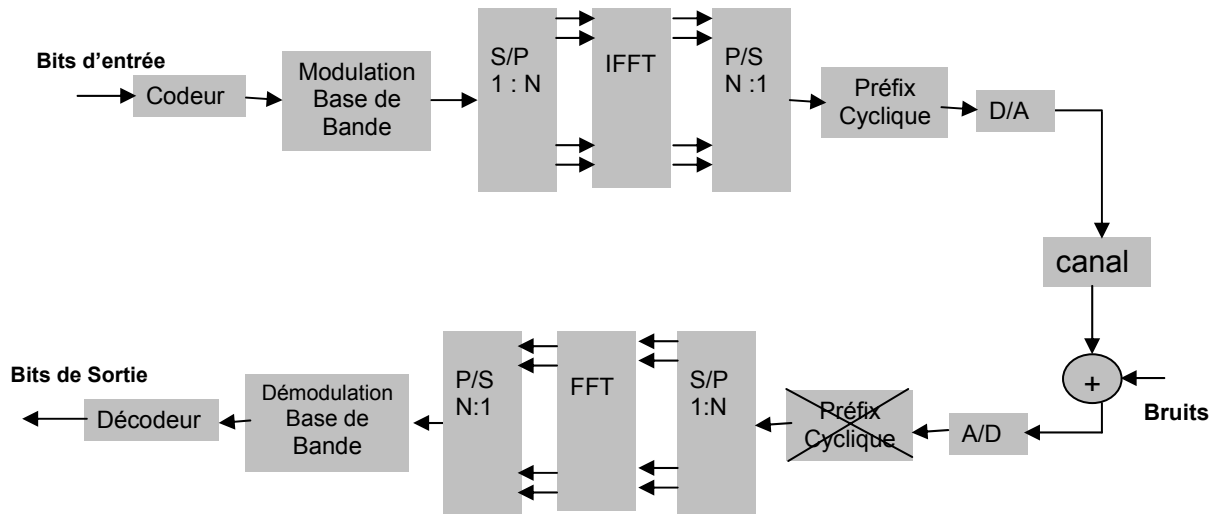


Figure 16. Schéma général du principe d'un système OFDM

Le signal reçu peut être écrit comme :

$$r(k) = s(k) * h(k) + e(k), 0 \leq k \leq N-1 \quad (\text{III-29})$$

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, du point de vue récepteur, est considérée comme étant une convolution circulaire.

Cela est montré par l'équation ci-dessous pour n'importe quel sous canal n, avec $0 \leq n \leq N-1$.

$$\begin{aligned} s(n) &= \text{DFT}(r(k)) = \text{DFT}(\text{IDFT}(s(n)) \otimes h(k) + e(k)) \\ &= s(n) \text{DFT}(h(k) + \text{DFT}(e(k))) = s(n)H(n) + e'(n) \end{aligned} \quad , 0 \leq k \leq N-1 \quad (\text{III-30})$$

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

L'équation (III-30) montre qu'il n'y a pas d'interférence entre les sous canaux, i.e. l'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.

III.3. LES PERFORMANCES DES MODULATIONS [13]

- **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.
- **FSK**
 - Moins sensible aux erreurs que la ASK.
 - Utilisée pour la transmission radio HF et aussi pour les réseaux LAN utilisant des câbles coaxiaux.
- **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 pour les symboles reçus. 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.
- **Modulation à spectre étendu** : Pour une utilisation PLC
 - Le signal transmis occupe une bande passante considérablement plus grande que le minimum nécessaire pour envoyer l'information.
 - Elle augmente la sensibilité à la déformation du signal, 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, l'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 de 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 porteuses et cela est dû à la fuite de la FFT.

III.3.1. Le Choix de la Technique de Modulation pour les Systèmes PLC [4]

Pour bien visualiser le choix de la technique convenable dans la PLC, on va faire des exemples de comparaison entre trois techniques qui s'avèrent les plus utilisées 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 uniformes 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 la nécessité d'une estimation du canal. Si on utilise cette propriété, l'OFDM sera une technique adéquate pour la PLC, et en plus elle offre un rejet facile des interférences. Mais le coût élevé d'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).

Ainsi, Le choix de la technique de modulation n'est indépendant que du choix de l'application et du protocole d'accès au milieu (Medium Access Protocole).

III.4. CONCLUSION

Dans cette partie nous avons vu les différents types de modulations 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 de la ligne électrique.

Chapitre IV

Le Système Globale de Communication PLC

Introduction

Après avoir vu toutes les caractéristiques de la ligne électrique dans la bande de fréquence [1MHz, 20 MHz] , et après avoir aussi choisi la technique de modulation adéquate (OFDM), pour ce type de système de communication, nous élaborons dans cette partie le système globale de communication PLC en décrivant la stratégie et la procédure de la structure.

IV.1. LE SYSTEME PLC ET L'OFDM

Le ligne électrique n'est pas un milieu de communication adéquat ; et cela est dû aux caractéristiques du ligne elle même que nous avons déjà mentionnées au chapitre précédent :

- La fonction de transfert du canal à fréquence sélective non stationnaire et variable dans le temps.
- L'atténuation qui augmente avec la longueur de la ligne et la fréquence.
- Les interférences et les bruits impulsifs.

Les études ont montrées que la modulation multi porteuse telle que l'OFDM est une très bonne stratégie pour la communication sur la ligne électrique.

IV.1.1. Schéma de Transmission OFDM pour les Systèmes PLC [18],[19]

Le schéma de transmission OFDM peut négocier avec l'atténuation par fréquence sélective en divisant la bande passante disponible 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 le plus important dans les canaux atténuants est la compensation simple. 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 :

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

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

$$T_s = \frac{1}{\Delta f} = \frac{N}{f_a} = N . T_a \quad (IV-2)$$

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 :

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) . \exp(j2\pi . f_k t) \quad \text{Avec : } f_k = k . \Delta f = \frac{k}{NT_a} \quad (IV-3)$$

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, et l'orthogonalité sera 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 quelques microsecondes augmentera la robustesse contre la propagation du signal multi trajets. Le schéma général d'une transmission OFDM est donné par la Figure 1.

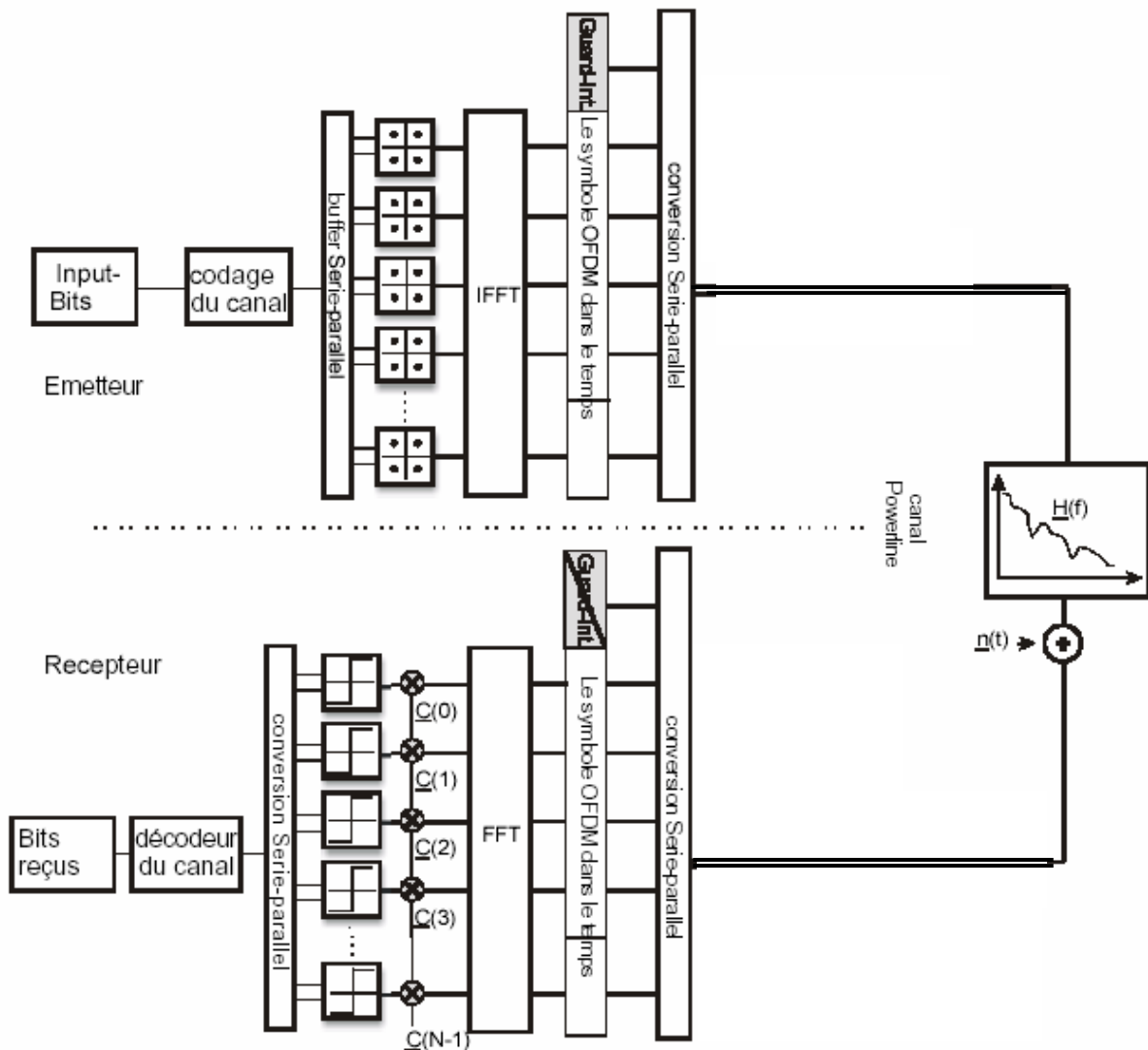


Figure 1. Schéma global d'un système OFDM appliqué à la PLC

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 l'ISI. Au récepteur on réalise l'opération inverse pour obtenir les données.

Dans [5] il est 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 1MHz et 20MHz. 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 impulsionnelles des canaux est de 3 microsecondes. Donc un symbole de 10 microsecondes semble correct et le temps de garde sera de 3 microsecondes.

IV.2. LA CAPACITE DE LA LIGNE ELECTRIQUE

IV.2.1. La Capacité Spectrale [5]

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

$$C = \frac{1}{2} \log_2 \left[1 + \frac{P_t}{\sigma_b^2} \right] \quad (IV-4)$$

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 :

$$C_i = \frac{1}{2} \log_2 \left[1 + \frac{P_i |(C_a)_i|^2}{\sigma_i^2} \right] \quad (IV-5)$$

$$C = 2 \Delta f \sum_{i=0}^{N-1} C_i \quad (IV-6)$$

Avec : $(C_a)_i$ est le facteur anti-atténuation calculé à partir du modèle de la fonction de transfert (II-2) et la relation (IV-1) tel que :

$$(C_a)_i = |g_i|^{-1} e^{(a_0 + a_1 f_i^k) d_i} \quad (IV-7)$$

IV.2.2. Allocation des Bits [20],[22]

Le nombre de bits alloués à un sous canal dépend du rapport SNR dans ce sous canal, 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.2.2.1. Allocation Adaptative

Pour ce type d'allocation, la taille de la constellation de chaque sous canaux est adaptée 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 signal QAM qui contient q bits ;

la puissance moyenne à transmettre est évaluée selon l'équiprobabilité de transmission de chaque point, et on aura :

$$P = \frac{1}{6} \Delta^2 (2^q - 1) \text{ Si } q \text{ est paire.} \quad (\text{IV-8})$$

$$P = \frac{1}{6} \Delta^2 (2^q - \frac{1}{2}) \text{ Si } q \text{ est impaire.} \quad (\text{IV-9})$$

Le signal *QAM* avec une puissance moyenne P est superposé à 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 :

$$P_s \leq 1 - P\left\{|\zeta| < \frac{\Delta}{2}\right\} \cdot P\left\{|\xi| < \frac{\Delta}{2}\right\} \quad (\text{IV-10})$$

Ce qui nous donne :

$$P_s \leq 1 - \text{erf}^2\left(\sqrt{\frac{3P}{2(2^q - 1)\sigma^2}}\right) \quad (\text{IV-11})$$

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

La probabilité de l'erreur du symbole pour les différentes constellations de la modulation *QAM* est donnée à la *Figure 2*.

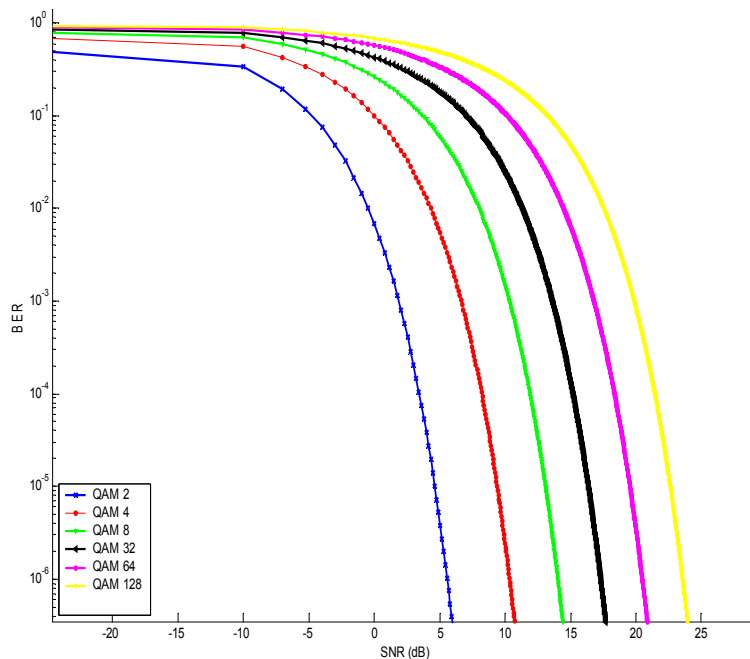


Figure 2. Probabilité d'erreur du symbole

A partir de cette relation on va déterminer le maximum du 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-9) et (IV-10), on a :

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

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

$$R = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + K(P_s) \cdot \frac{S}{N} \right) \quad (\text{IV-12})$$

$$\text{Avec :} \quad K(P_s) = \frac{3}{2} \Psi^{-2} \left(\sqrt{1 - P_s} \right) \quad (\text{IV-13})$$

L'expression (IV-8) 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 cet 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, et le R_i sera :

$$R_i = \lfloor R(i) \rfloor = \left\lfloor \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + K(P_s) \cdot \frac{P_i |\lambda_i|^2}{\sigma_i^2} \right) \right\rfloor \quad (\text{IV-14})$$

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

La probabilité de l'erreur du symbole est choisi pour cet exemple tel que : $P_s \leq 10^{-6}$. La *Figure 3* (pour $\text{SNR}=40\text{dB}$) et la *Figure 4* (pour $\text{SNR}=60\text{dB}$) montrent l'adaptation de l'allocation des bits pour une probabilité d'erreur en symbole $P_s \leq 10^{-6}$ selon l'allure du canal. On voit bien que pour une valeur du canal au dessous de seuil choisi du SNR, le nombre de bits à allouer est nul, ce qui veut dire que ces sous canaux ne seront pas utilisés. Dans cet exemple, la capacité totale du canal est : 27 Mbit/s pour le cas de la *Figure 3* et 7,75 Mbits/s pour le cas de la *Figure 4*.

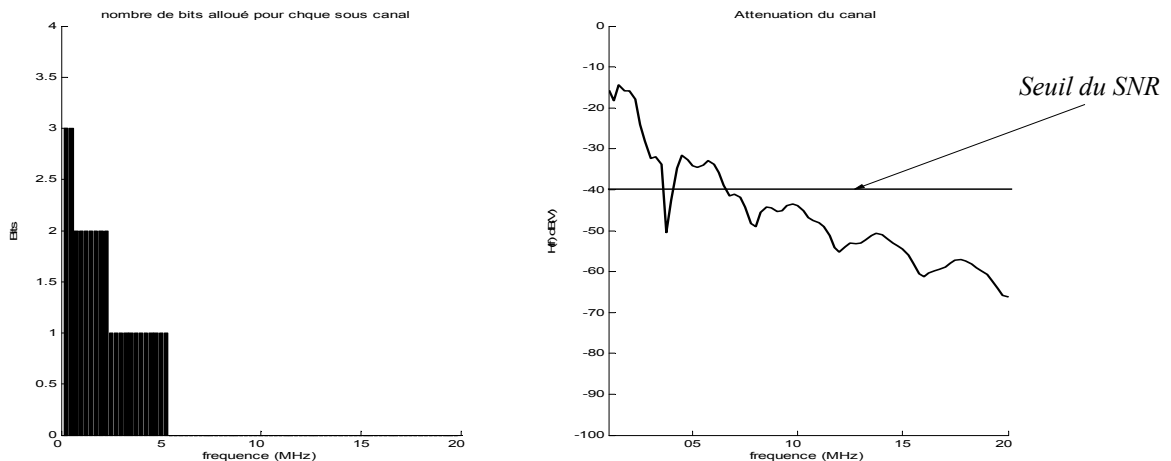


Figure 3. Allocation de bits pour un SNR= 40dB

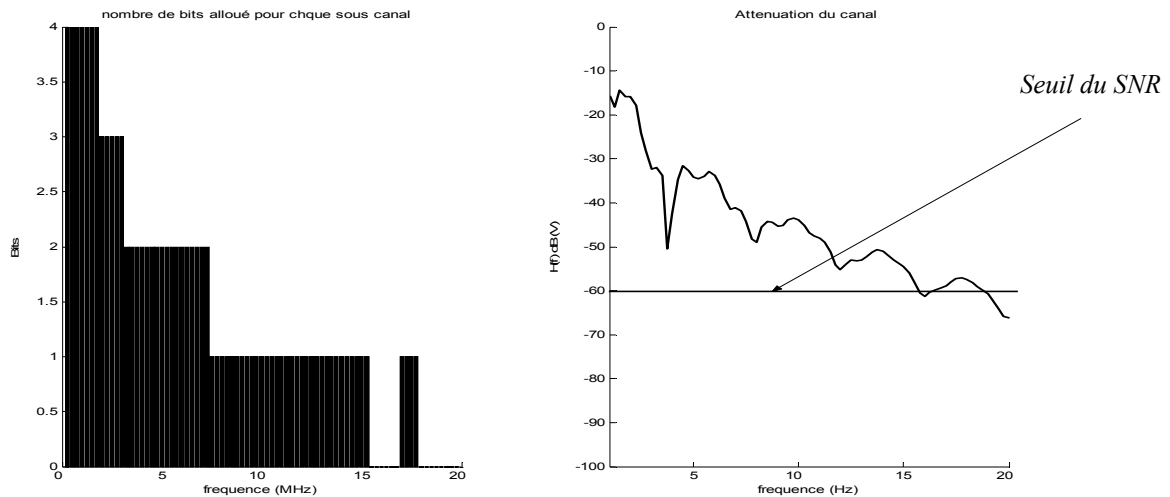


Figure 4. Allocation de bits pour un $SNR=60dB$.

IV.2.2.2. Allocation Non Adaptive

La disponibilité d'une information parfaite de l'état du canal à l'émetteur est nécessaire pour pouvoir effectuer un algorithme d'estimation du canal. Les systèmes de transmission robuste ne nécessitent pas d'avoir les informations sur le canal à l'émetteur. Si l'OFDM adaptative 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.

Les études ont montrées que la dernière approche est impraticable pour les systèmes PLC à cause de la nature variante du canal : on ne peut pas allouer des bits pour des canaux qui sont fortement atténué.

IV.3. SYNCHRONISATION DE LA TRAME OFDM [19]

L'utilisation de l'OFDM dans les systèmes PLC nécessite une synchronisation des trames transmises. Quand un flux de données est transmis, l'émetteur et le récepteur ont des horloges d'exécution différentes.

Cela provoque une déviation entre les deux utilisateurs. Le récepteur doit reconstruire la base de temps et la fréquence de la porteuse de l'émetteur pour pouvoir couvrir le flux du signal. La synchronisation nécessite le recouvrement de la structure de la trame. Ainsi elle a pour rôle de :

- Synchroniser la porteuse dans le but d'aligner la phase et la fréquence du récepteur avec celle de l'émetteur.
- Déterminer le début et la fin de la trame OFDM.

Pour assurer cette synchronisation, on utilise l'intervalle de garde ou préfixe cyclique. Les premiers m échantillons qui sont une copie des derniers m échantillons permettent 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.5*, Si on observe T_w échantillons consécutives du signal 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.

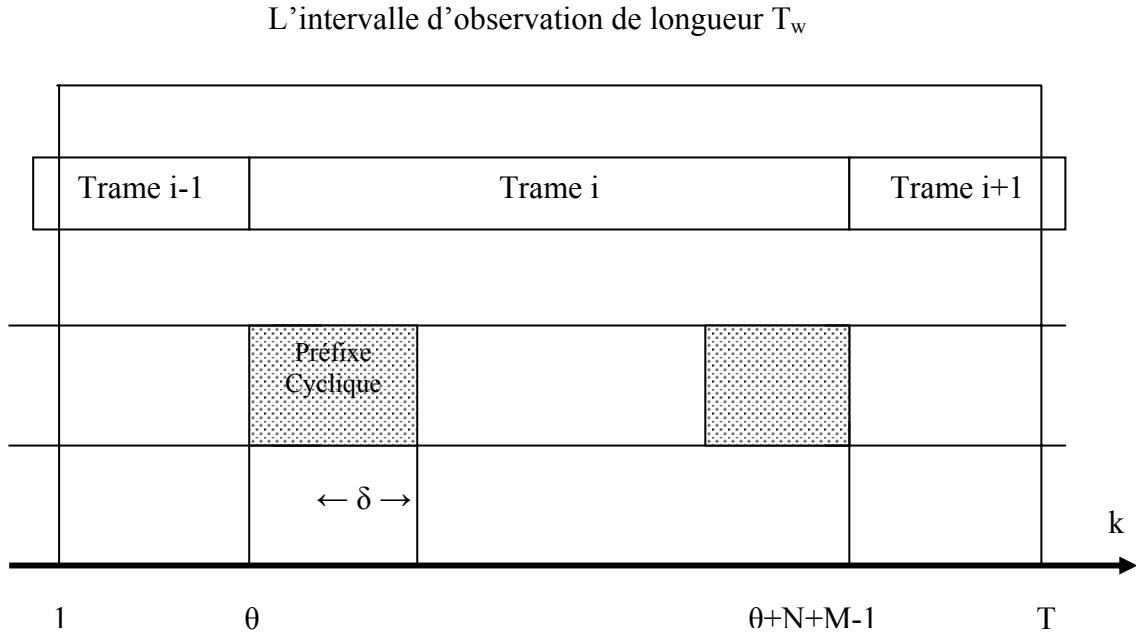


Figure 5. Synchronisation de la Trame

Un algorithme pour obtenir le maximum de vraisemblance (MV) aide à estimer θ , peut être donné par :

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg_{\theta} \left\{ \gamma(\theta) - \rho \phi(\theta) \right\}, 1 \leq \theta \leq T - N - M + 1 \quad (IV-15)$$

Avec :

$$\gamma(\theta) = \sum_{k=0}^{\theta+M-1} r(k) \bar{r}(k+N) \quad (IV-16)$$

$$\phi(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\theta+M-1} |r(k)|^2 + |r(k+N)|^2 \quad (IV-17)$$

$$\rho = \frac{\text{SNR}}{\text{SNR} + 1} \quad (IV-18)$$

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 compensée 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 appartenants à la même trame ce qui veut dire qu'on aura pas les mêmes symboles transmis X(k).

