

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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département du Génie Electrique

Spécialité: Electrotechnique



## PROJET DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique

### Thème

## Etude du circuit de couplage pour Power line communication

Proposé et dirigé par:

*Mr O.STIHI*

Présenté par:

*BOUALLEG Lotfi*

Promotion 2006

Ecole Nationale Polytechnique  
10, Avenue Hassane BADI BP 182 EL HARRACH - ALGER  
Telephone: 021 52 14 98 - Fax: 021 52 29 73

## ملخص

يهتم هذا العمل بدراسة دارات الربط و التصفية للاتصالات عبر الشبكات الكهربائية (PLC) للتوترات المتوسطة. تسمح هذه التكنولوجيا بتشكيل شبكة اتصالات و ذلك ببعث المعلومات على الشبكة الكهربائية داخل المجال [1-30 MHz] لهذا قمنا أولا بتقديم هذه التكنولوجيا و مختلف أنواع شبكاته, الوسائل الضرورية لهذا التجهيز و مختلف وسائل الربط. ثانيا, قدمنا قسم نظري حول نقل المعلومات, الترميز, التحويل, و كذلك تذكير فيما يخص التصفية. و في آخر قسم قمنا بتصميم نوعين من الدارات المصفية: الأول ممرر أدنى والثاني ممرر أوسط تبعا لنموذج تشبي شاف

**كلمات مفتاحية:** الاتصالات عبر الشبكات الكهربائية, الترميز, التحويل, التصفية, الربط.

## Abstract

This work relates to the study of the coupling and filtering circuits for Power Line Communication (PLC) in medium voltage. This technology makes it possible to create a communication network by injecting data on the already existing electrical network in the