L'estimation de la déviation de la fréquence est donnée par la relation (IV-19) :

$$\hat{\varepsilon}_{ML} = \text{angle}\{\gamma(\hat{\theta}_{ML})\} \quad (\text{IV-19})$$

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

IV.3.2. Les Pilotes et l'Estimation du Canal

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

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

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

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

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

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

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

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

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 :

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

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

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

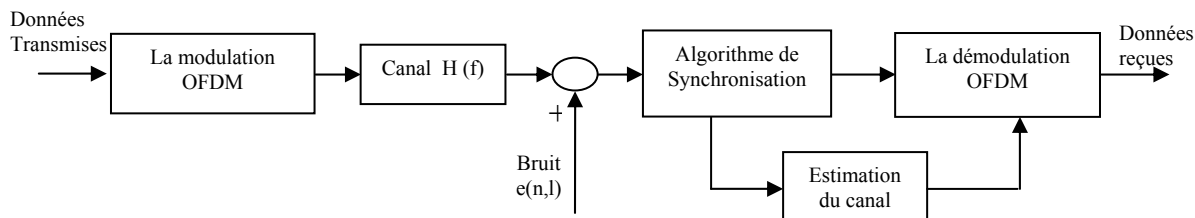


Figure 6. Schéma global de communication pour un système PLC avec le bloc d'estimation

Dans l'équation, $Y(n,l)$ est le signal reçu dans chaque sous canal et $X(n,l)$ est le signal transmis qui est inconnu pour le récepteur. Donc pour pouvoir obtenir une estimation de $H(n)$, on doit connaître les signaux transmis. Dans l'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 7 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 toute 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 nécessite une interpolation en temps et en fréquence en même temps. Pour notre travail, on va utiliser le deuxième cas, où on utilise des pilotes sur des fréquences bien connues est on verra l'influence de ces pilotes sur l'estimation du canal.

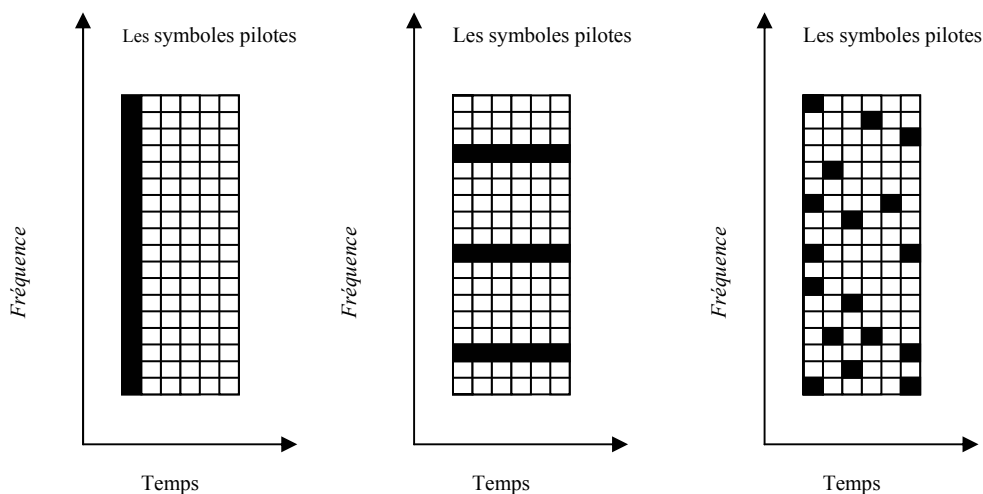


Figure 7. Les différents types d'emplacement de pilotes. Chaque colonne dans la grille temps-fréquence est une trame OFDM. Chaque carré noir correspond à un symbole pilote connu.

Les Figures 8.x, 9x, 10.x, 11.x, 12.x, 13.x et 14.x illustrent l'influence du choix des sous canaux à utilisés en tant que pilotes ainsi que l'influence du SNR, sur l'estimation du canal et aussi sur la réception du signal. Le modèle choisi est basé sur l'équation (II-16) avec $N=6$ chemins. On a pris un signal OFDM à 80 porteuses dont on fait varier le nombre de pilotes ainsi que leurs emplacement dans la bande de fréquence utilisée.

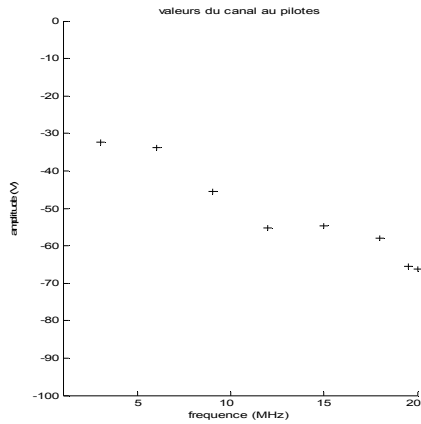


Figure 8.1. Pilotes utilisés pour l'estimation

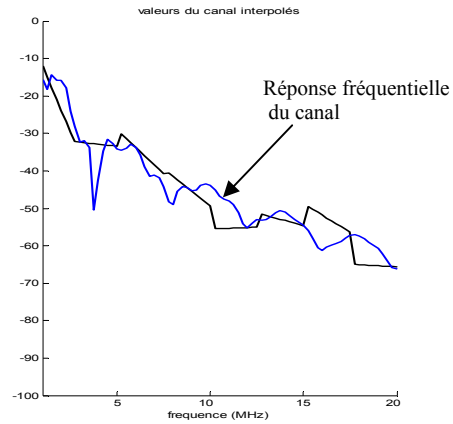


Figure 8.2. Réponse fréquentielle du canal et celle

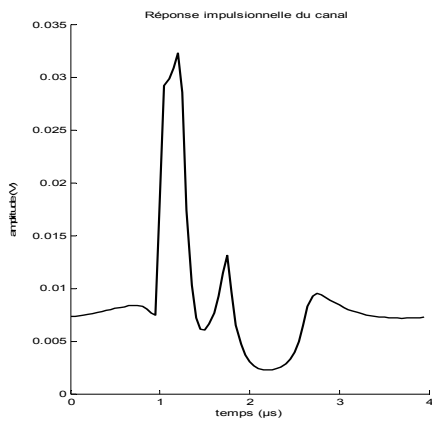


Figure 8.3. Réponse impulsionnelle du canal.

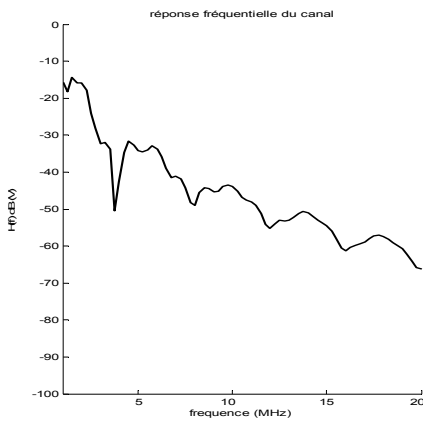


Figure 8.4. Réponse fréquentielle

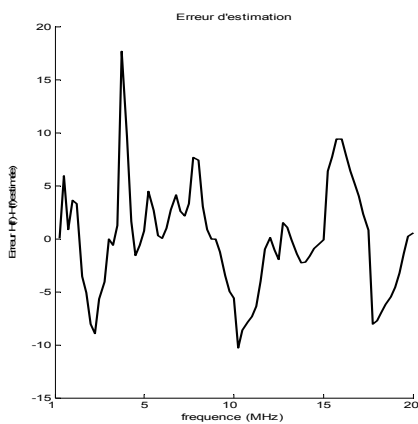


Figure 8.5. Erreur d'estimation dans le domaine fréquentielle

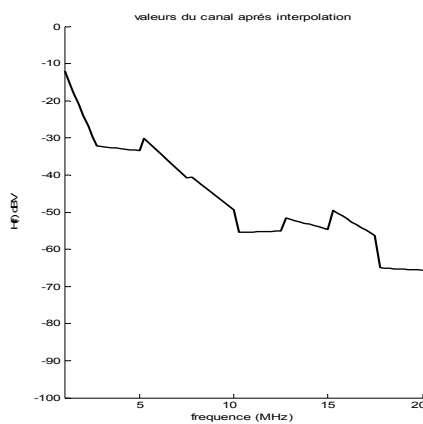


Figure 8.6. Réponse fréquentielle estimé du canal

Figure 8.x. Estimation du canal pour $SNR=60$ dB

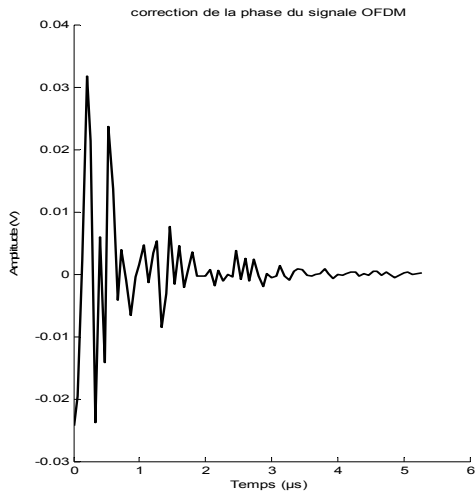


Figure 9.1. Correction de la phase du signal OFDM

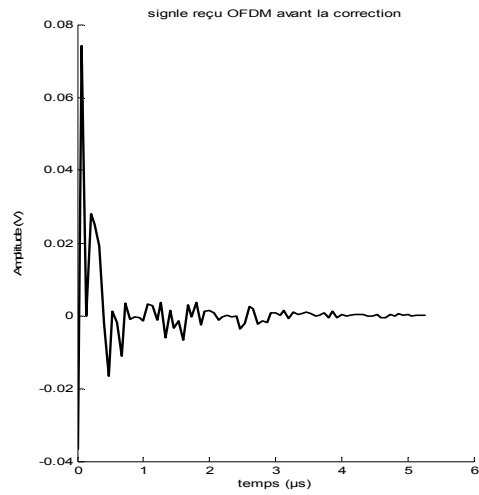


Figure 9.2. Signal OFDM reçu avant la correction

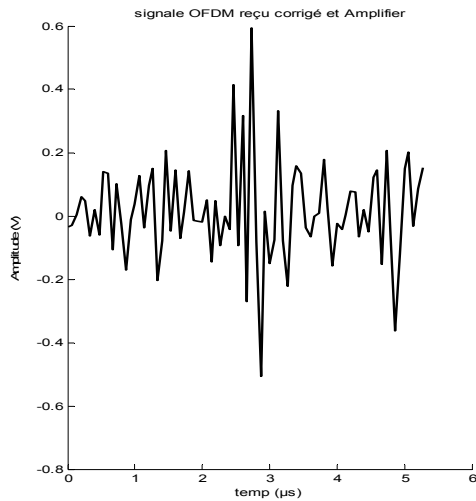


Figure 9.3. Signal OFDM transmis

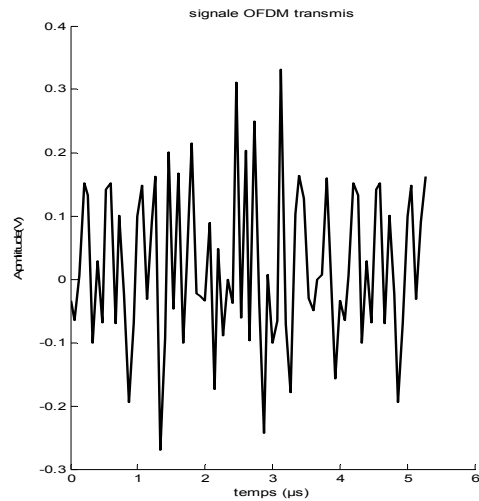


Figure 9.4. Signal OFDM reçu corrigé

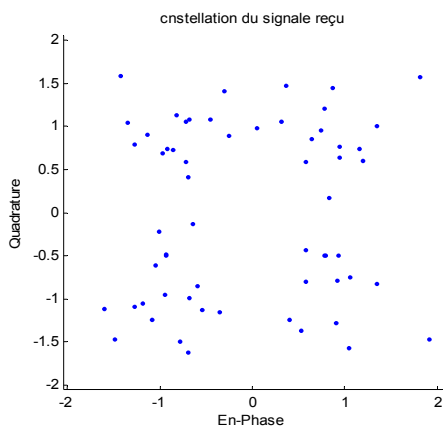


Figure 9.5. Constellation du signal reçu pour un SNR =60dB

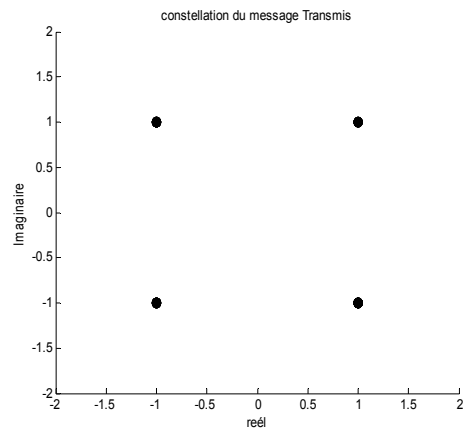


Figure 9.6. Constellation du signal transmis

Figure 9.x. Influence de l'estimation sur le signal OFDM, SNR=60dB

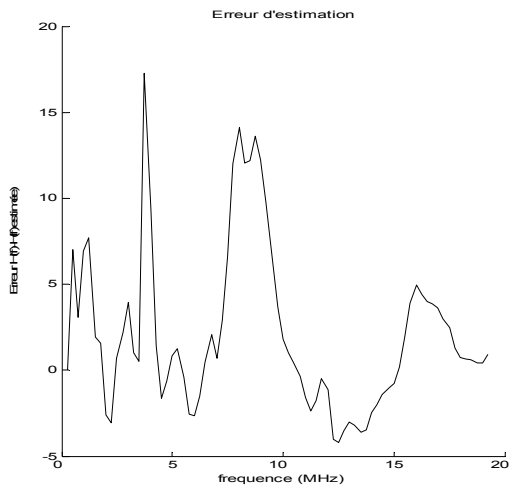


Figure 10.1. Erreur d'estimation dans le domaine fréquentielle

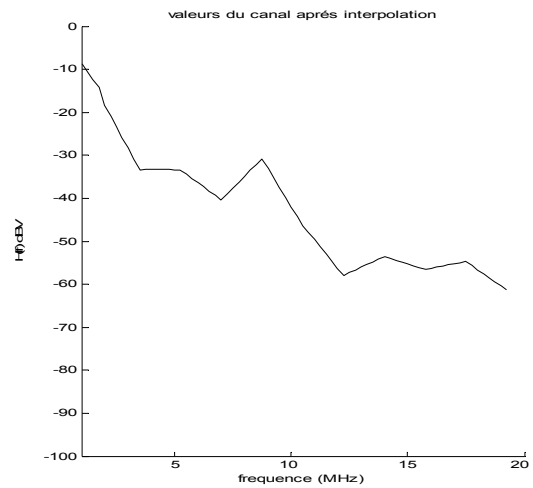


Figure 10.2. Réponse fréquentielle estimé du canal

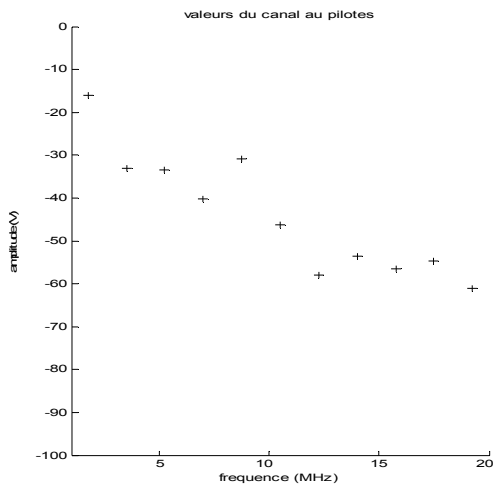


Figure 10.3 Réponse impulsionnelle du canal

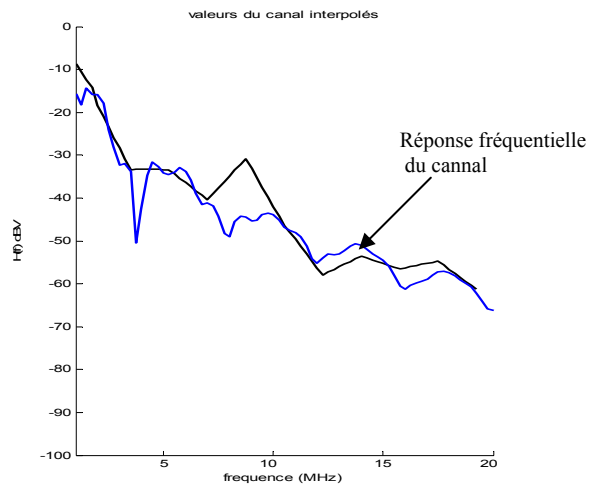


Figure 10.4. Réponse fréquentielle du canal

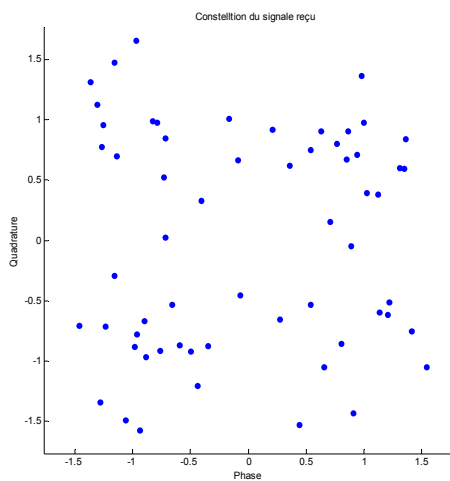


Figure 10.5. Constellation du signal reçu

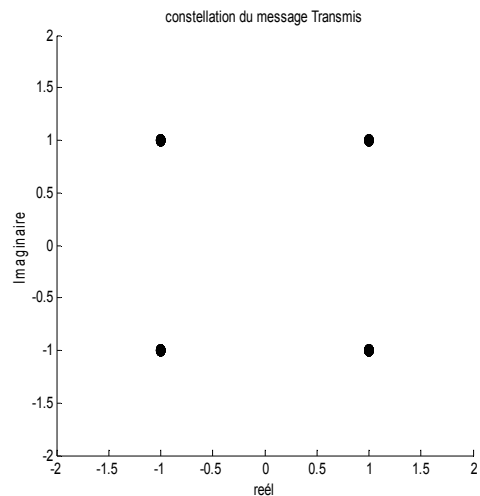


Figure 10.6. Constellation du signal transmis

Figure 10.x. Estimation du canal pour SNR=35dB.

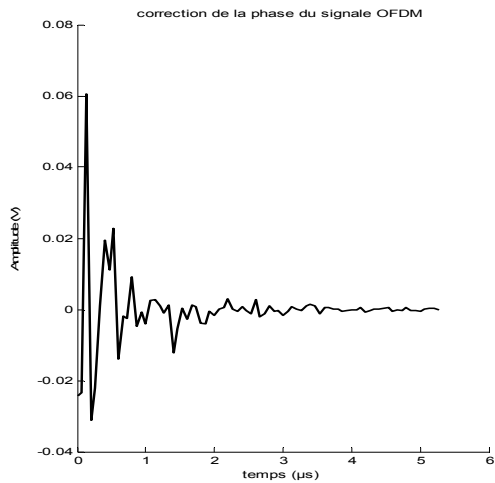


Figure 11.1. Correction de la phase du Signal reçu

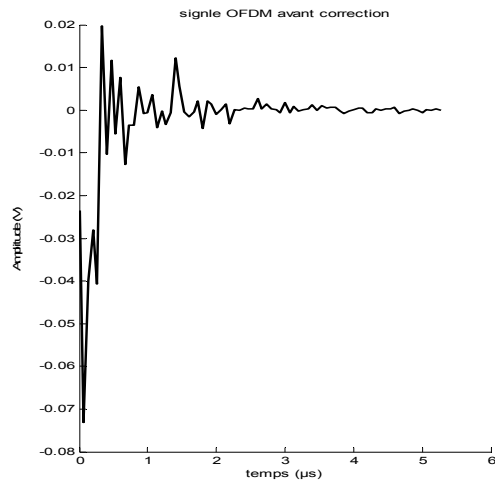


Figure 11.2. Signal OFDM reçu avant la correction

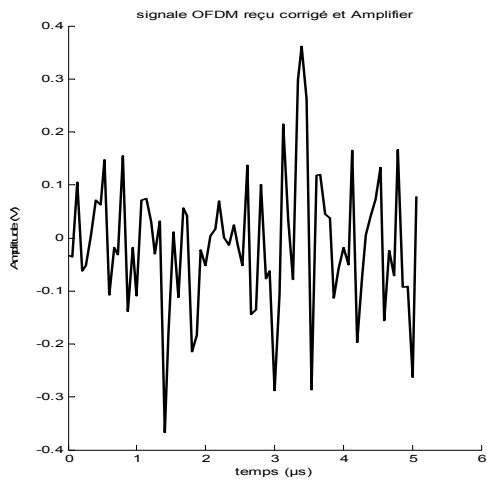


Figure 11.3. Signal OFDM reçu corrigé

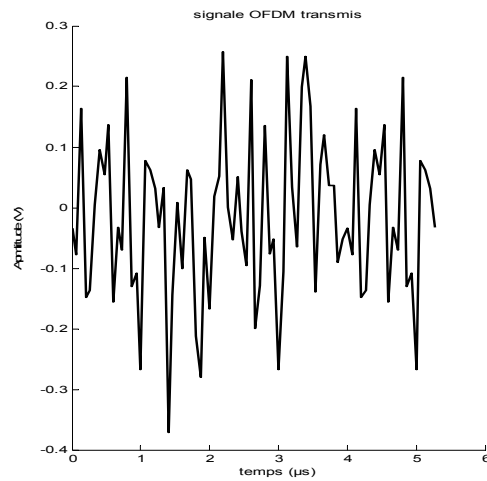


Figure 11.4. Signal OFDM transmis

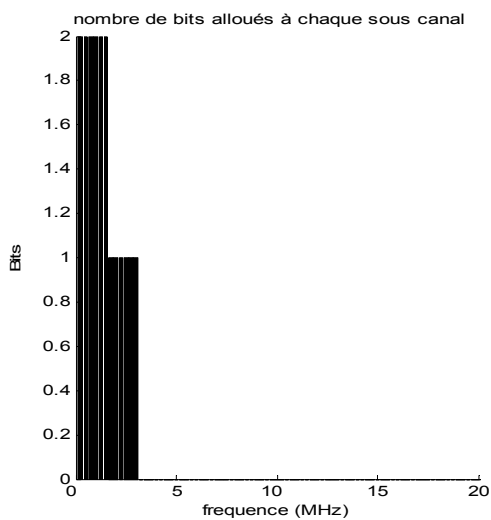


Figure 11. 5. Nombre de bits à allouer pour un SNR de 35

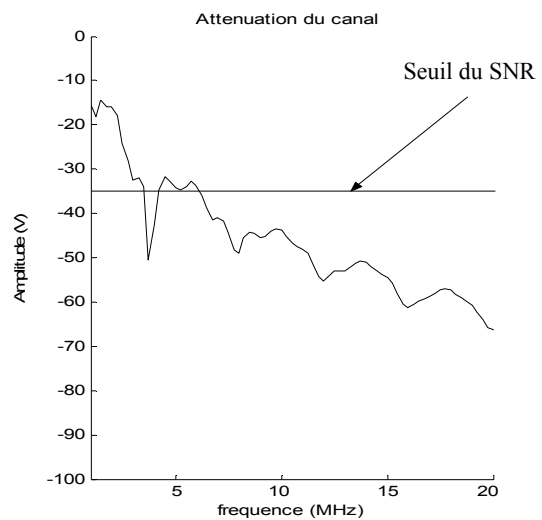


Figure 11.6. Le seuil SNR de 35 dB

Figure 11.x. l'Influence sur l'estimation du signal pour SNR=35dB

• **Influence du choix des pilotes sur l'estimation du canal et la réception du signal**

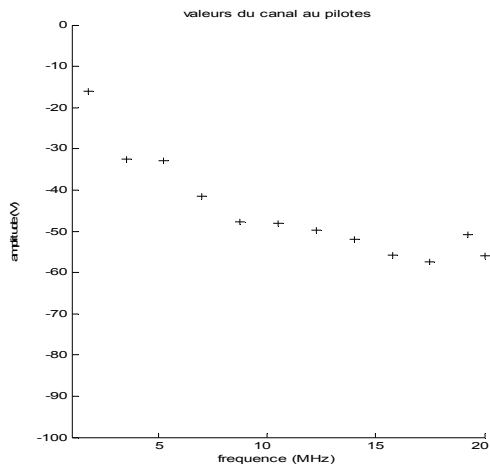


Figure 12.1. 12 Pilotes utilisés pour l'estimation

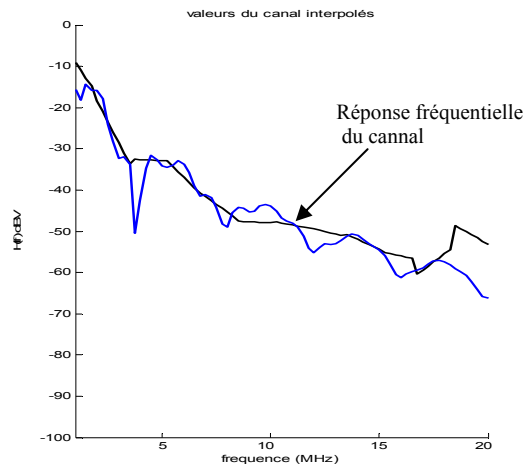


Figure 12.2. Réponse fréquentielle estimée

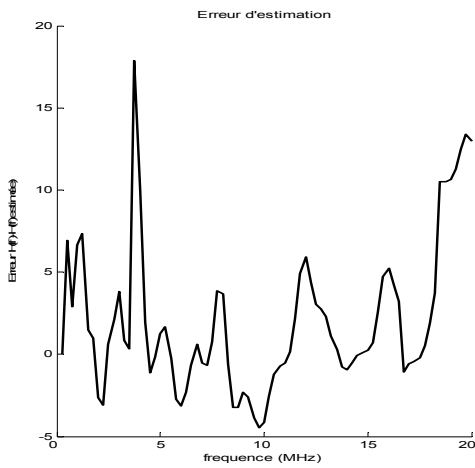


Figure 12.3. Erreur de l'estimation

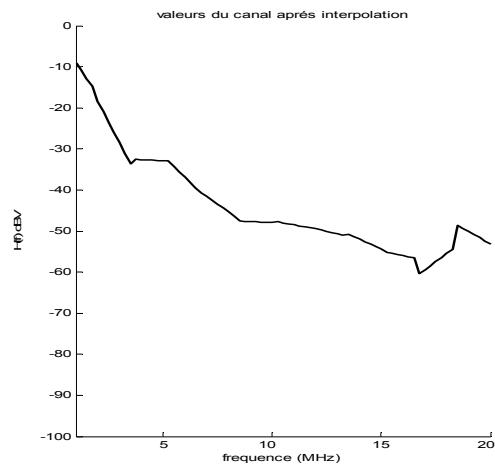


Figure 12.4. Réponse fréquentielle estimée

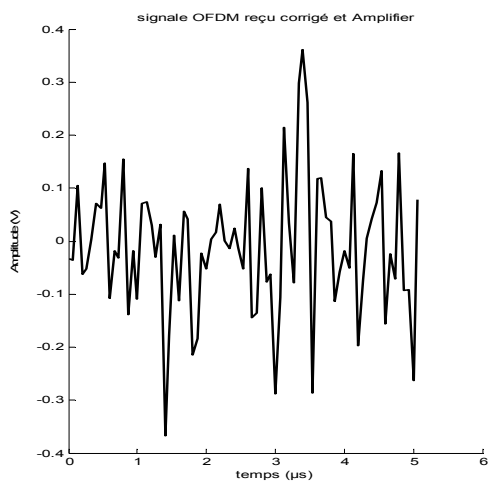


Figure 12.5. Signal OFDM reçu corrigé

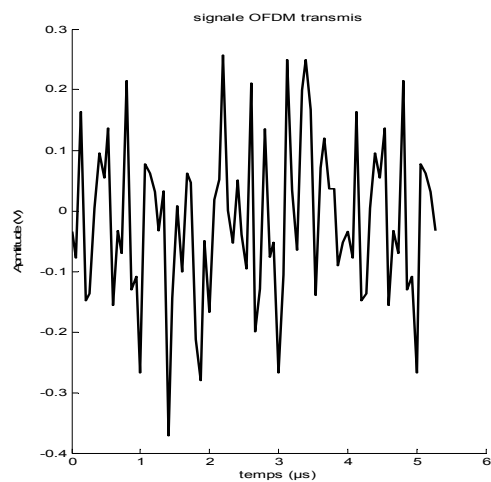


Figure 12.6. Signal OFDM transmis

Figure 12.x. L'Influence du choix des pilotes, SNR=35dB

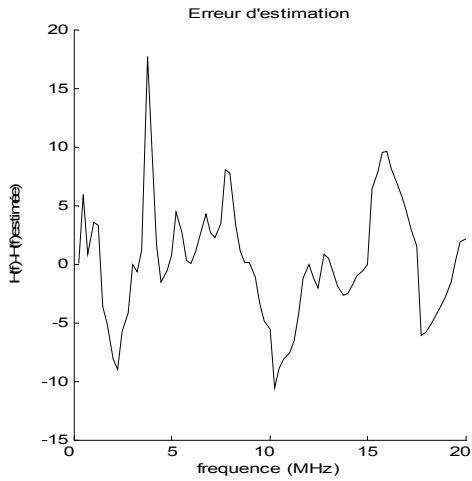


Figure 13.1. Erreur d'estimation

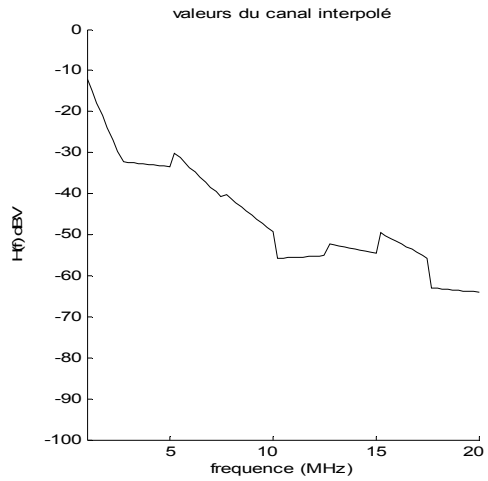


Figure 13.2. Valeurs du canal interpolé

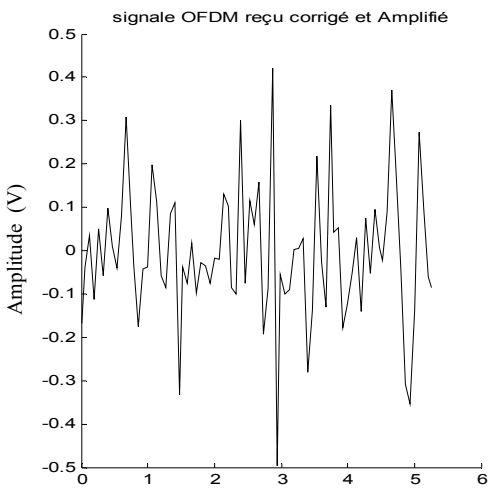


Figure 13.3. Signal OFDM corrigé et amplifié

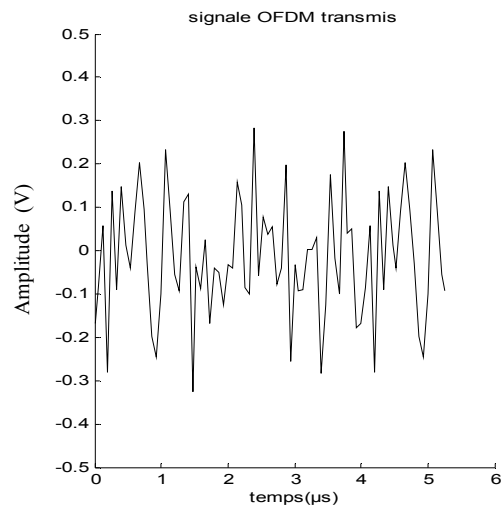


Figure 13.4. Signal OFDM transmis

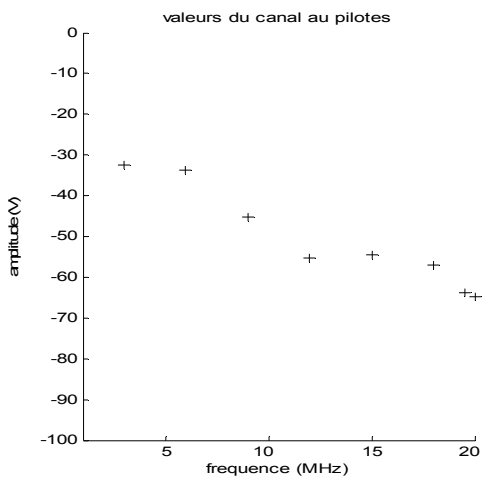


Figure 13.5. 9 les Pilotes utilisés

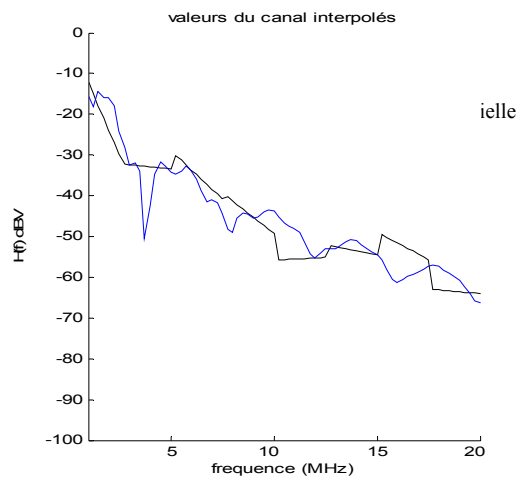


Figure 13.6. Réponse fréquentielle estimée

Figure 13.x Influence du choix des pilotes sur l'Estimation pour un SNR 60dB

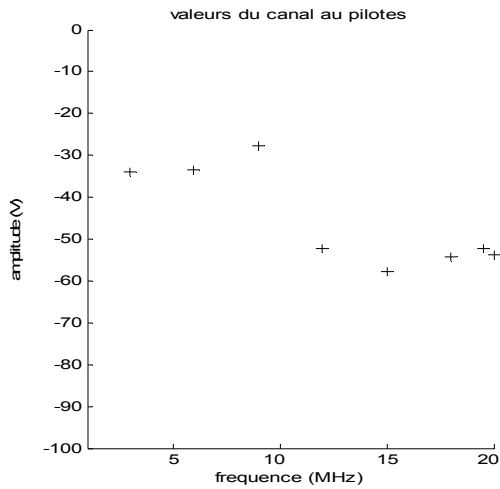


Figure 14.1. 9 Pilotes utilisés

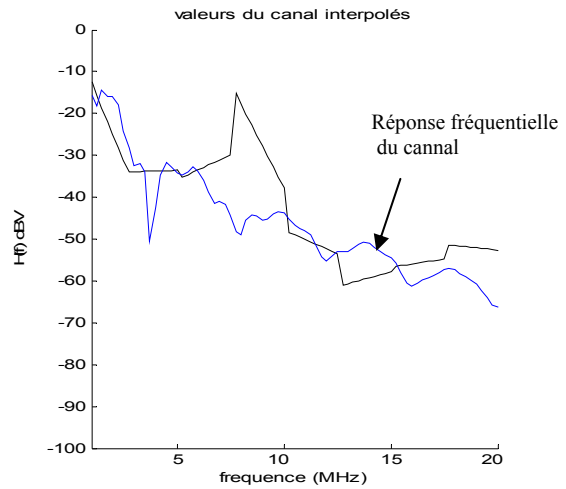


Figure 14.2 Réponse fréquentielle du canal est celle estimée

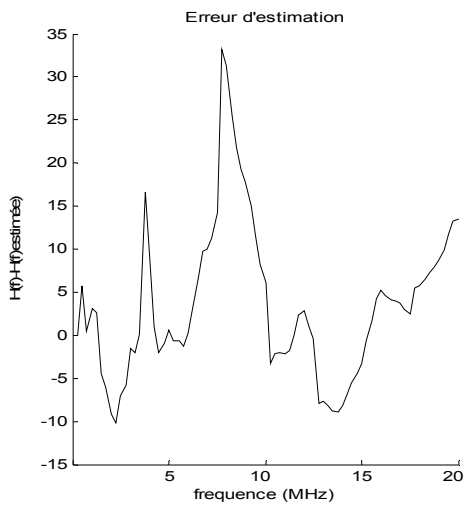


Figure 14.3. Erreur d'estimation

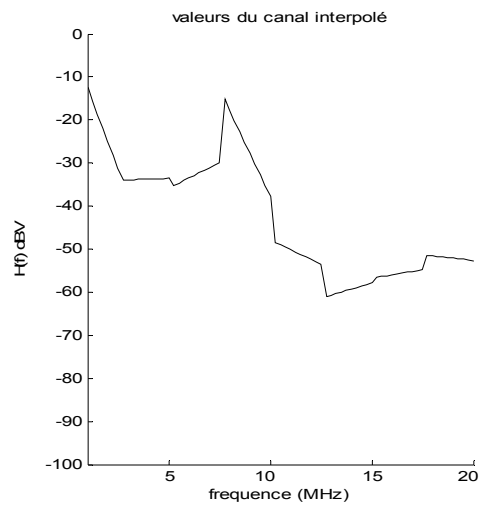


Figure 14.4. Valeurs du canal interpolé

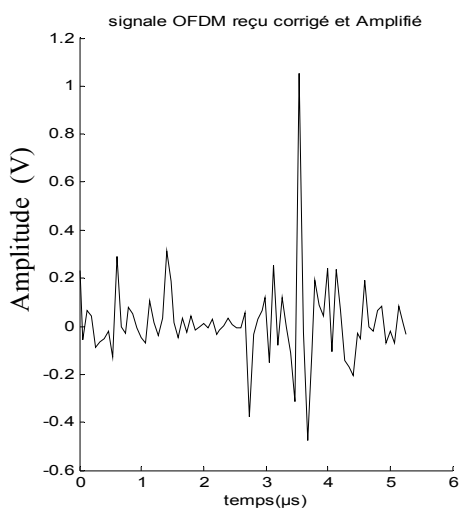


Figure 14.5. Signal OFDM corrigé et amplifié

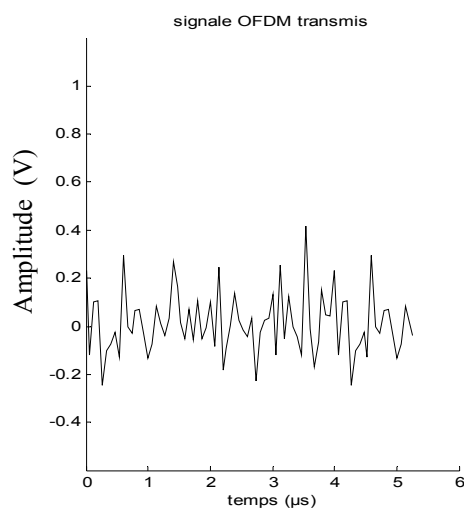


Figure 14.6. Signal OFDM transmis

Figure 14.x Influence des choix des pilotes sur l'Estimation pour un SNR 35dB

On voit bien à partir de ces résultats, l'influence des pilotes sur la bonne estimation du canal, ce qui veut dire aussi sur le signal reçu. Selon ces figures, la bonne estimation repose sur deux critères :

- Le nombre de pilotes choisis : c'est tout à fait logique que le nombre des pilotes influe; 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 fréquence.
- Le choix de la fréquence pilote : on voit bien que lorsque les pilotes sont choisis sur un canal très atténuant on risque de perdre l'information de ce pilote, ce qui par conséquence 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 apparaissent clairement. On voit que pour des SNR faibles, l'erreur de l'estimation est relativement grande se qui influe sur le signal reçu (on voit que la constellation du signal reçu est plus floue quand le SNR est faible) 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 fréquences (atténuation forte), ce qui rend difficile son estimation.

IV.4. CONSIDERATIONS PRATIQUES

IV.4.1. Circuit de Couplage [21],[22],[23]

Le couplage entre la ligne électrique et le modem est une structure qui garantit une protection totale contre les survoltages et assure une bonne communication. Pour atteindre la vitesse attendue, le circuit de couplage doit fonctionner dans une large bande de fréquence. A cause des différences d'impédance entre la distribution basse tension et haute tension, l'impédance du circuit de couplage ne peut pas correspondre et à cause de ça, l'atténuation non correspondante du circuit doit être la plus petite possible dans la bande de fréquence totale. Comme déjà mentionné au chapitre II, l'impédance de la ligne électrique varie de 0.01Ω à 100Ω dans la bande de fréquence [1MHz, 30MHz].

L'impédance caractéristique est de 300Ω pour les moyennes tensions et de 50Ω pour les basses tensions, donc le circuit est conçu pour faire correspondre les valeurs de l'impédance. Ainsi, la fréquence de coupure est déterminée au point -3dB, ou à la moitié de la puissance, et le circuit de couplage sera modélisé pour adapter l'impédance et la réponse fréquentielle.

Il existe deux types de circuit de couplage à la ligne électrique :

- Couplage différentiel ou ligne – neutre : là où la paire ligne- neutre est utilisée pour injecter le signal (soit le neutre soit la phase). Cette méthode peut être utilisée seulement si le neutre est disponible.
- Couplage commun ou ligne – terre : le neutre et la ligne sont utilisées ensemble. Pour former un seul terminal. Cette méthode a moins d'atténuation et moins de bruits (le neutre est le retour de toutes les bruits présents dans la ligne électrique), et elle peut

apporter un gain en puissance de 30dB que le différentiel. mais le grand problème est le danger du potentiel. C'est pour cela on utilise la première méthode.

Le circuit de couplage doit assurer l'isolation galvanique nécessaire du système PLC : donc elle peut être inductive ou capacitive.

IV.4.1.1. Couplage Capacitif

Cette méthode de couplage s'effectue à l'aide de capacités. Un exemple de tels circuits est illustré à la *Figure 15*, ci dessous.

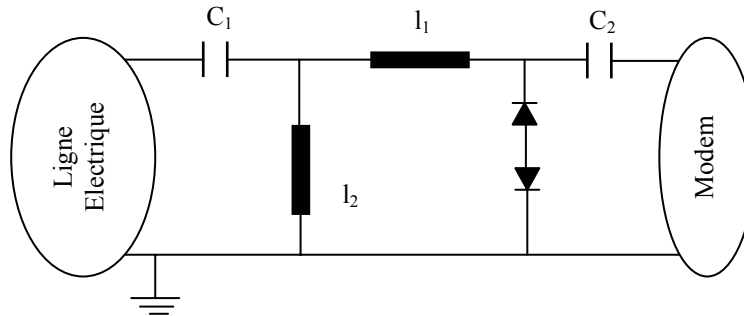


Figure 15. Circuit de couplage capacitif

Le désavantage de cette méthode est la non disponibilité d'une séparation galvanique avec le réseau électrique ce qui risque de détruire le modem.

IV.4.1.2. Couplage Inductif

Le couplage inductif utilise un transformateur spécifique pour la protection contre la connexion directe au réseau. Deux exemples de ce type de circuit sont donnés à la *Figure 16*. Ce mode de couplage provoque assez de pertes, mais vu qu'il assure une isolation de la ligne électrique, il est le plus utilisé. Les valeurs des capacités sont $C1=8.32nF$, $C2=3.44nF$ et $L1=20.8nH$ et la fréquence de coupure est de 500KHz.

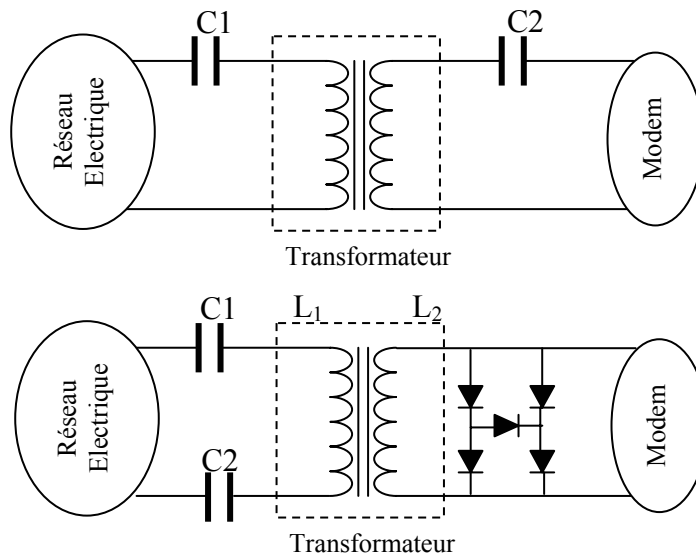


Figure 16. Circuit de couplage inductif

L'ajout des deux capacités permet de réaliser un filtrage passe haut.

Le circuit de couplage ne doit pas influencer sur les paramètres « scattering » de la ligne électrique durant l'utilisation. L'effet du circuit de couplage nécessite une compensation dans les données mesurées (reçues). Cela peut être réalisé par un prétraitement des données mesurées, une fois la fonction de transfert du circuit de couplage est connue.

IV.5. CONCLUSION

Après avoir vu le système global de communication, il semble que le bruit est le plus grand influant sur la communication, surtout si on savait que la majorité des protocoles de communication sont basés sur le principe CSMA. Ainsi, l'action d'amélioration du processus sera intégrée dans la partie du protocole.

Chapitre V

Le P rotocol e d'Accès : Analyse et P erformance

Introduction

Nous avons vus dans les chapitres précédents les différentes caractéristiques de la ligne électrique. Pour pouvoir élaborer un système complet de communication il faut concevoir un protocole de communication adéquat entre les différents utilisateurs. Le protocole d'accès au milieu physique est le plus important car il nous permet de régler certaines problèmes : le retard d'accès, le débit de transmission ainsi que le problème de la gestion de la congestion du trafic entre utilisateurs, ce qui est connu par la Qualité de Service (QoS).

V.1. LE MODELE ISO/OSI ET SA RELATION AVEC EIA-600 [24]

Distinguer une structure permet de mieux appréhender les processus et les protocoles en jeu dans un réseau. En 1978, l'organisme ISO, (International Standard Organisation), publia un ensemble de spécifications qui décrivaient une architecture réseau permettant la connexion d'équipements hétérogènes.

En 1984, l'ISO publia une mise à jour de ce modèle, qu'il appela modèle de référence OSI. La mise à jour de 1984 est devenue une norme internationale et sert de guide. Cette structure est le modèle en couches ISO/OSI. Ce modèle se subdivise en sept couches ou niveaux et chaque couche traite une tâche, un protocole ou un composant matériel, repose sur les couches sous adjacentes, et communique avec les autres couches.

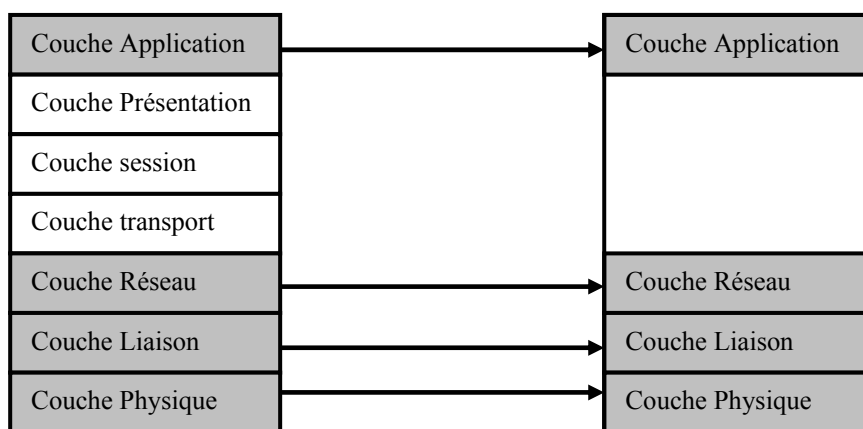


Figure 1. Modèle en couche OSI

La spécification EIA-600 utilise le protocole qui lie entre les différentes couches qui correspond avec le model OSI de l'ISO. Pour le EIA-600, le model a été étendu pour inclure des besoins pour la gestion inter- couche et les spécifications des différents media utilisés par les appareils EIA-600.

- La couche application est la plus élevée. Elle donne au(x) processus d'application le moyen d'accéder à l'environnement OSI.
- La couche présentation se charge de la représentation des informations. Elle permet de Transférer les données des applications sous une syntaxe commune, indépendamment de la représentation réelle des données.
- La couche session fournit les moyens permettant d'organiser et de synchroniser les dialogues, ainsi que de gérer les échanges de données entre applications.
- La couche transport assure un transfert de données de bout en bout, fiable et d'un bon rapport qualité/prix.
- La couche réseau prend en charge les problèmes de routage et de relais.
- La couche liaison de données détecte et corrige, dans la mesure du possible, les erreurs pouvant se produire dans la couche physique. Elle participe également à la gestion de la couche physique.
- La couche physique, fournit les moyens mécaniques, électriques, fonctionnels et les procédures nécessaires à l'activation, au maintien et à la désactivation des connexions physiques destinées à la transmission de bits.

V.2. EXEMPLE DE PROTOCOLES UTILISES DANS LA BANDE CENELEC [24] [25]

Sous les conditions de la ligne basse tension dans la bande CENELEC, le message doit être transmis avec succès durant un laps de temps bien défini.

V.2.1. CEBUS

L'association de l'industrie électronique (EIA) a promulgué un standard pour la communication domestique pour lier les équipements électriques à domicile. Ce standard c'est le CEBUS. Ce protocole donne une facilité de communication pour l'échange de l'information de commande et les services parmi les différents appareils. Il permet d'accomplir les fonctions de control, d'indication de l'état des instruments distants, l'aménagement de l'énergie, les systèmes de sécurité,....

V.2.1.1. Le Protocole d'Accès

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 essayera l'accès au canal de nouveau. L'avantage de cette méthode c'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 est : 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 2*.

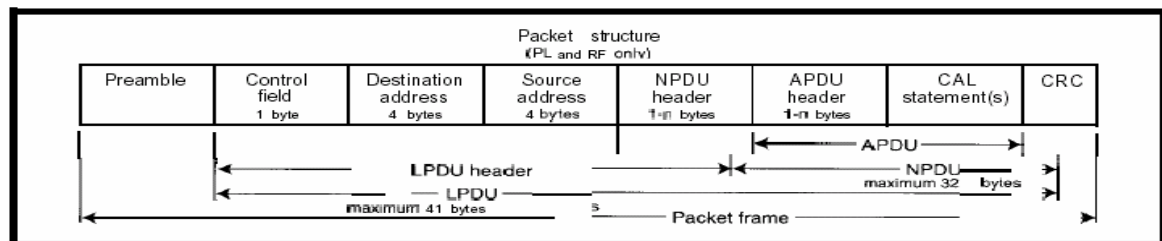


Figure 2. La trame utilisée par CEBUS

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'au 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 indique la fin de la trame.

V.2.2. 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 pour 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'utilisateurs doivent être configurés pour réaliser un spectre étendu de

différentes fonctions qui dépend de leurs liens 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 et utilise des émetteurs/récepteurs de type Neuron Chips et LonWorks , et le protocole LonTalk est le LNS (LonWorks Network Service).

V.2.2.1. Le protocole d'accès

Le protocole d'accès au milieu physique utilisé est le LonTalk qui appartient à la famille de CSMA, c'est le p-persistent CSMA. Dans ce type de protocole, tous les utilisateurs se mettent à l'accès du milieu de façon aléatoire sur au minimum 16 laps de temps aléatoires. Cette technique minimise la probabilité de collision quand l'état du canal devient libre (Idle). Ce nombre de laps de temps change dynamiquement selon la charge du réseau. Quand l'estimation de la charge du réseau augmente, les utilisateurs se mettent sur un grand nombre de laps. Le nombre de slots augmente par un facteur qui varie de 1 à 63. Il estime le nombre d'utilisateurs qui ont une trame à transmettre durant le prochain cycle. Pour estimer la charge du réseau, l'utilisateur transmetteur inclue l'information dans la trame sur le nombre des acquittements attendus comme un résultat de la transmission de la trame.

V.3. DESCRIPTION DE LA METHODE POUR LES SYSTEMES PLC [25],[26]

V.3.1. La Topologie Logique du Réseau

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 3*. Le réseau d'accès PLC est relié au réseau backbone de communication via le transformateur qu'on lui assigne la BS. Une caractéristique commune du réseau électrique basse tension est le fait qu'il est réalisé avec de grande différence en utilisant de multiple technologies (différents types de câble,...). La topologie du réseau électrique basse tension dépend de différents facteurs :

1. La localisation du réseau : région résidentielle urbaine ou rurale, industriel....
2. La densité utilisateurs/abonnés : nombre d'utilisateurs dans le réseau PLC (petit-moyen- grand), la concentration des utilisateurs (maison – petit quartier-arrondissement).
3. La longueur du réseau : Courte – Moyenne – Longue.

Généralement, il y a de différentes sections (départs) à partir du transformateur jusqu'à l'utilisateur. Chaque section peut avoir une structure différente. Les utilisateurs peuvent être plus concentrés ou non et peuvent être distribués symétriquement ou asymétriquement. Il y a aussi une différence entre les dimensions des réseaux et aussi des sections. Cependant, 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

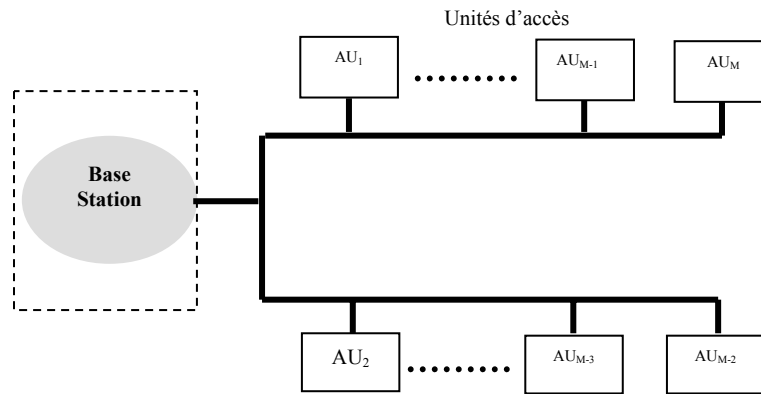


Figure 3. Structure logique d'un réseau PLC

V.3.2. La Structure Bus du Canal et Stratégies d'Accès

Il existe deux stratégies d'accès quand la technique de l'OFDM est utilisée : Accès Centralisé et Accès Distribué.

- **Accès Centralisé** : Dans cette structure d'accès, c'est la base station (BS) qui gère toutes les opérations de demande et de la gestion de la collision. Quand une nouvelle trame arrive, le AU effectue une requête à la BS pour demander un canal pour transmettre. Si un canal est disponible, la BS assigne le canal libre à cette AU. Si tous les canaux sont occupés, la BS indique à cette AU la non disponibilité de canaux et le message sera bloqué. Ainsi on distingue deux types de direction de la communication :
 - Flux descendant (Downlink/DownStream): L'information est transmise par la BS pour tous les utilisateurs du réseau.
 - Flux montant (Uplink/Upstream) : L'information est transmise par l'utilisateur non seulement pour la BS mais aussi pour tous les utilisateurs du réseau.

Cette approche entraîne beaucoup de signalisation en flux montant et descendant vu que les requêtes sont faites pour chaque donnée active.

- **Accès Distribué** : Pour ce Type d'accès, les AUs gèrent les paquets sans l'intervention de la BS. Quand une trame arrive, l'AU choisi un canal libre est transmet immédiatement. S'il n'y a pas de canal libre, la trame est mise en attente. Si une collision arrive, l'AU lance une requête à la BS signalant la collision et ainsi la BS résout la collision selon un algorithme bien défini. Cela veut dire que la transmission PLC a une structure bus malgré que le réseau électrique base tension a une topologie à structure arbre.

V.3.3. Investigation sur les Protocoles d'Accès pour les Systèmes PLC

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 qu'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 sont typiques 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 amélioration concernant le retard du trafic. Ainsi, il existe deux groupes de protocoles d'accès dynamiques :

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

Les protocoles d'accès à contention évitent les collisions entre les utilisateurs dans les réseaux. Ce protocole ne peut pas assurer une certaine garantie pour la QoS 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. Le partage 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 de temps. Cependant, en augmentant le nombre des utilisateurs dans le réseau, le temps entre l'émission de deux droits à 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 pour la transmission pour un utilisateur particulier est faite selon l'émission d'une requête. Les systèmes de transmission à réservation sont convenables pour assurer un taux de transmission variable, et la réalisation d'une variété de QoS est possible et on peut assurer une bonne utilisation du réseau.

V.3.4. Les Protocoles de Réservation pour les Systèmes PLC [2],[26],[27],[28]

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 BS 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

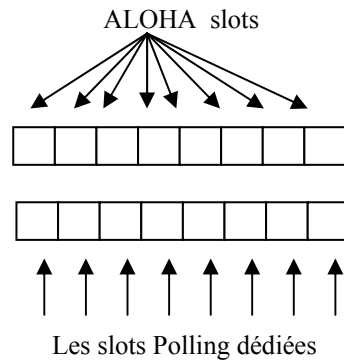


Figure 4. Principe du protocole ALOHA et Polling

V.3.5. Le Système de Transmission

Le système de transmission utilisé dans cette section repose sur la technique de modulation OFDM qu'on la considère pour les spécifications du système PLC dans le sens de développement et l'investigation de la couche MAC. Il y a trois possibilités pour la gestion du système OFDM dans le développement de la couche MAC:

- Un groupe de sous canaux avec une capacité fixe à partir des canaux de transmission
- Un groupe de sous canaux avec une capacité variable
- Les sous porteuses sont groupées pour construire des canaux de transmission pour la capacité disponible et la capacité du canal voulue.

Dans le premier cas, la couche MAC doit s'occuper des canaux ayant la même capacité de transmission. Les canaux de transmission comprennent toujours les mêmes sous porteuses. Ce qui veut dire que si l'une des sous porteuses est perturbée (non disponible) le canal de transmission ne sera pas utilisé.

Le système OFDM peut réagir avec la réduction de la capacité de transmission des sous canaux selon le comportement du bruit (deuxième cas). A cause de ça, il est possible que la capacité de transmission soit réduite. Dans ce cas, MAC peut gérer les canaux de transmission avec une capacité variable. Dans le troisième cas, tous les canaux disponibles sont maintenus en un nombre de canaux avec une certaine capacité. Cela veut dire, un nombre de sous porteuses est groupé selon la capacité disponible.

A partir des considérations physiques du canal et les caractéristiques du système de transmission OFDM, on conçoit la structure de la couche MAC.

V.3.6. La Structure Logique du Réseau

Dans ce travail nous supposons qu'une paire de canaux ascendant et descendant est utilisée pour la signalisation. Le canal de signalisation ascendant est utilisé pour les requêtes des AUs pour la transmission de données ou l'allocation du canal.

Le canal de signalisation descendant transmet les informations de commande et les acquittements positives ou négatives de la réception des requêtes des AU de la BS à l'AU.

La structure logique du canal est illustrée dans le diagramme ci-après *Figure 5*. Dans l'état idle, le canal n'est pas utilisé (libre). Dans ce cas, ce canal peut être alloué pour une transmission possible ou à l'état réservé (occupé). Les canaux peuvent changer de l'état de transmission et aussi de l'état idle ou réservé à l'état erroné qui équivaut à un canal inutilisable due aux fortes atténuations ou aux bruits.

Ainsi, le canal ne peut pas être utilisé pour la transmission, et si le canal est prêt à être utilisé de nouveau, il change à l'état idle et peut être assigné pour la transmission ou aller à l'état réservé. La couche physique du système doit être capable de mesurer la qualité de transmission du canal dans chaque état. La BS doit savoir à chaque moment la disponibilité de chaque sous canal OFDM dans le cas d'une architecture centralisée, dans le cas d'une architecture distribuée, les UA doivent eux mêmes avoir une bonne mesure du meilleur canal afin de structurer son état.

Ainsi, en partant de ces données : la structure logique des canaux, la topologie du réseau, le système de transmission et aussi l'objectif à atteindre, on propose deux architectures de protocole : l'un distribué (Protocole CSMA basé sur l'estimation du signal reçu) et l'autre centralisé (Le protocole basé sur la Connaissance de la charge du réseau).

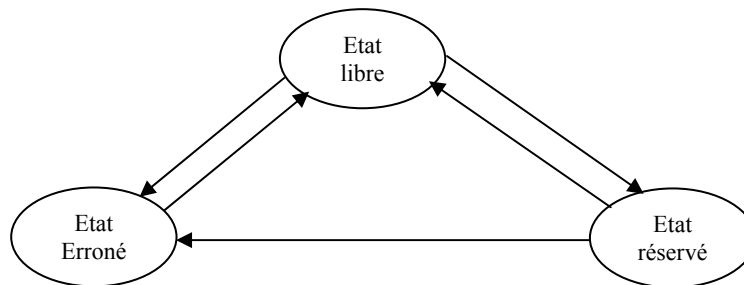


Figure 5. La structure logique des canaux

V.3.7. Les Structures des Trames MAC pour les Systèmes PLC

Vu la similitude qui existe entre le système PLC et les autres structures de communication (exemple : La norme 802.11) de point de vue comportement du milieu de transmission et la variations des bruits, on peut définir 4 types d'espaces entre deux trames, utilisés pour leurs différentes propriétés :

SIFS (Short Inter Frame Space) : utilisé pour séparer les transmissions appartenant à un même dialogue (ex : Fragment DATA– Acquiescement ACK). C'est le plus petit écart entre deux trames et il y a toujours, au plus, une seule station autorisée à transmettre après l'écoulement de cette courte durée.

PIFS (Priority Inter Frame Space) : utilisé par le Point d'Accès pour gagner l'accès au support avant n'importe quelle autre station.

DIFS (Distributed Inter Frame Space) : toujours utilisé par une station voulant commencer une nouvelle transmission.

EIFS (Extended Inter Frame Space) : est le IFS le plus long. Il est utilisé par une station recevant un paquet corrompu.

V.4. PROTOCOLE CSMA BASE SUR L'ESTIMATION DU SIGNAL REÇU [29]

V.4.1. Description du Protocole

Pour la signalisation on garde seulement un seul canal à cause du taux de bits limité dans les systèmes PLC. En effet, la transmission de données dans ce canal n'est pas compliquée car il y a toujours un flux d'information de la BS aux AUs. Le protocole d'accès utilisés pour la communication entre les utilisateurs est le CSMA. Nous supposons que chaque utilisateur peut écouter tout les sous canaux et peut prendre une décision local pour le choix du canal à utiliser. Comme déjà mentionner, il est difficile d'utiliser seulement une écoute physique du canal à cause des atténuations et les bruits. Ainsi, il est nécessaire d'utiliser deux types d'écoute du canal : physique et virtuelle pour savoir si un autre utilisateur transmet. L'écoute physique est la détection des symboles transmis via le canal de signalisation, i.e: déterminer si le canal est occupé ou libre. L'écoute virtuelle est de savoir le temps nécessaire pour l'occupation du canal. Cette information est assignée dans le champ de contrôle de la trame qui permet au récepteur de déterminer la durée pour laquelle le canal sera occupé avec cette transmission, même si le récepteur perd la poursuite de la trame (perd l'écoute physique). On utilise un protocole d'accès multi canal distribué avec la sélection de la puissance du signal.

Soit M le nombre de canaux orthogonaux disponibles sur la bande de fréquence $B = [1\text{Mhz} \text{ } 20\text{MHz}]$. L'utilisateur peut transmettre et recevoir sur tous les canaux et chaque canal a une largeur de bande de B/M . Cependant, un utilisateur doit transmettre et recevoir seulement sur un canal à un moment donné. Si la distribution de la puissance des bruits sur tous les canaux est disponible au récepteur, ce dernier peut choisir le canal ayant le SNR le plus grand. Même avec l'absence de cette information, un utilisateur transmetteur qui utilise la technique *CSMA* multi canaux peut s'y bénéficier en déterminant les différents niveaux du signal sur tous les canaux et aussi de l'information donnée par la station de base concernant tous les utilisateurs. Pour cela, on utilise un algorithme de sélection qui permet de choisir le meilleur canal pour la transmission : un utilisateur a un paquet à transmettre, il écoute tous les canaux et sélectionne le canal ayant la puissance la plus faible. La description de l'algorithme se présente comme suit :

1. Chaque utilisateur écoute les M canaux de façon continue même s'il ne transmet pas. Alors, il mesure la puissance totale du signal reçu $TRSS$ pour tous les canaux et détecte si ces puissances sont au dessous ou au dessus du seuil ST . Les canaux pour lesquels le $TRSS$ sont au dessous de ST seront notés libre (idle). Le moment où le $TRSS$ devient inférieur à ST est noté pour chaque canal et ces canaux sont mis dans une liste de canaux libre qu'on notera *liste_canal_libre*. Le reste des canaux sera noté occupé. Aussi, l'utilisateur utilise une liste supplémentaire qui indique le temps restant pour qu'un canal se libère et sera notée *list_temps_occupation_canal*. Cette information sera reçue régulièrement à partir du champ de contrôle de la trame, là où la longueur de la trame est mentionnée.

2. Quand un nouveau paquet arrive, on distingue deux cas :

- Si la liste *liste_canal_libre* est vide, l'utilisateur attend jusqu'à ce que le premier canal soit libre. L'utilisateur peut estimer le premier canal qui peut être libre en consultant la liste *list_temps_occupation_canal*. Il choisit le canal ayant le plus petit temps d'occupation T_m . Alors, il attend une période T_m en plus d'une période d'inter-trame (Long IFS) avant de transmettre pour s'assurer que le canal reste libre durant cette période.

• Avant de transmettre le paquet, l'utilisateur doit savoir si le TRSS du canal choisi reste libre pour au moins un temps Long IFS :

- Si non, l'utilisateur entame l'algorithme d'attente (backoff) après le Long IFS.
- Si oui, l'utilisateur transmet immédiatement sans aucune attente

3. N'importe quel algorithme d'attente sera annuler immédiatement si le TRSS du canal choisi sera plus grand que du seuil ST à n'importe quel moment durant la période d'attente. Quand le TRSS devient au dessous du seuil ST un nouveau délai d'attente sera calculer. Le principe de l'algorithme et mentionner à la Figure 6.

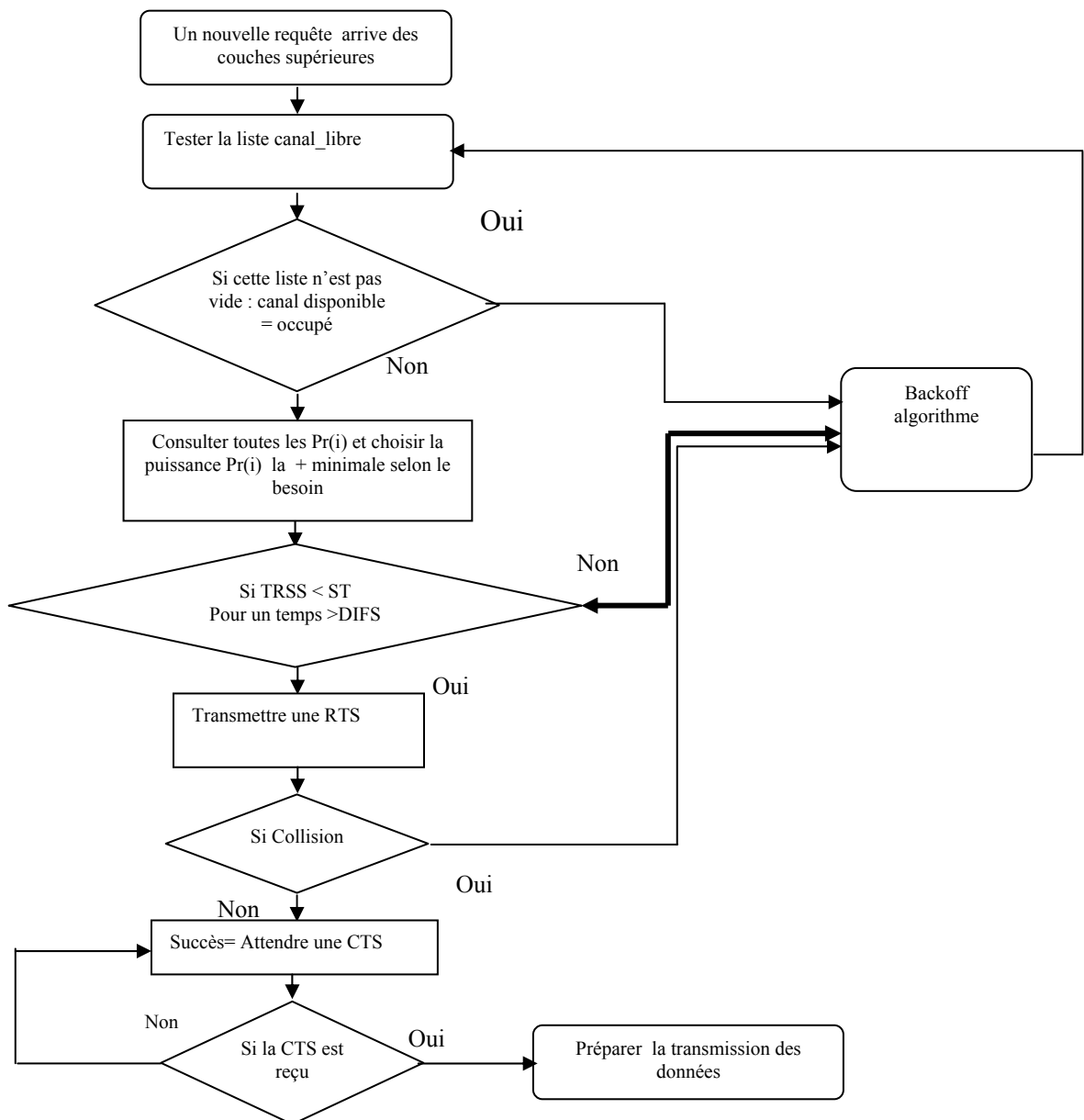


Figure 6. Schéma de principe du protocole CSMA basé sur l'estimation de la puissance du signal reçu

V.4.2. La Détermination du Seuil ST

On a vu au Chapitre II que le comportement du bruit est différent d'un bruit blanc et il est essentiellement dominé par les interférences à bande étroite. La densité spectrale de puissance des bruits varie de $-120 \rightarrow -140 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ et ayant une durée T_{bruit} de $46,1 \mu\text{s} \rightarrow 90,6 \mu\text{s}$ dans la bande de fréquence $[1\text{MHz}, 20\text{MHz}]$. Cela donne un taux entre la densité spectrale du signal transmis et celle du bruit, qui varie de 30dB jusqu'à 90dB et plus (Figure 7).

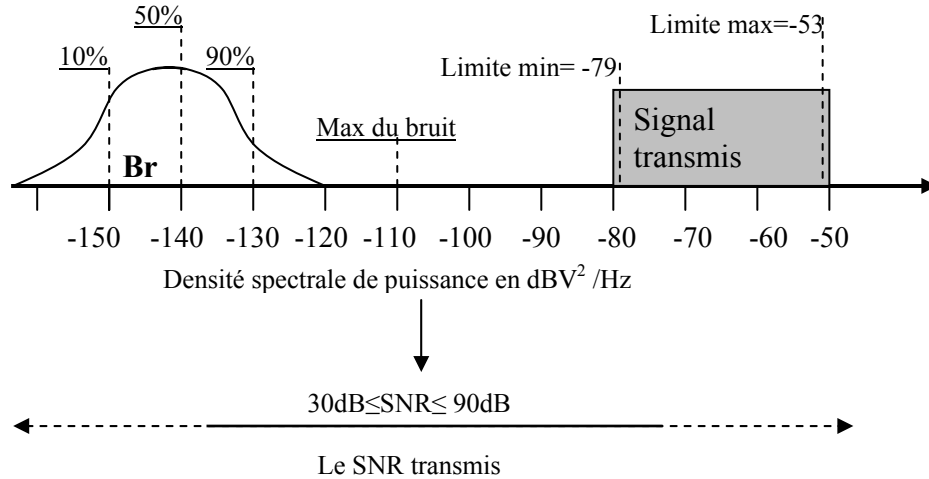


Figure 7. La relation entre la densité spectrale de puissance du signal transmis et le bruit

Le nombre de bits possible à allouer pour chaque canal (C_i) est donné par la relation (IV-4). Le seuil ST est calculé de telle façon que le nombre de bits à allouer soit nul, afin d'éliminer les canaux ayant une capacité nul. Ainsi :

$$ST = \min [\text{densité spectrale de puissance du signal tel que } C_i = 0] = -90 \text{ dBV}^2/\text{Hz} \quad (\text{V-1})$$

Donc :

Si : $TRSS > ST$ alors le canal est considéré occupé

Si $TRSS < ST$ pour une durée de T_{bruit} donc le canal est libre.

Avec T_{bruit} est le temps moyen que dure un bruit impulsif. Dans [6] la durée minimale d'un bruit impulsif est de $46,1 \mu\text{s}$, et la durée maximale est de $90,6 \mu\text{s}$. Dans notre cas on prend la valeur de la durée moyenne :

$$T_{\text{bruit}} = \frac{90,6 + 46,1}{2} = 68,35 \mu\text{s} \quad (\text{V-2})$$

En ajoutant l'étalement du retard dans la ligne électrique qui est entre $3 \mu\text{s}$ et $8 \mu\text{s}$, la valeur sera donc de $73,35 \mu\text{s}$. Pour ce temps moyen du bruit impulsif ainsi que l'étalement du retard, ils peuvent varier d'une manière ou d'une autre. Dans notre cas on va opter pour cette valeur.

V.4.3. La Gestion de la Collision dans le réseau

Une collision arrive quand deux utilisateurs transmettent en même temps. Ce problème sera résout par une résolution centralisée. La BS assigne un index (un nombre de priorité) ou un délai d'attente avant de transmettre aux utilisateurs, selon le principe premier venu premier servis. Quand le canal sera libre :

- ❖ Touts les utilisateurs ayant des données en attente décrémentent leurs index. L'utilisateur ayant l'index zéro transmet sur le canal libre.
- ❖ Si la station de base utilise un délai d'attente; l'utilisateur transmet quand ce délai expirera.

V.4.4. Format de la Trame

La trame utilisée comprendra un délimiteur de début qui contient le préambule et le control, une charge utile (payload) et un délimiteur de la fin de la trame (*Figure 8*).

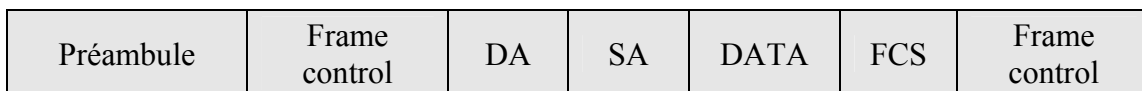


Figure 8. La structure de la trame

Le préambule est une séquence connue, choisi de façon adéquate pour permettre à tous les utilisateurs de la détecter quelque soit l'état du canal. La séquence des données ou la charge effective (payload) est adaptative selon :

1. La qualité du canal.
2. La qualité de service (QoS) exigé, selon l'état du trafic du réseau.

Dans le champ de contrôle, on attribue en plus des informations, des données concernant l'écoute virtuelle. Le rôle de la séquence de control est de :

- Indiquer le début et la fin de la trame.
- Déterminer le nécessaire pour la transmission ou la taille du paquet pour l'écoute virtuelle.

V.5. LE PROTOCOLE BASE SUR LA CONNAISSANCE DE LA CHARGE DU RESEAU.

Pour ce type de protocole, on se propose une structure centralisée, i.e : la station de base s'occupe de toutes les opérations d'allocations des canaux ainsi que la résolution de la collision. Le principe est le suivant :

- La station de base observera la charge du canal et cela en estimant les paquets reçus durant une certaine période T_w .

- A partir de la connaissance de la charge du canal, la permission de transmettre ou non est transmise aux utilisateurs en définissant les canaux disponibles selon des taux de transmission, qui seront des paramètres de consigne pour se mettre à jour.
- Les utilisateurs transmettent selon cette information.
- Pour assurer une certaine QoS, la charge du canal est toujours maintenue à la limite d'un seuil A.
- Le throughput (débit) dans le réseau dépendra de ce seuil A.

Pour assurer cette procédure, on réserve des canaux pour la transmission des données et des canaux pour la signalisation ou des canaux de commande (descendant) qui permettent aux utilisateurs de :

- Transmettre des requêtes de demande de transmission
- Transmettre des informations par la BS aux utilisateurs indiquant l'état du réseau pour leur permettre de se mettre à jour.

Un utilisateur qui émet une requête à la base station, recevra une CTS de la part de la BS au canal libre :

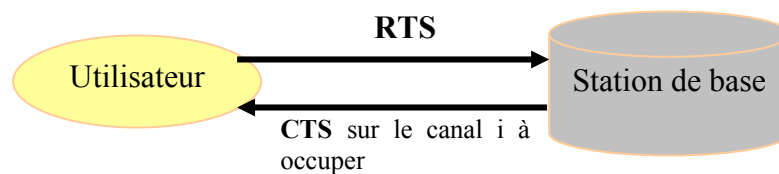


Figure 9. Principe de réservation du protocole

Ce type de protocole permet aux utilisateurs de se mettre à jour une fois reçue la CTS, ainsi nous permet d'élaborer un système de commande en appliquant les techniques de commande disponibles. L'organigramme global décrivant les différentes opérations de ce protocole est illustré dans la Figure 11. Pour le contrôle et l'adaptation de la charge du réseau soit c'est la BS qui s'occupera de donner la permission de transmettre aux utilisateurs, la commande s'effectue au niveau de la base station. Soit c'est l'utilisateur qui va s'adapter selon la charge du réseau reçu à partir de la station de base, i.e : adapter ces transmissions selon les informations requises de la base station

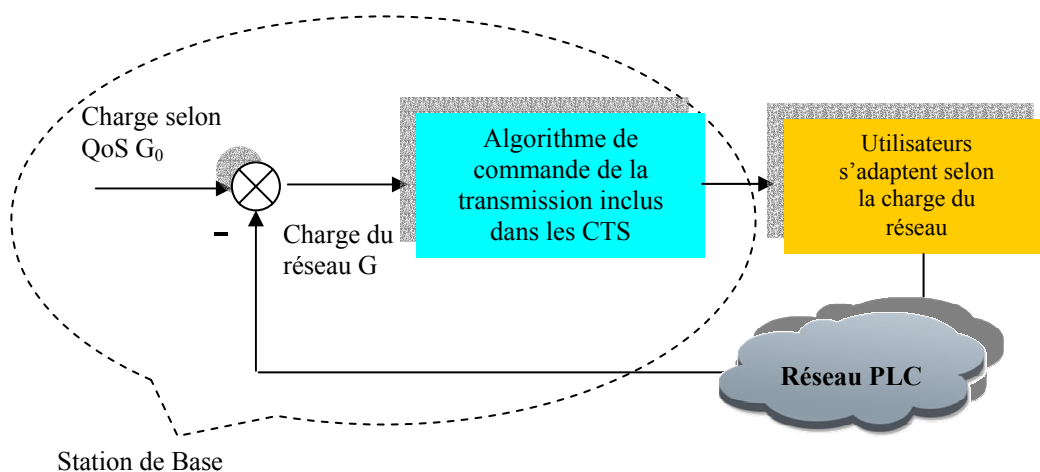


Figure 10. Architecture globale de la commande

Si la base station autorise l'utilisateur à transmettre : transmettre un bit 1 à la CTS au canal i.

Si l'utilisateur recevra une CTS avec un bit 0 : il se mettra en état d'attente (backoff)

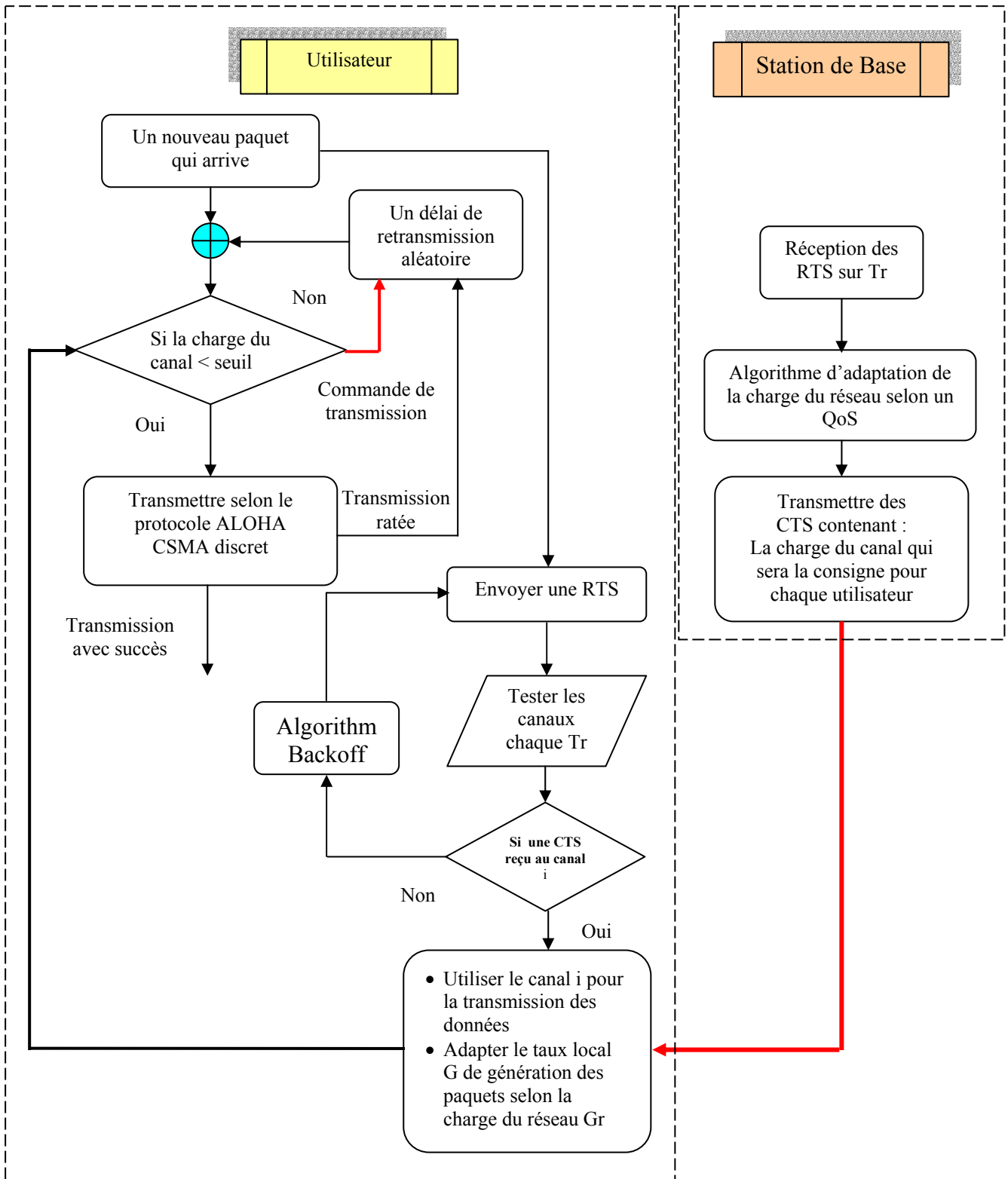


Figure 11. Algorithme de communication centralisé

V.6. LE MECANISME D'ATTENTE (BACKOFF)

On propose un mécanisme d'attente conçu selon la possibilité de réduire le délai d'accès. Comme solution, l'utilisation des temps de retransmission après la collision ou la dégradation du canal (atténuation forte). Ainsi, le mécanisme d'attente change la valeur du temps de retransmission et sera adaptée selon la l'information globale acquise à partir du feedback du réseau (Figure 12). On propose une fonction hyperbolique pour calculer le temps d'attente, selon la relation suivante :

$$BT = B_{\max} \left(\frac{e^{kC_0} - 1}{e^{kC_0} + 1} \right) \quad (V-3)$$

Avec :

B_{\max} : la valeur maximale de l'intervalle d'attente.

C_0 : le nombre de collision. Transmis par la station de base périodiquement aux utilisateurs. Dans le cas d'une architecture centralisée, le paramètre K étant définie par suit :

Si autorisation de la station de base arrive : $k=0$, sinon $k=1$

Dans le cas distribué, k est définie comme suit :

Si *liste_canal_libre* est vide ($TRSS > ST$) alors : $k=0$ donc $BT=0$ et l'utilisateur transmet directement

Si *liste_canal_libre* est pleine ($TRSS < ST$) alors : $k=1$ et on aboutit à un autre algorithme d'attente.

V.7. REGULATION DU DEBIT SELON LA QUALITE DE SERVICE QoS

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.

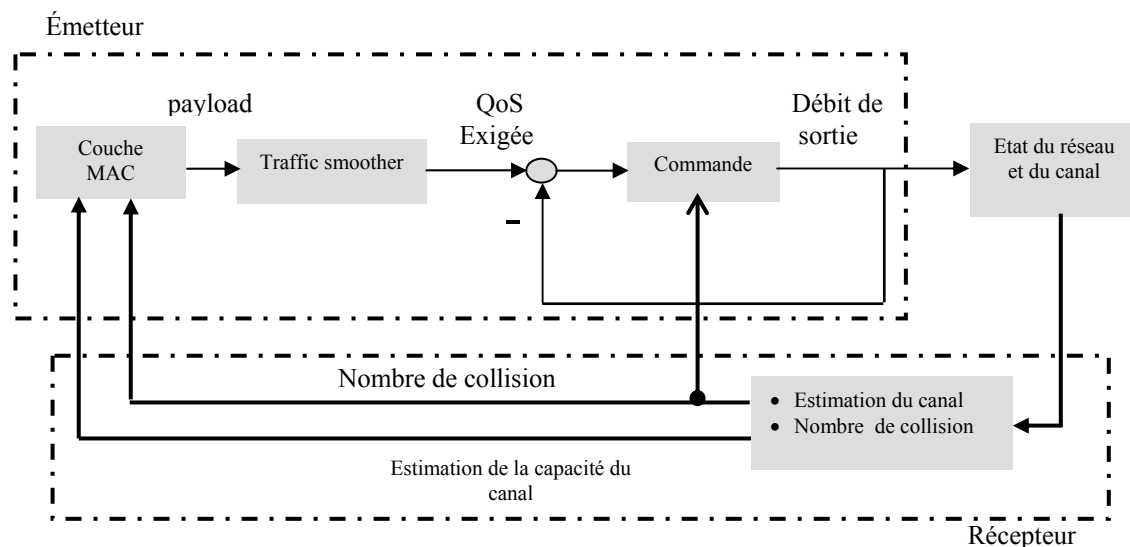


Figure 12. L'architecture globale de la commande dans une station

V.7.1. Modèle Centralisé : L'adaptation de la QoS

Le principal problème à résoudre en termes de qualité de service pour assurer un fonctionnement fiable des services en temps réel est la congestion. Les problèmes liés à l'encombrement sont traités dans Cette partie. Outre un système d'admission prioritaire sur le réseau, il existe à présent essentiellement deux méthodes permettant d'améliorer la qualité de service.

- 1) La réservation des canaux de transmission capacité pour les connexions entre lesquelles le niveau de qualité de service le plus élevé est exigé.
- 2) 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

V.7.1.1. L'approche hiérarchique [30]

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 signal 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.

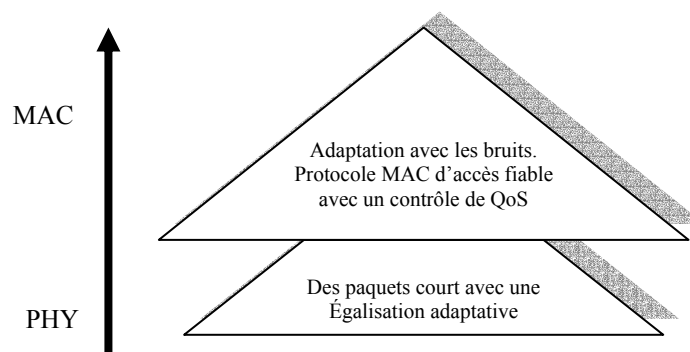


Figure 13. Approche Hiérarchique de la

V.7.2. Modélisation du Système de Communication

V.7.2.1. Modélisation et Analyse

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 :

$$G(n) = \lambda\beta + nq_r \quad (V-4)$$

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 :

$$P_{succes} \approx g(n) e^{-g(n)} \quad (V-5)$$

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 (V-6), P_{succes} est maximale si :

$$\frac{\partial P_{succes}}{\partial g(n)} = 0 \quad (V-6)$$

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 :

$$G(n,u,t) = \lambda(u,t-1) + n(t-1)q(t-1) \quad (V-7)$$

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

À l'instant $(t-1)$ on a :

$$G(n,u,t-1) = \lambda(u,t-1) + n(t-1)q(t-1). \quad (V-8)$$

V.7.2.2. Le problème posé

Le problème qui se pose pour un tel système de communication est de maintenir la charge optimal 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 :

$$P_{succ} \approx G(n) e^{-G(n)} \quad (V-9)$$

- 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.

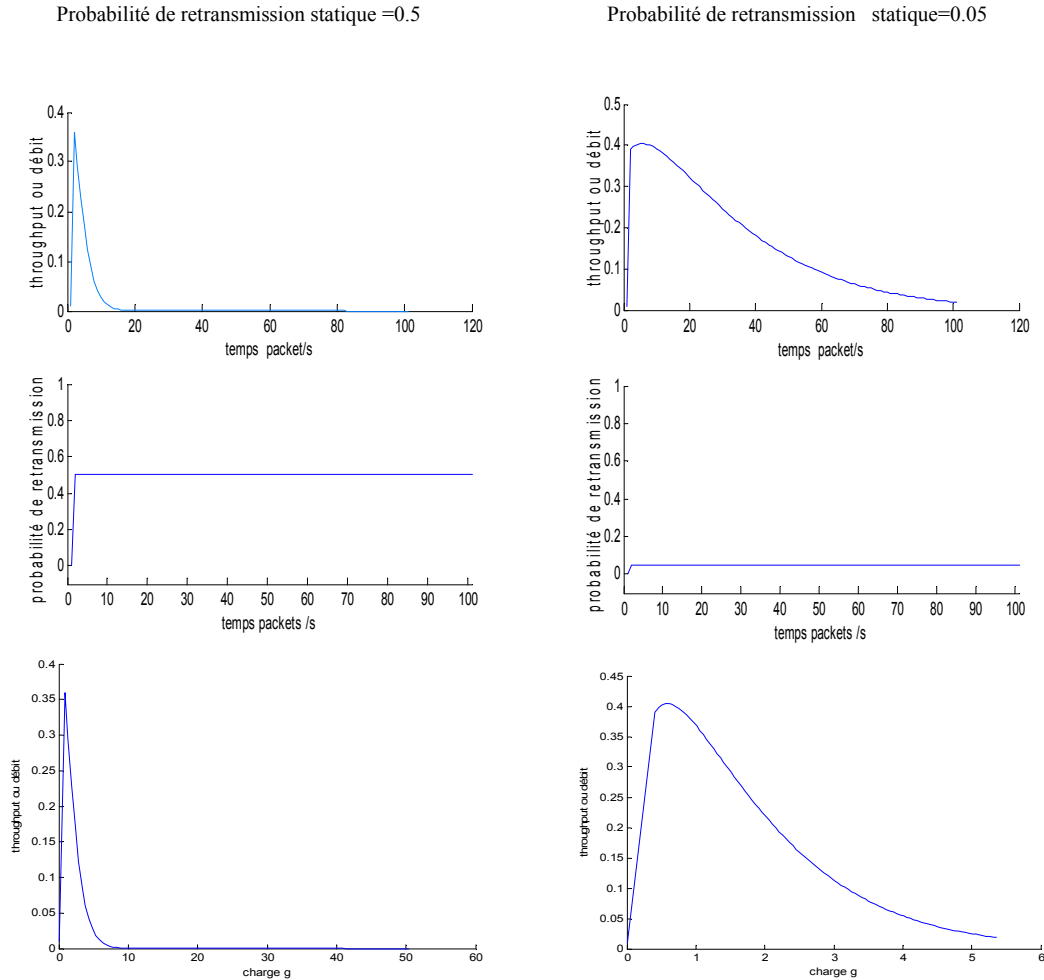


Figure 14. Influence de la probabilité de retransmission sur le système global de transmission

Donc pour maintenir la stabilité du système il faut que la probabilité de retransmission q doive 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 : $q(n) = \frac{1-\lambda}{n}$

V.7.3. Application de la Commande par Mode de Glissement sur la Gestion du Trafic du Réseau [31]

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 :

$$S(t) = (G(n, t - T_{ech}) - G_0) \quad (V-10)$$

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

$$\dot{G}(t) = \frac{G(t) - G(t - T_{ech})}{T_{ech}} \quad (V-11)$$

Donc, pour assurer la stabilité d'un tel système il faut maintenir la relation (V-12) toujours vraie :

$$\forall g(n), \dot{S}S < 0 \quad (V-12)$$

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

$$\dot{S}S = -K S(t) \text{sign}(S(t)) \quad (V-13)$$

Donc à partir de (V-13) et (V-14) on aura :

$$[G(n, t) - G_0] \left[\frac{G(n, t) - G(n, t - T_{ech})}{T_{ech}} \right] = -K [G(n, t) - G_0] \text{sign}[G(n, t) - G_0] \quad (V-14)$$

Ainsi la commande aura la formule suivante :

$$q(t) = \frac{n(t - T_{ech})}{n(t)} q(t - T_{ech}) - \frac{KT_{ech} \text{sign}(S(t - T_{ech}))}{n(t)} \quad (V-15)$$

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

$$\dot{S}S = -K |S(t)|^\alpha \text{sign}(S(t)) \quad (V-16)$$

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 :

$$q(t) = \frac{n(t-1)}{n(t)} q(t-1) - \frac{KT |S(t-1)|^\alpha \text{sign}(S(t-1))}{n(t)} \quad (V-17)$$

Les résultats de simulation de l'application de cette commande pour le réseau PLC sont illustrés dans les figures qui suivent.

Les paramètres pris pour la commande sont : $\alpha = 0.1$; $K = 0.01$ pour l'application de la première formule de commande avec une longueur de trame fixe $L = 1500$ octets, appliqué à un réseau de 400 utilisateurs.

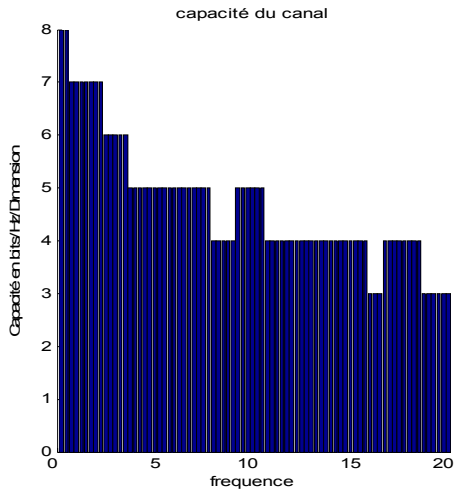


Figure 15.1. La capacité du canal pour SNR=100

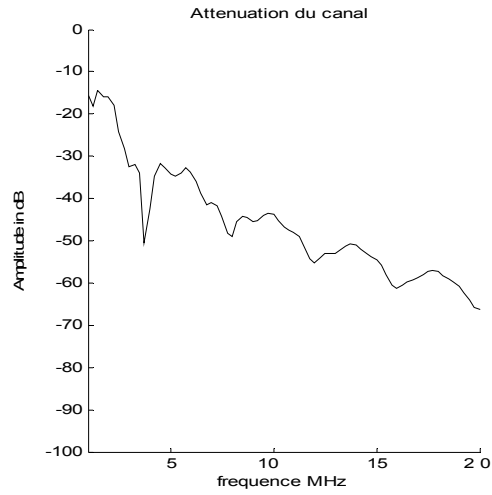


Figure 15.2. La réponse fréquentielle du canal utilisée

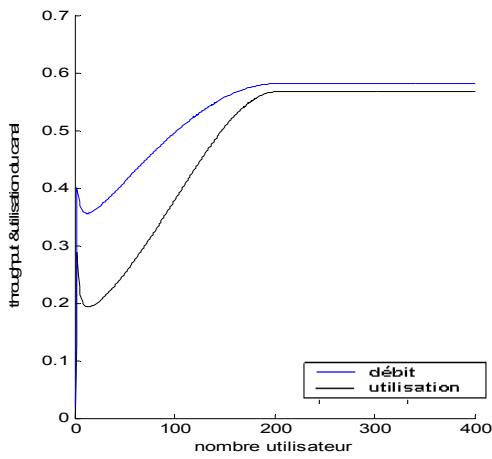


Figure 15.3. L'utilisation et le débit dans le réseau

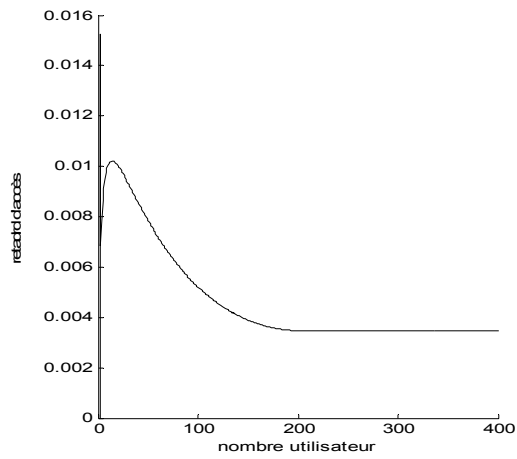


Figure 15.4. Le retard d'accès

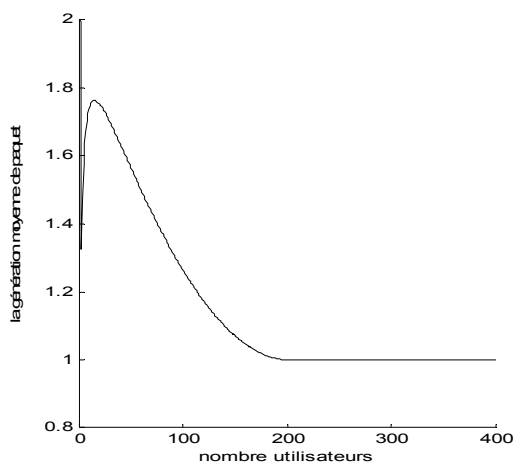


Figure 15.5. La génération moyenne des paquets

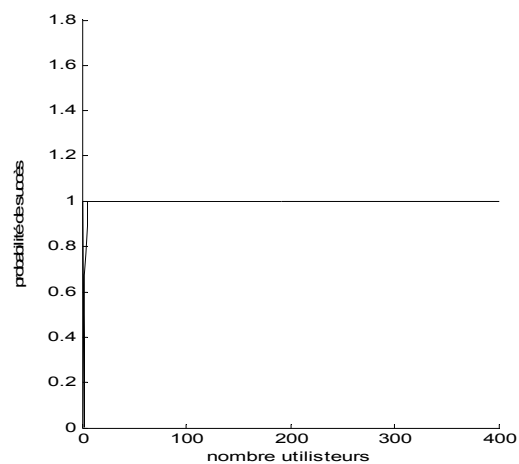


Figure 15.6. La probabilité de succès

Figure 15.x. Les performances de la commande pour un SNR=100 avec une longueur de paquet de 1500 bytes.

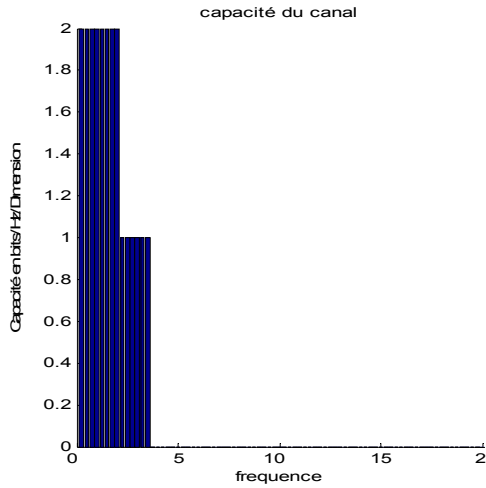


Figure 16.1. La capacité du canal pour SNR=35

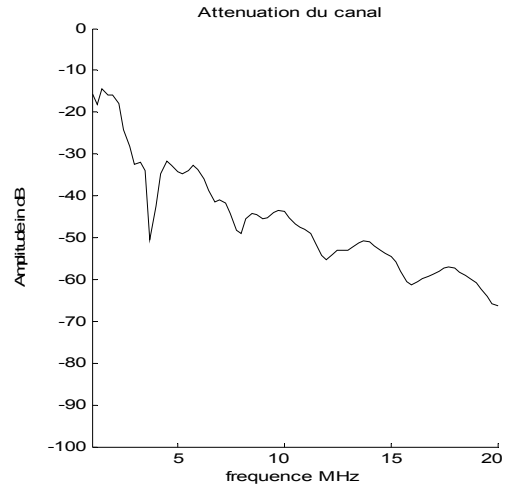


Figure 16.2. la réponse fréquentielle du canal utilisée

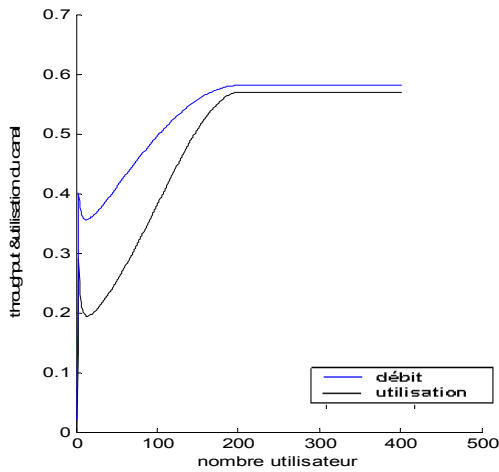


Figure 16.3. L'utilisation et le débit dans le réseau

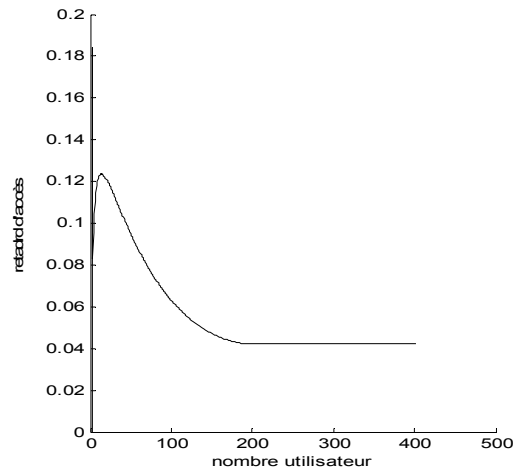


Figure 16.4. Le retard d'accès

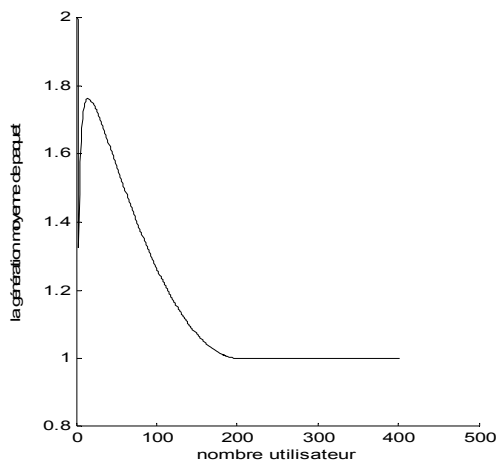


Figure 16.5. La génération moyenne des paquets

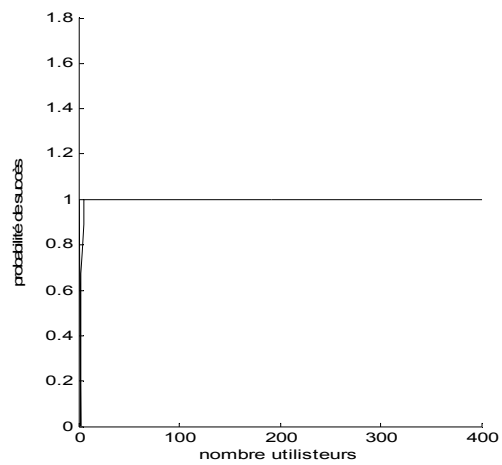


Figure 16.6. La probabilité de succès

Figure 16.x. Les performances de la commande pour un SNR=35, avec une longueur de paquet de 1500 bytes.

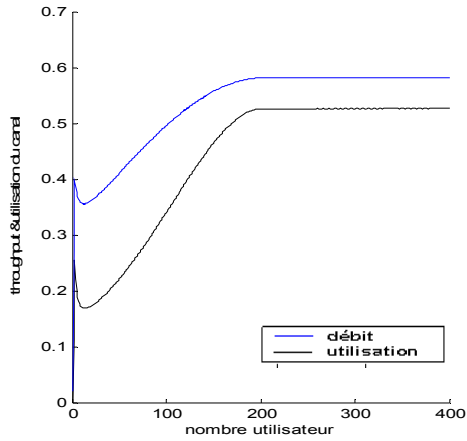


Figure 17.1. L'utilisation et le débit dans le réseau

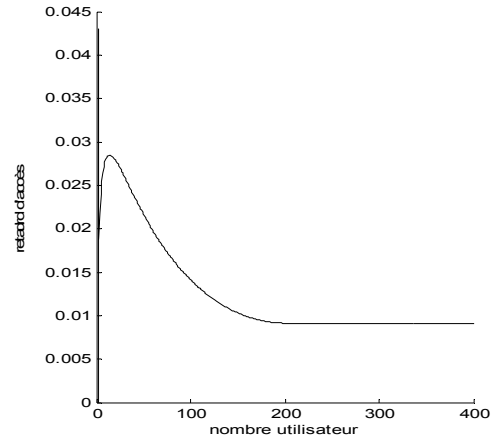


Figure 17.2. Le retard d'accès

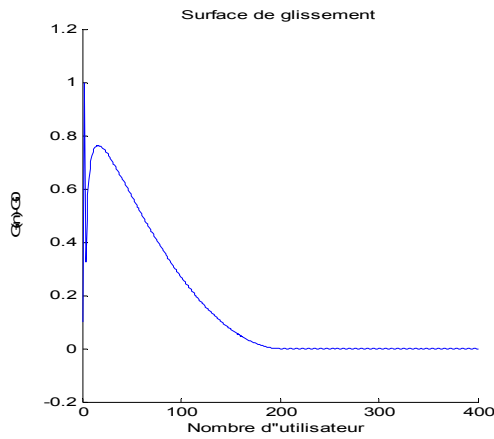


Figure 17.3. la surface de glissement

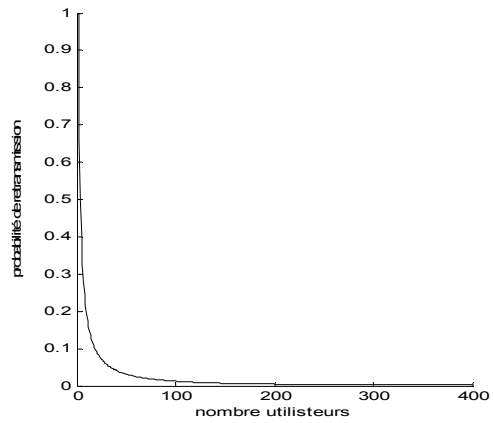


Figure 17.4. Probabilité de retransmission

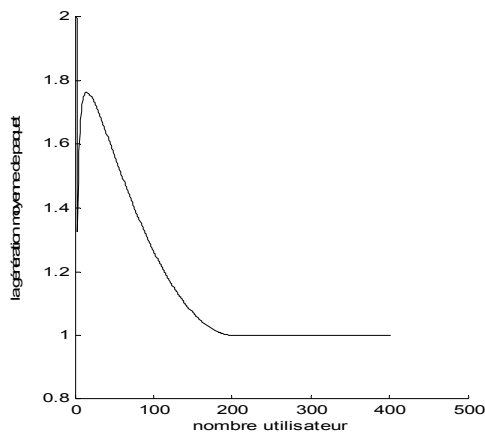


Figure 17.5. La génération moyenne des paquets

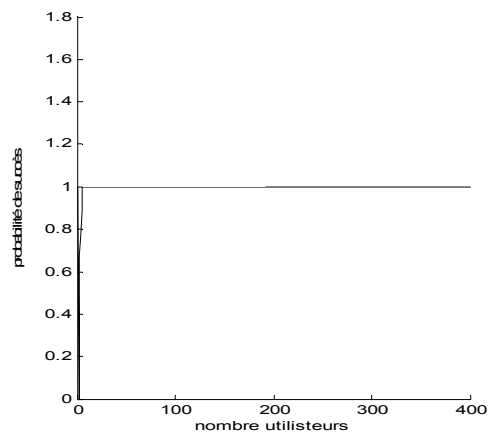


Figure 17.6. la probabilité de succès

Figure 17.x. Les performances de la commande pour un SNR=35, avec une longueur de paquet de 300 bytes

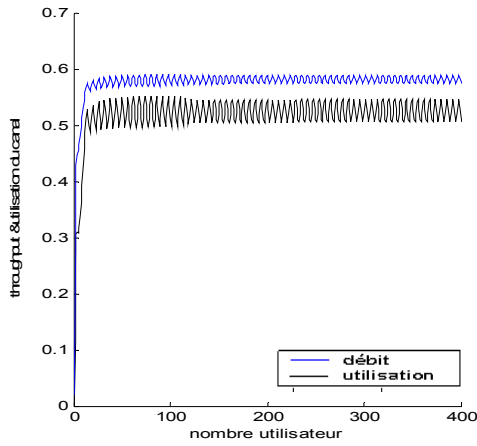


Figure 18.1. L'utilisation et le débit dans le réseau

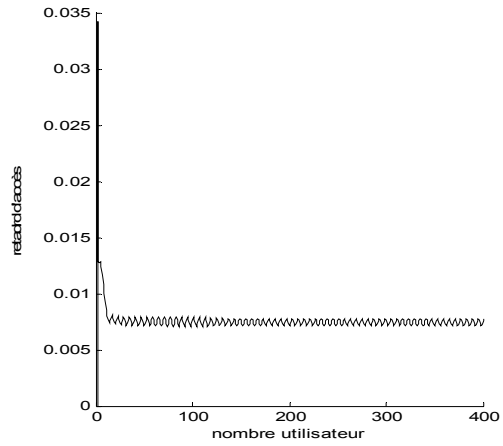


Figure 18.2. Le retard d'accès

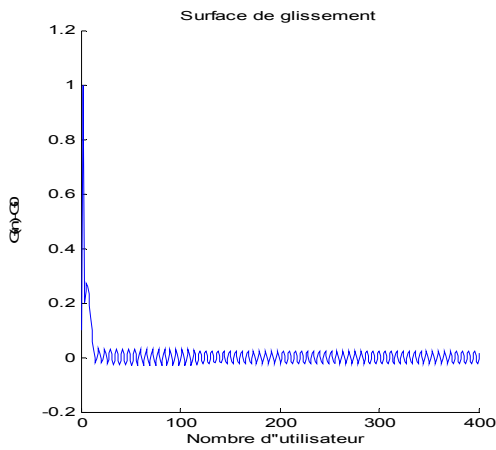


Figure 18.3. la surface de glissement

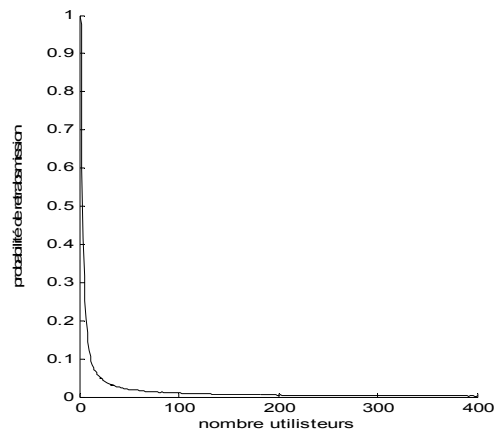


Figure 18.4. Probabilité de retransmission

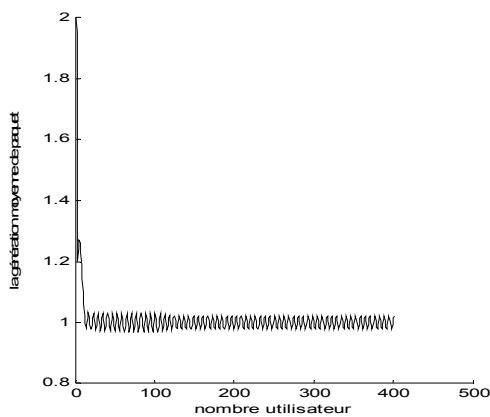


Figure 18.5. La génération moyenne des paquets

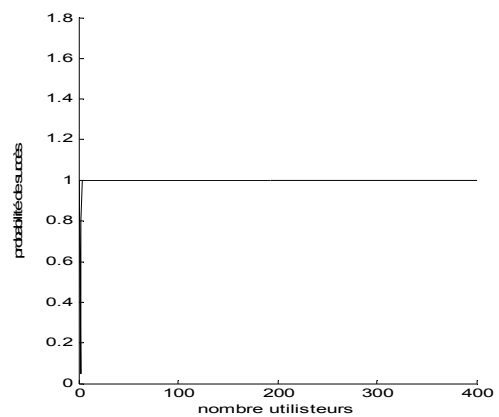


Figure 18.6. La probabilité de succès

Figure 18.x. Les performances de la commande pour un SNR=35, avec une longueur de paquet de 300 bytes, et un facteur de glissement pour $K=0.15$

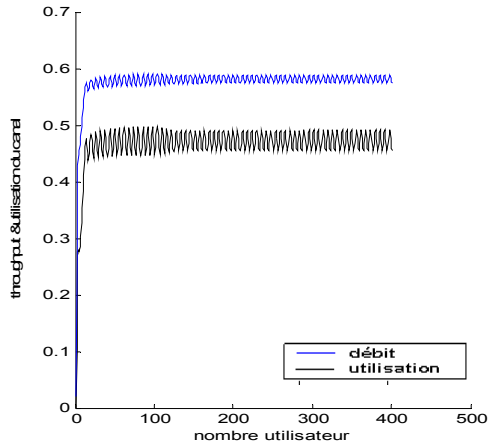


Figure 19.1. L'utilisation et le débit dans le réseau

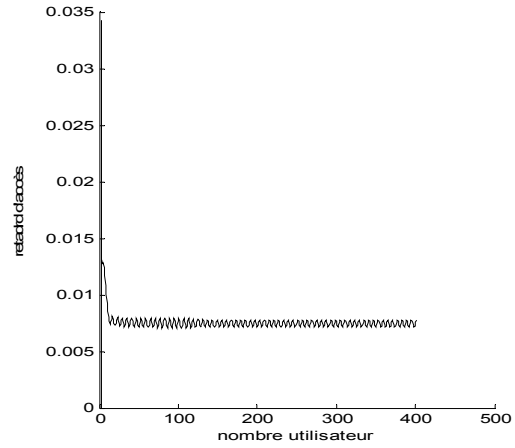


Figure 19.2. Le retard d'accès

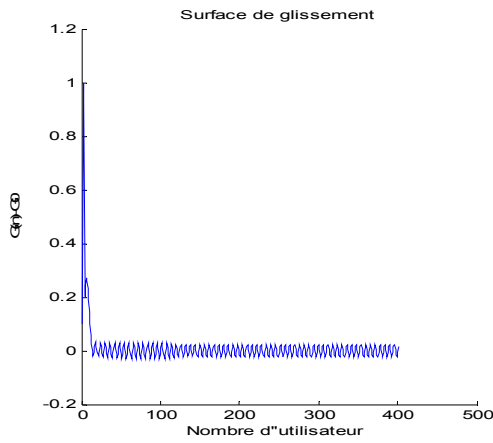


Figure 19.3. La surface de glissement

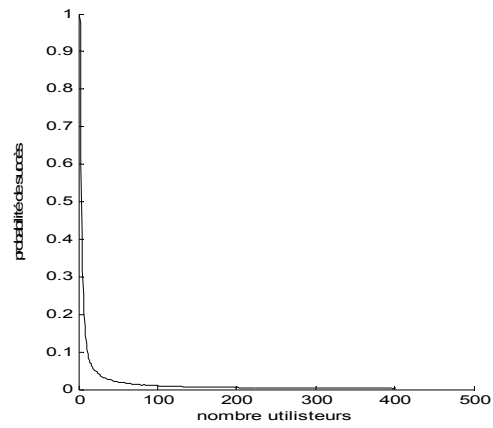


Figure 19.4. La probabilité de retransmission

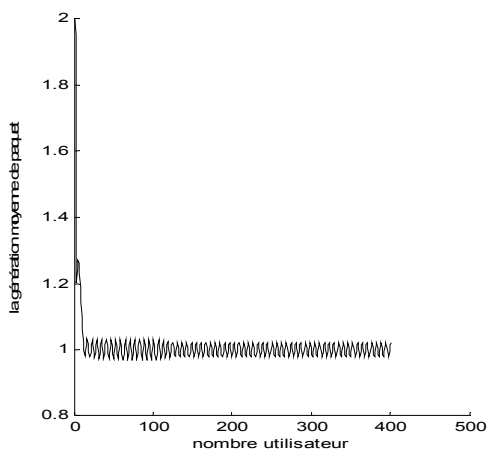


Figure 19.5. La génération moyenne des paquets

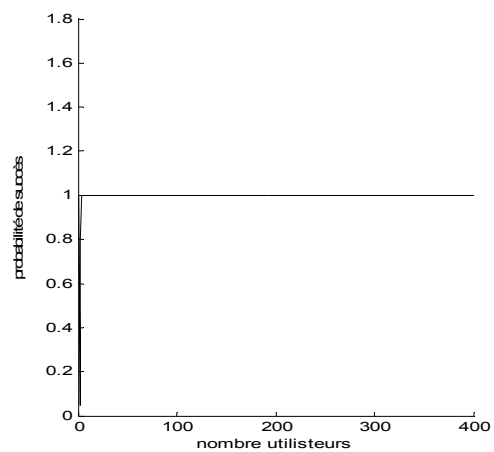


Figure 19.6. La probabilité de succès

Figure 19.x. Les performances de la commande pour un SNR=35, avec une longueur de paquet de 300 bytes, et un facteur de glissement pour $K=0.15$

Interprétation

Nous observons l'utilisation du réseau comme une relation entre la capacité du réseau utilisé pour la transmission de données et la capacité commune du réseau PLC.

L'utilisation maximale du réseau atteinte dans ce modèle avec la commande glissante et le modèle de protocole choisi, est d'environ 48 % pour un nombre d'utilisateurs supérieur à 200 stations dans le réseau (exemple : *Figure 18.1* et *Figure 19.1*) pour une utilisation d'un facteur de glissement $K=0.15$; et du même pourcentage pour un nombre d'utilisateurs de 200 (*Figure 18.3* et *Figure 19.1*) avec l'utilisation d'un facteur de glissement $K=0.01$.

Pour l'utilisation de deux tailles différentes de paquets (300 et 1500 bytes), l'utilisation du réseau avec une taille du paquet de 300 bytes, qui est d'environ 52% (*Figure 17.1*), est moins meilleur que celle avec une taille de paquet de 1500, qui est environ 58% (*Figure 16.3*), 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) aux environ de 60%, quelque soit l'état du canal : perturbé ou non, vu que cet état n'a pas d'influence sur le débit qui est commandé pour notre processus de commande.

Pour le retard d'accès qui est le temps nécessaire pour faire une procédure de requête pour la transmission d'un paquet, et qui contient la transmission des messages de requêtes à la BS et la réception de sa réponse pour le droit d'accès; il est bien maintenu pour une valeur de 0.04s pour une taille du paquet de 1500 bytes (*Figure 18.4*) est de 0.008s pour une taille de paquet de 300 bytes (*Figure 19.2*) malgré l'augmentation des nombres des stations au réseau, et cela est dû à l'autocontrôle de chaque station de sa probabilité de retransmission (qui est la commande dans ce modèle).

L'influence du choix du facteur de glissement pour la réponse du système apparaît après environ 20 stations pour $K=0.15$ et d'environ 200 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 semble évident vu que le temps nécessaire pour faire une requête avec un petit paquet est plus petit que celle avec une taille plus grande.

L'influence de la perturbation apparaît aussi bien sur l'utilisation. Pour un canal perturbé avec un SNR de 35 dB (*Figure 18.1*) l'utilisation est d'environ 48% pendant que pour un canal meilleur avec un SNR=100 dB (*Figure 19.1*) est de 53% et qui représente 5% de dégradation de performance.

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

V.7.4. Régulation par la Logique Floue [32], [33],[34]

L'application des techniques de la commande de la congestion du réseau est convenable dû aux difficultés pour l'obtention d'un modèle mathématique précis en utilisant les méthodes analytiques. Pour cela on propose un système de régulation flou conçu pour commander le trafic et aussi optimiser la QoS du réseau, au niveau de la station de base.

Ainsi, pour maintenir la charge limite dans le réseau, on assigne pour chaque station une fonction de calcul de limite de chaque station selon la charge du réseau et l'état de la station elle-même. Chaque station régule le taux d'arrivées des paquets qui arrive de la couche application de telle façon de garder l'arrivée des paquets aux sous couches MAC sous la limite de l'entrée de la station à assigner. Cet adaptateur de Trafic agit en des paquets en temps non réel pour adapter les débordements du trafic. Quand les paquets arrivent en grande quantité cela augmente la probabilité de collision. L'adaptateur de trafic est réalisé localement dans chaque station par l'intermédiaire d'une couche software qu'on appel l'adaptateur de trafic insérée entre la couche réseau et la couche liaison, (Voir *Figure 20*) qui amorti n'importe quelle paquet en temps non réel qui arrive en grande quantité et les envoyés d'une façon à garder leur taux d'arrivée à la couche MAC au dessous de l'entrée limite de la station

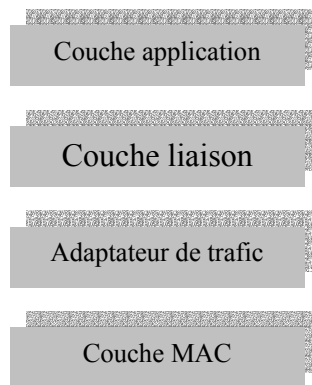


Figure 20. L'architecture de l'adaptateur de trafic

On utilise le débit total du réseau et le nombre de collision comme des signaux d'entrée pour le régulateur. Ces deux paramètres représentent une information quasi complète sur le comportement du réseau. Par exemple, l'approche utilisé dans [9] qui réagit à la détection d'une seule collision sur un intervalle de longueur L, et le fait que l'occurrence d'une seul collision n'est pas nécessaire vue la congestion du réseau, mais dérive d'une coïncidence temporelle entre les exigence de transmissions entre station quand la charge du réseau n'est pas vraiment grande, pour cette raison, la régulation de génération du trafic doit aussi prendre en considération le débit total du réseau.

Une autre considération est que la régulation de la probabilité de retransmission n'est pas statistiquement fixe, mais elle est ajustée dynamiquement par un régulateur flou. Les motivations pour choisir ce type de régulateur sont dues aux non linéarité et la complexité du comportement flou du système considéré. Il s'avère qu'il est difficile de commander ce processus en utilisant des méthodes traditionnelles. Ainsi, la probabilité de retransmission varie et sera différenciée selon les valeurs des entrées du régulateur et aussi le taux d'arrivée des paquets qui arrive à la couche MAC.

Le model du schéma de commande est illustré dans la figure ci-dessous. Toutes les variables sont considérées en instant discret kT_{ech} avec T_{ech} la période d'échantillonnage.

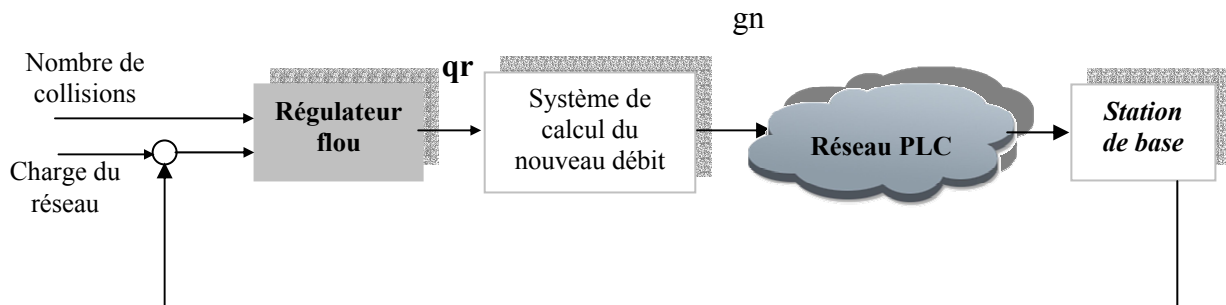


Figure 21. La structure de la commande

Dans ce système de régulation on utilise le débit et le nombre de collisions comme entrée. Se choix repose sur le fait que ces deux entrées donnent une information complète sur l'état actuel du réseau. L'action à accomplir à partir de la sortie du régulateur sera la suivante :

- Soit on varie le taux de génération de paquet λ ,
- Soit on agit sur la probabilité de retransmission P_r .

Ce système flou est implémenté dans le poste utilisateur. Les entrées des régulateurs sont assurées par la station de base; le nombre d'utilisateurs actifs, le débit total du réseau et le nombre de collisions.

Ainsi, les signaux de commande seront soit :

- 1- λ le taux de génération des paquets de chaque utilisateur.
- 2- La probabilité de retransmission P_r

V.7.4.1. La structure du régulateur

A partir du modèle de transmission déjà proposé, on peut établir les règles linguistiques pour calculer la probabilité de retransmission.

La sélection des règles de base est basée sur le comportement du système. La conception de ces règles sera basée sur : la mise des règles linguistiques « structure de la surface » et ensuite les fonctions d'appartenance des valeurs linguistiques à déterminer.

Généralement, pour définir des règles linguistiques d'une variable floue on utilise des fonctions d'appartenance de forme Gaussienne, triangulaire ou trapézoïde. Ainsi, les règles sont ajustées selon le comportement du réseau.

Dans la conception de la fuzzification et la défuzzification, on utilise la méthode de Mamdani. Les règles linguistiques sont illustrées dans le tableau suivant :

Tableau .1. Les règles linguistiques du système

Probabilité de retransmission Pr (sortie)		La charge du réseau (Entrée 2)						
		PP	P	MP	M	MG	G	TG
Nombre de collision normalisé (Entrée 1)	TP	G	G	G	G	G	G	G
	P	G	G	G	G	G	G	G
	MP	G	G	G	M	M	M	M
	M	G	G	M	M	M	M	M
	MG	M	M	M	Z	Z	Z	Z
	G	M	Z	Z	Z	Z	Z	Z
	TG	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z

La définition variable linguistique repose sur le comportement du trafic du réseau, ainsi on défini :

TP : très petit ; P : petit ; MP : moyen petit ; M : moyen ; MG : moyen grand ; G : grand ; TG : très grand.

Pour le signal de commande, les variables linguistiques seront données par : P : petit ; M : moyen et G : grand.

Le raisonnement utilisé pour l'inférence floue est celui de takagi-sugeno et pour la défuzzification, nous utilisons la méthode du centre de gravité pour calculer la variation de la consigne. La consigne modifiée est calculée à partir de l'erreur de la consigne réelle-mesurée et de sa variation.

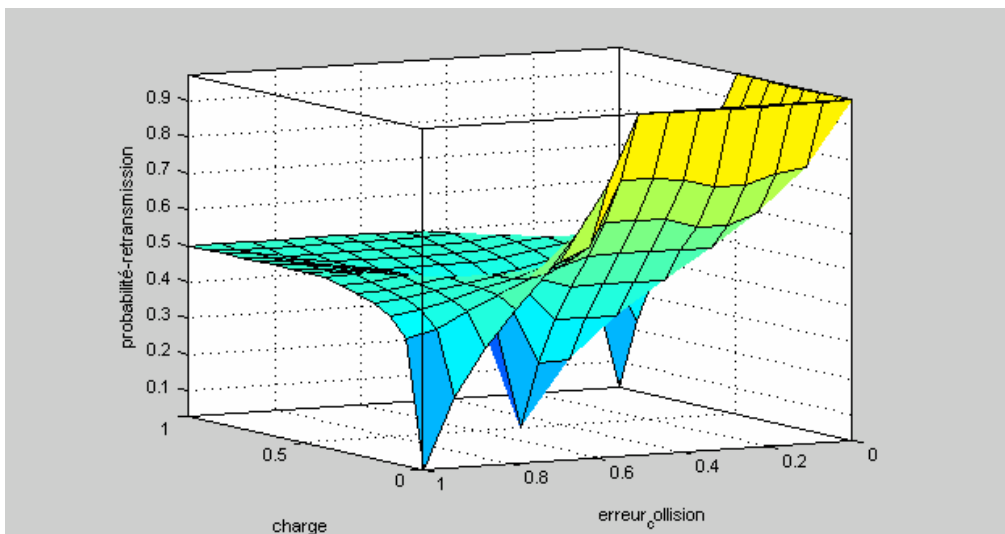


Figure 22. La surface de décision

Les résultats de simulation sont indiqués dans les figures suivantes

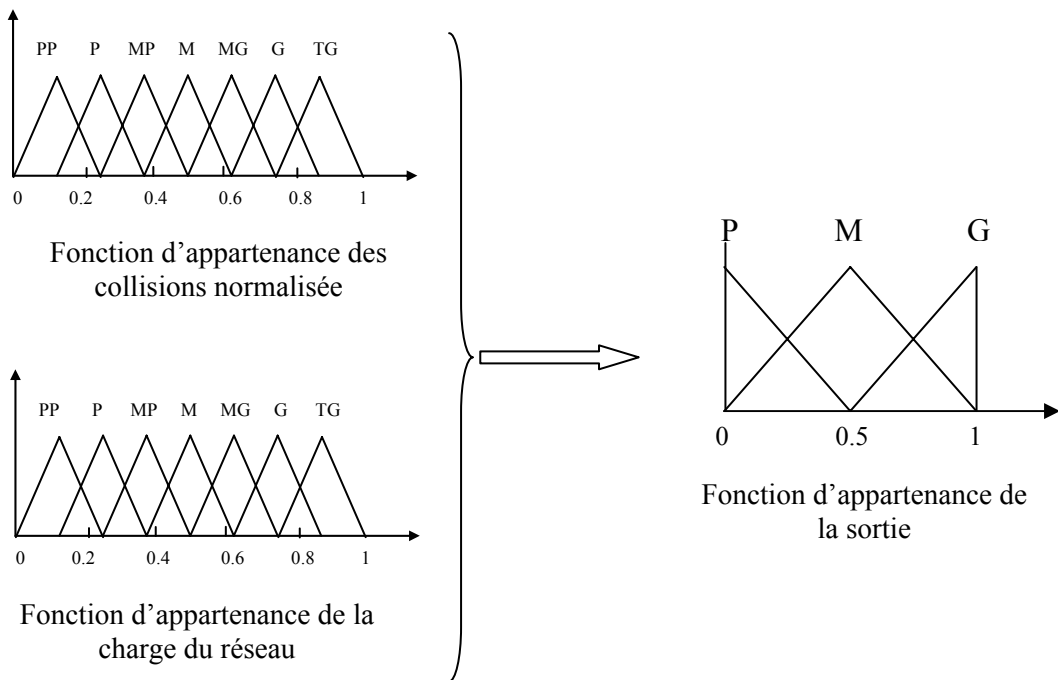
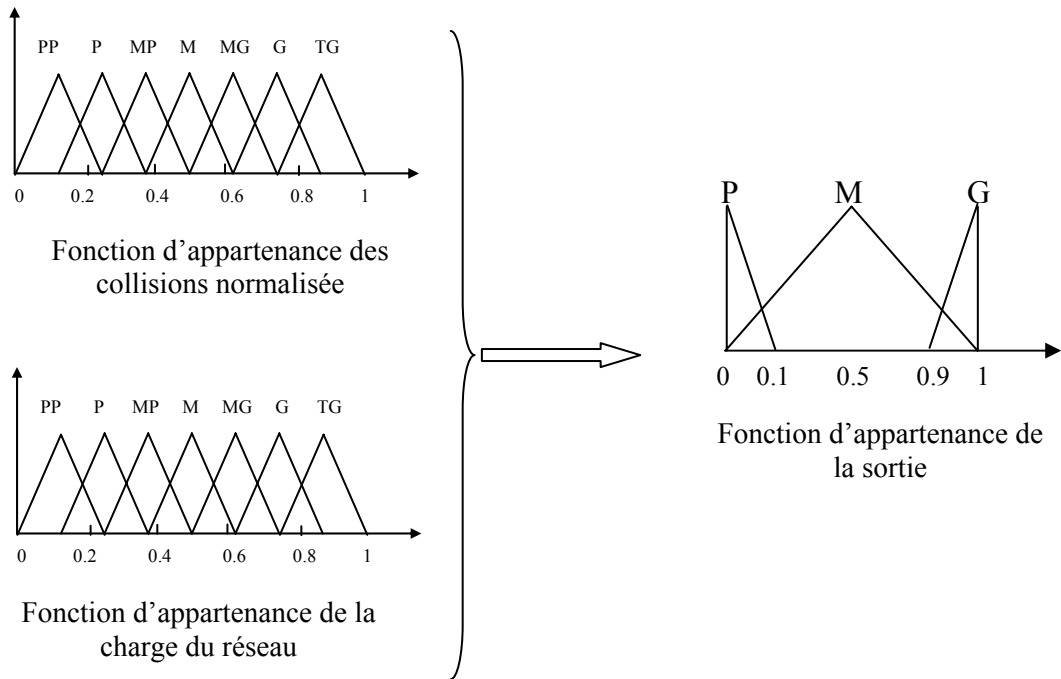


Figure 23. Les fonctions d'appartenance des entrées et sorties du système

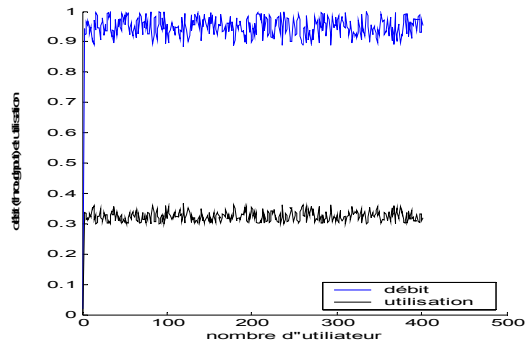


Figure 24.1. L'utilisation et le débit dans le réseau

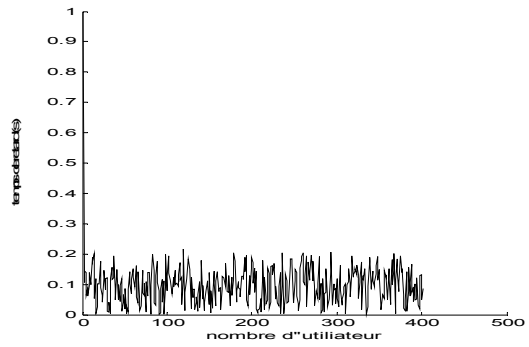


Figure 24.2. Le retard d'accès

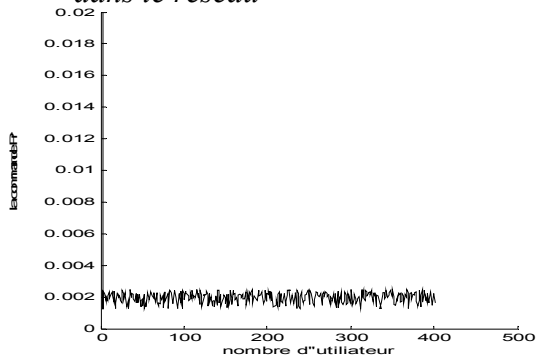


Figure 24.3. La probabilité de retransmission P_r

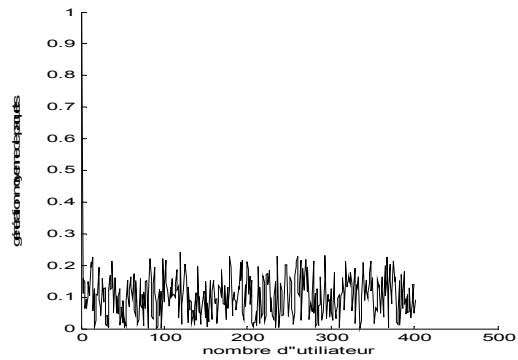


Figure 24.4. La génération moyenne des paquets g

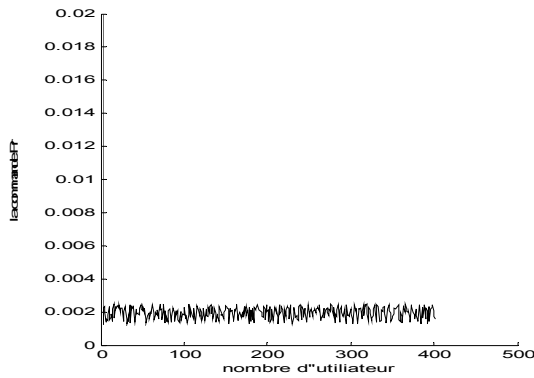


Figure 25.1. La probabilité de retransmission P_r

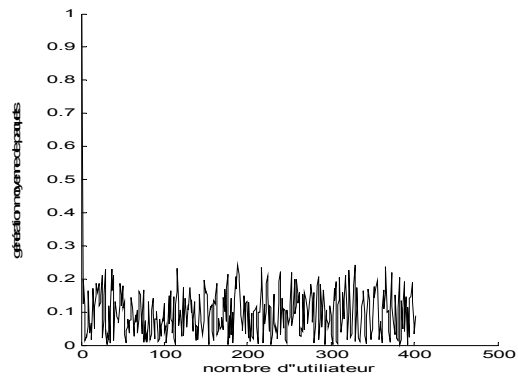


Figure 25.2. La génération moyenne des paquets g

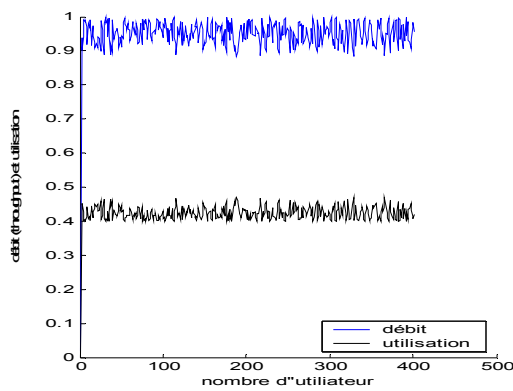


Figure 25.3. L'utilisation et le débit dans le réseau

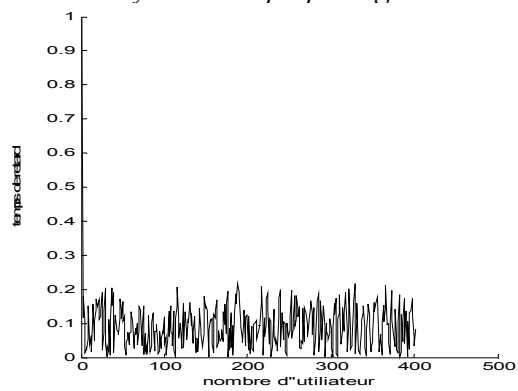


Figure 25.4. Le retard d'accès

Figure 24.x. les performances de l'utilisation de la commande floue pour un SNR=35
 Figure 25.x. les performances de l'utilisation de la commande floue pour un SNR=100

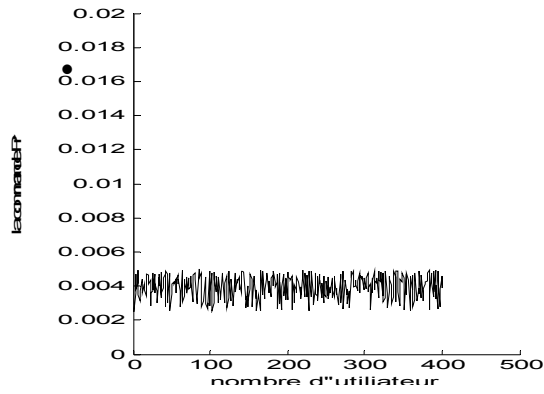


Figure 26.1. La probabilité de retransmission P_r

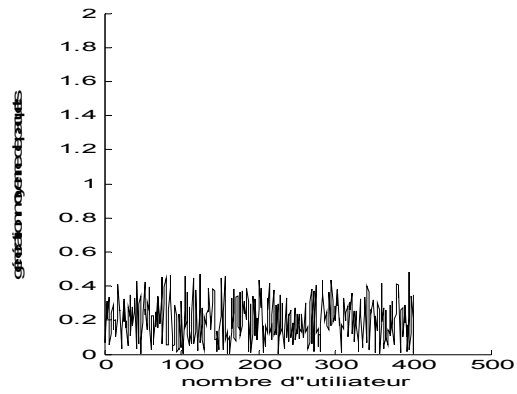


Figure 26.2. La génération moyenne des paquets g

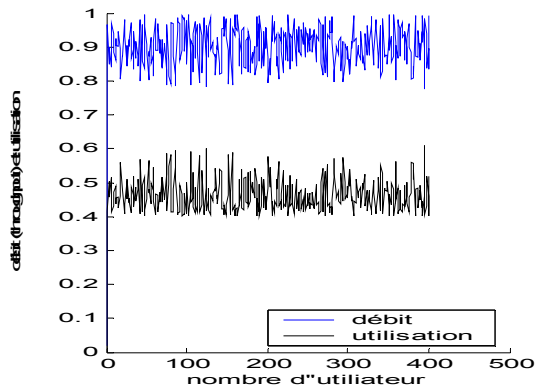


Figure 26.3. L'utilisation et le débit dans le réseau

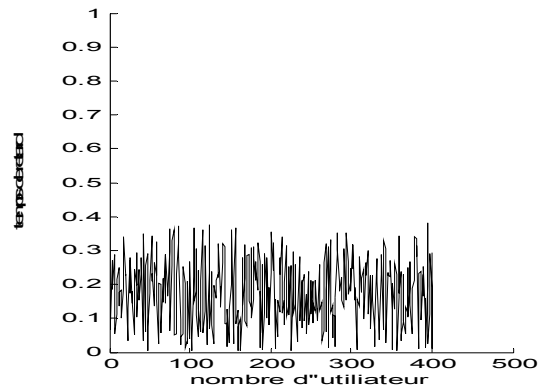


Figure 26.4. Le retard d'accès

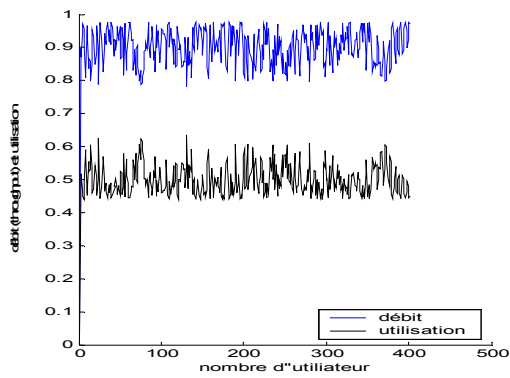


Figure 27.1. L'utilisation et le débit dans le réseau

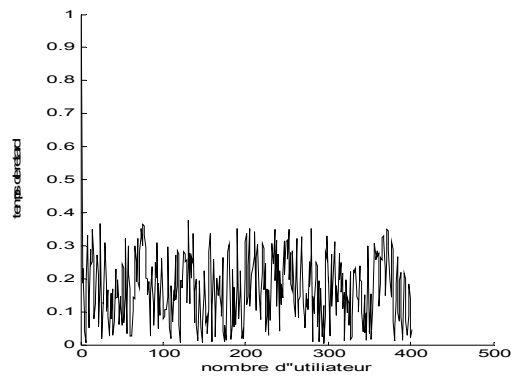


Figure 27.2. Le retard d'accès

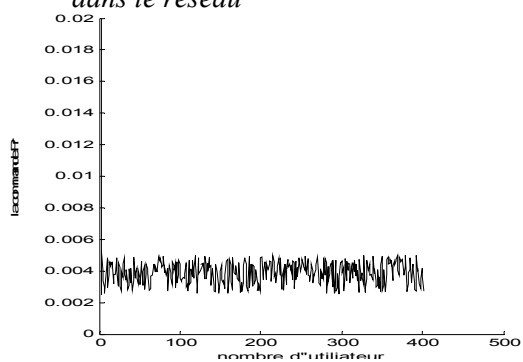


Figure 27.3. La probabilité de retransmission P_r

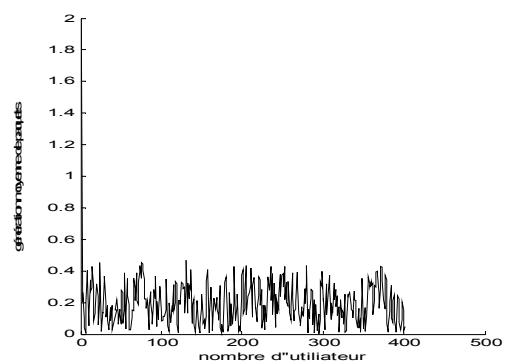


Figure 27.4. La génération moyenne des paquets g

Figure 26.x. les performances de l'utilisation de la commande floue pour 1500 bytes
 Figure 27.x. les performances de l'utilisation de la commande floue pour 300 bytes

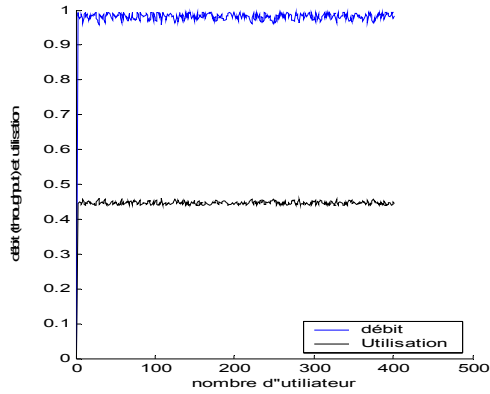


Figure 28.1. L'utilisation et le débit dans le réseau

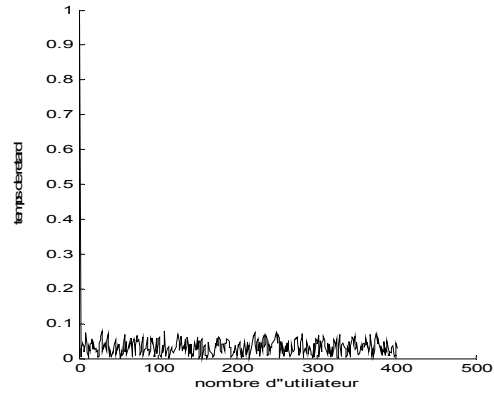


Figure 28.2. Le retard d'accès

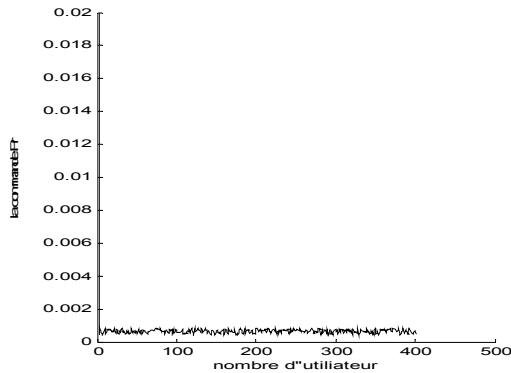


Figure 28.3. La probabilité de retransmission P_r

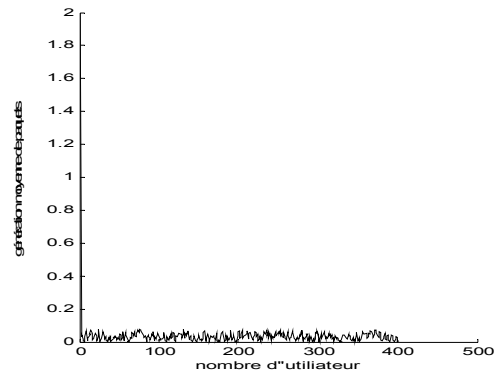


Figure 28.4. la génération moyenne des paquets g

Figure 28.x. les performances de l'utilisation de la commande floue avec un changement des gains flous

Interprétation

Le modèle du canal utilisé est toujours celui régi de la fonction de transfert de la relation (II-2). La Figure 24.x et la Figure 25.x, sont obtenues en utilisant la commande par la logique floue appliquée sur le réseau PLC pour les différents scénarios de canal : fortement perturbé avec SNR=35 et non perturbé avec SNR=100).

Pour un canal perturbé, le débit atteint est de 94% tandis que l'utilisation est de 30%, et le retard d'accès est de 0.1s. Pour le canal non perturbé, le débit est de 98%, l'utilisation est de 42% et le retard est de 0.1s. Les résultats obtenus pour ce type de canal sont meilleurs que celui perturbés (une amélioration de 4% pour le débit et de 8% pour l'utilisation).

On peut voir que l'application de cette commande a permis d'atteindre un débit d'environ 98% et 94%, pour les deux cas de la taille du paquet (1500 octets et 300 octets) : la Figure 26.x et la Figure 28.x, et qui est en fait meilleur que le taux obtenu par une utilisation de la commande par mode de glissement (environ 60%).

Aussi la réponse rapide (pour le mode de glissement, la valeur max est obtenue après environ 200 utilisateurs), qui atteint la valeur maximale dès les premiers utilisateurs.

En ce qui concerne l'utilisation, le taux de 45 % à 48% est atteint pour les deux cas de la taille du paquet.

Pour le retard d'accès qui est de 0.1ms à 0.2ms, on voit qu'il est maintenu pour une charge de réseau de 400 utilisateurs.

Pour un autre choix de gains flous, on voit bien l'amélioration apportée au niveau du chattering (*Figure 28.x*) : le bon choix des gains flou fait éliminer ce phénomène.

V.8. CONCLUSION

Après avoir vu tout les étapes concernant le système de gestion et de commande du système de communication PLC, on voit bien que ce système peut avoir plus d'opportunité pour l'utilisation ainsi que pour la réalisation de la QoS en utilisant de différentes méthodes de commandes, et aussi on choisissant le protocole de communication approprié qui permet bien d'assurer un bonne continuité de la communication.

Conclusion Générale

Ce mémoire étudie la power line communication, qui est la communication via le réseau électrique existant. L'avantage principal pour ce type de communication est l'existence de l'infrastructure qui simplifie l'implémentation, en plus de sa rentabilité.

Après une *Introduction Générale* au *Chapitre I*, nous avons commencé ce travail par le *Chapitre II*, 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 dominants, et la compatibilité électromagnétique (EMC) reste parmi les facteurs qui posent d'énormes problèmes pour ce type de support de communication

Le *Chapitre III*, 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 porteuses (dans ce cas OFDM) est la plus appropriée pour ce type de communication comparée avec les autres techniques notamment l'uni porteuse ; vu les avantages que peut nous apporter l'OFDM : la robustesse contre les bruits et l'adaptation avec les canaux à fréquence sélective.

Dans le *Chapitre IV*, nous avons conçu l'architecture globale de communication. En analysant ce système, il était possible de savoir l'influence de chaque paramètre sur la communication (la réception correcte des donnée) : l'estimation du canal (le choix des pilotes), les bruits, et aussi les caractéristiques de transfert du canal. Le circuit de couplage était une phase importante pour assurer la sécurité ainsi que l'adaptation du signal transmis avec la ligne électrique.

La conception du protocole de communication et la méthode d'accès en intégrant des nouvelles méthodes de control étaient introduites au *Chapitre V*. 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).

Au niveau du débit et du retard d'accès, nous avons apporté des améliorations en introduisant de nouvelles méthodes de contrôle à savoir la commande par mode de glissement et par l'utilisation de la logique floue, ainsi que dans l'architecture logique du réseau tout en s'adoptant avec ces caractéristiques rudes de la ligne électrique.

Le domaine de la PLC est très prometteur vue sa nouveauté, sa non standardisation, sa rentabilité et sa flexibilité, qui 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 et 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 ou logique floue.
- Etudier d'une façon plus profonde le domaine du rayonnement : en trouvant des méthodes qui permettent d'assurer une meilleur réception du signal sans perturber les autres champs de communication et cela par la réduction de la puissance de transmission ou l'augmentation de 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 pour le contrôle du trafic, pour la gestion des utilisateurs et voir même l'application d'autre méthode d'accès déjà en service pour les autres systèmes de communication
- En fin, étudier les applications de cette technique sur les différents systèmes existants : industrielle, domestique, ... à titre d'exemple le contrôle des processus industriels à grande échelle. Actuellement en Algérie, le métrage à distance tel que le relevé à distance de la consommation en énergie électrique ainsi que le contrôle de la consommation globale des abonnés semblent des applications très efficaces pour les producteurs et les distributeurs d'énergie électrique telle que la SONELGAZ.

Références Bibliographiques



- [1] P. Langfeld, M. Zimmermann, K. Dossert ,”Power line communication System Design Strategies for Local Loop Access ”, *ISPLC 1999, Proceedings of the 3rd International Symposium on Powerline Communications, Lancaster University*, 30 March 1999
- [2] M. Zimmermann, K. Dossert ,“ A Multi-Path Propagation Model for the power Line Channel in the High Frequency Range”, *ISPLC 1999, Proceedings of The 3rd International Symposium on Powerline Communications ,Lancaster University, UK*, pp.45-51, 30th March .1st April 1999.
- [3] J.Abad, A.Badenes ,“Extending the Power Line LAN Up to the Neighbourhood Transformer”, *Design of system on silicon Jose Comabella, ENDESA Net Factory. IEEE Communications Magazine*. April 2002.
- [4] Harald Dalichau , “Evaluation of Different Frequency Bands Regarding their Qualification for Inhouse Powerline Communication”, *ISPLC 2001, Proceedings of the 5th International Symposium on Powerline Communications Lund university, Malmö, Sweden*, 4th -6th April 2001.
- [5] P.J. Langfeld., “The Capacity of Typical Power Line Reference Channels and Strategies for System Design”, *ISPLC 2001, Proceedings of the 5th International Symposium on Power line Communications and its Applications. Malmo, Sweden*. 4th -6th April 2001
- [6] M.Zimmermann and Dostert.K, “An Analysis of the Broadband Noise Scenario in Powerline Networks”, *ISPLC 2002, Proceedings of the 4th International Symposium on Power-Line Communications and its Applications, Limerick, Ireland*, 5.4 - 7.4.2000, pp. 131-138
- [7] H. Hrasnica and A. Haidine “Modelling MAC Layer for Powerline Communications Networks”, *SPIE's (The International Society for Optical Engineering) Symposium on Information Technologies; Conference "Internet, Performance and Control of Network Systems"*; Boston MA, USA November 5-8, 2000
- [8] R.P.Rickard, J.E.James. “A Pragmatic Approach to Setting Limits to Radiation from Power Line Communications Systems”, *ISPLC 1999, Proceedings of the 3rd International Symposium on Powerline Communications Lancaster University*, 30 March 1999

[9] Klaus Dostert “EMC Aspects of High Speed Power line Communication”, *Proceedings of the 15th Wroclaw Symposium and exhibition on Electromagnetic Compatibility, Wroclaw, Poland, June 27-30,*. Pages: 103-106. ISBN: 83-901999-0-4.

[10] E.Marthe, F.Rachidi, M.Ianoz and P.Zweiaclder, “Indoor Radiated Emission Associated with Power line Communication System”, *Trans EMC, 0-7803-6569-0/01/\$10.00©2001 IEEE*

[11] H. Hrasnica, R. Lehnert, “ Powerline Communications in Telecommunication Access Area”, *VDE World Microtechnologies Congress - MICRO.tec 2000 - ETG-Fachtagung und -Forum: Verteilungsnetze im liberalisierten Markt ,Expo 2000, Hannover, Germany - September 25-27, 2000 -*

[12] <http://robotics.eecs.berkeley.edu/~sastry/ee20/modulation/node7.html>

[13] <http://deptinfo.cnam.fr/Memoires/LUSTEAU.Franck/Pages.htm>

[14] Jan de Nayerlaan, “Spread Spectrum, introduction”. <http://www.denayer.be>

[15] Dan Raphaeli, “A Comparison between OFDM, Single Carrier and Spread Spectrum for high Data Rate PLC”, *ISPLC 1999, Proceedings of the 3rd International Symposium on Powerline Communications Lancaster University, 30 March 1999*

[16] « digital modulation in communication system-an introduction », www.agilent.com/find/assist:

[17] <http://www.sce.carleton.ca/~hazyl/Publications/MEng/references.html>

[18] “Full Duplex OFDM Modem Over a frequency Selective Channel”, *2E1366-project Course in signal Processing and Digital Communication .Royal Institute of Technology.UK*

[19] “Performance OFDM Modem Robust Against Channel Imperfections”, *2E1366 - Project Course in Signal Processing and Digital Communication Department of Signals, Sensors and Systems, Royal Institute of Technology, UK, May 2002 .*

[20] S. Johansson, D.Landström et P.Nilson “Silicon Realization of an OFDM Synchronisation Algorithm”, *Department of Applied Electronics, Competence Centre for Circuit Design. Lund, Sweden.*

[21] S.A. Charles and J.K. Pollard. “A Power Line Communications System Based on Discrete Multi-Tone Modulation”, *Department of Electrical and electronic Engineering, University College.London.*

[22] J. Van den Keybus, B. Bolsens, J.Driesen and R. Belmans. “Power Line Communication Front-Ends Based on ADSL Technology”, *IEEE Trans. Comm, 0-7803-7448-7/02/\$17.00© 2002 IEEE.*

[23] M. Sliskovic, B.Jeren. “Clock Frequency Synchronisation in OFDM System for Power Line Communication”, *First international Workshop on image and Signal Processing and Analysis, Pula, Croatia ,June 14-15, 2000.*

- [24] Osama.B Er.L, Y.Gao and T.O. Korhonen” Design of Broadband Coupling Circuits for Power line Communication”, *ISPLC 2004, The 8th International Symposium on Power line Communications and its Applications. Zaragoza, Spain, April 2004*
- [25] “Design of Couple Device for Power Line Carrier Communication”, *Post-Graduate Course: New Applications in Distribution Automation, Seminar work, University of Vaasa, 18-19 May 2004*
- [26] J.Jeon. “A Survey on Protocols For Home Networks based on Power Line Communication “, *Proceedings on the 15th CISL Winter Workshop. Kushu, Japan. February 2002.*
- [27] M. Stanicheva, K. Begin, H.Hrasnica, and R. Lehnert, “Suitable MAC Protocols for OFDM Based PIC Networks”, *ISPLC 2000, International Symposium on powerline communications and its applications. Limerik, Ireland April 5-7, 2000.*
- [28] H.Hrasnica, A.Haidine, R. Lehnert. ” Performance Comparison of Reservation MAC Protocols for Broadband Powerline Communications Networks”, *ITCom200, SPIE’s International Symposium: the convergence of Information Technologies and Communications, Denver- Colorado,USA. , 19-24 August, 2001*
- [29] H. Hrasnica, R. Lehnert,” Powerline Communications for Access Networks – Performance Study of the MAC Layer”, *BIHTEL 2000, 3rd International Conference on Telecommunications “Telecommunication Networks”, Sarajevo, Bosnia and Herzegovina, - October 23-25, 2000 -*
- [30] Michael Propp, David Propp And John Gitelman. “The Powerline As The High-Speed Backbone Of A Home Network”, *White paper, Adaptive Networks, Inc. Newton, MA, USA*
- [31] Omar Stihi, Fares Boudjema and Fares Nafa, “A Contribution to QoS In PLC systems With CSMA Signal Power - based on Channel Selection”, *ISPLC 2004, The 8th International Symposium on Powerline Communications and its Applications, Zaragoza, Spain, April 2004’*
- [32] René Jager. “Fuzzy Logic in Control “, *Thesis Technische Universiteit Delft. - With index, ref. - With summary in Dutch. ISBN 90-9008318-9 NUGI 832 Subject headings: fuzzy logic / fuzzy control.*
- [33] C. Chrysostomou, A. Pitsillides, G. Hadjipollas, M. Polycarpou, and A. Sekercioglu ,“Fuzzy Logic Based Congestion Control in TCP/IP Networks for Quality of Service Provisioning”, *white paper, Centre for Telecommunications and Information Engineering, Monash University, Melbourne, Australia.*
- [34] H.Hrasnica, R. Lehnert. “Polling Based Reservation MAC Protocols for Power line communication Access Networks”, *ISSLS 2001, Seoul, Korea. 14-18 April, 2001,*

Sites web utiles:

- 1) <http://www.powerlinecommunications.net>
- 2) <http://www.smarthomeforum.com>
- 3) <http://www.uplc.utc.org>
- 4) <http://www.connectedhomemag.com>
- 5) <http://x10-mentor.com>
- 6) <http://www.homeautomationindex.com>
- 7) <http://www.home-automation.org>
- 8) <http://www.homeplugandplay.com>
- 9) <http://www.powerline.dk>
- 10) <http://www.powerline-plc.info>

Annexe 1

Actualité sur la Power Line Communication

Le marché de la Power Line Communication connaît un développement rapide qui le rend de plus en plus attractif. Actuellement, beaucoup de firmes et de boîtes de télécommunication opte pour cette technologie vu sa rentabilité et sa facilité d'installation.

Parmi ces firmes ; Intellon Corporation, qui est le leader mondiale dans la PLC, et NETGAAR,Inc. le provider mondial des technologies avancées, ont annoncé ce mois de Mars 2005 qu'ils se sont regroupés pour fournir les premières solutions basées sur le circuit d'Intellon pour la PLC à 85 Mbps.

En plus, Intellon présentera les dernières applications utilisant le HomePlug® PLC. La compagnie va faire une démonstration de transmission de données qui peut aller jusqu'à 200 Mbps, basé sur le HomePlug AV standard.

Le broadband via la ligne électrique (BPL) sera effectivement mis en commercialisation aux USA cette année 2005' après l'accord de New Millennium Research Council (NMRC). Le NMRC rapporte qu'il y a 20 projet en exploitation en 2004 avec « plus attendu de devenir opérationnel en 2005 ». La technologie est actuellement offerte par Ambient à New York City et par COMTek à Manassas et en Virginie.

La Aztech Systems Ltd, le leader des produits de communication pour les données et la voix, a annoncé ce mois de mars 2005 le premier Gateway résidentiel intégré ADSL+HomePlug 85 Mbps, combinant ainsi les dernières versions de la technologie ADSL avec une connectivité à large bande à 26Mbps via la ligne téléphonique et fournissant une Gateway centrale pour distribuer les données, la voix et la vidéo avec une vitesse de 85 Mbps via la ligne électrique.

Le processeur BridgeCo DM830 s'interface directement à une large variété de dispositifs du réseau PHY-Layer, incluant Ethernet, HomePlug (TM) Powerline et les dispositif sans fil 802.11g .

Annexe 2

Les types de protocoles de base

1. Largeur de bande, débit utile et " overhead "

Le canal de transmission se caractérise par sa " largeur de bande ", qui s'exprime dans le cas d'un signal numérique par un débit en bits ou en octets par seconde

La durée d'émission de la trame est fonction inverse du débit sur le réseau. Le " débit utile " est égal au nombre de bits que le réseau peut transmettre par seconde sans collision : c'est une fraction du débit total. Pour calculer la durée d'un transfert de fichier il faut soustraire à ce débit utile le " overhead " provoqué par le découpage du fichier en trames ainsi que par l'adjonction au contenu utile des adresses et contrôles. De tout cela découle que le débit utilisable pour transporter du contenu n'est qu'une fraction du débit physique offert par le réseau. Cette fraction sera d'autant plus élevée que le protocole est plus performant.

On peut représenter mathématiquement les performances de chaque protocole en partant des lois probabilistes des files d'attente. Appelons " durée de trame " la durée (fonction inverse du débit) de l'émission d'une trame par un ordinateur, et notons G le nombre moyen de trames émises pendant une durée de trame. Supposons que le nombre des trames émises pendant une durée de trames obéit à la loi de Poisson, qui rend compte des processus d'arrivée dans une file d'attente. La probabilité que le nombre des trames émises pendant une durée de trames soit égal à k est alors :

$$P(k) = G^k e^{-G} / k! \quad (1)$$

(NB : si l'on se rappelle que $e^G = \sum_{k=0}^{\infty} G^k / k!$, il est facile de vérifier que $\sum_{k=0}^{\infty} P(k) = 1$ et que $\sum_{k=0}^{\infty} kP(k) = G$: on vérifie ainsi que le nombre moyen de trames émises pendant une durée de trame est bien égal à G).

Nous présenterons ci-dessous les deux protocoles de transmission sur réseau local qui ont été historiquement les premiers : " Aloha " et " Aloha discrétisé ". Etant simples, ils ont l'avantage de se représenter facilement sous forme mathématique ; la démarche qui a permis de passer du premier au second est un bon exemple du type de raisonnement que font les concepteurs de protocoles. Nous présenterons ensuite les protocoles qui leur ont succédé et qui sont utilisés aujourd'hui.

2. Le protocole Aloha

Le premier protocole de réseau local, nommé " Aloha ", a été mis au point en 1970 par Abramson à l'université d'Hawaï. Il voulait assurer la communication entre des établissements de l'université situés sur des îles éloignées les unes des autres.

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 réémettre.

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 $2t$:

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 de (1) que :

$$P(0) = e^{-G} \quad (2)$$

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 :

$$S = Ge^{-2G} \quad (3)$$

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

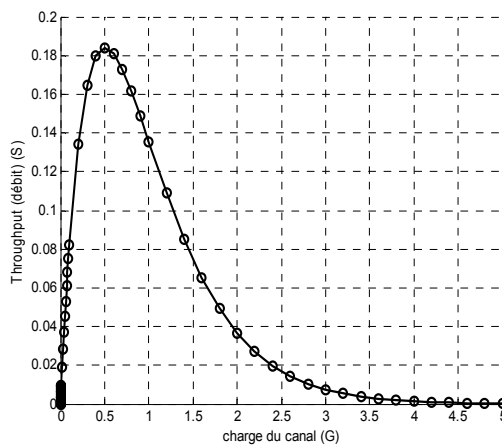


Figure 1. Rendement du protocole Aloha

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 $G > 1$.

3. Aloha discrétisé

En 1972, Roberts mit au point une version perfectionnée du protocole Aloha : une horloge installée 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 ". Ce perfectionnement 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 :

$$S = Ge^{-G} \quad (4)$$

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

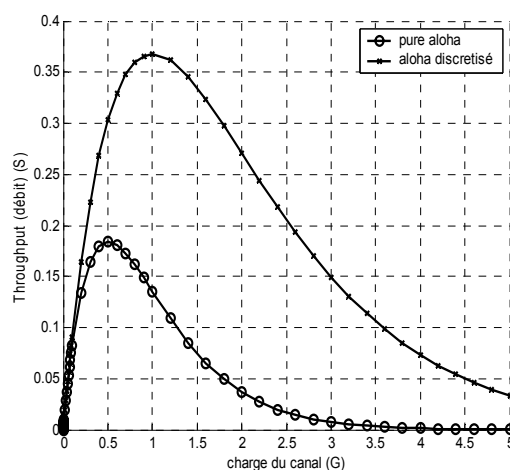


Figure 2. Rendement comparé d'Aloha pure et Aloha

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

4. 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 :

5. 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.

6. 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.

7. 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.

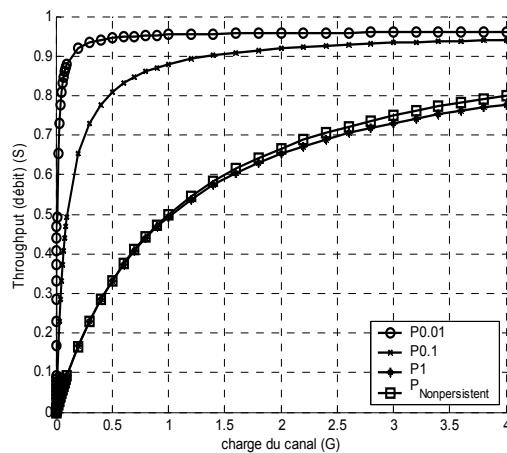



Figure 4. La Comparaison des différents protocoles

8. 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.



Ecole Nationale Polytechnique
Département de Génie Electrique
Laboratoire de Commande des Processus
Mai 2005'

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique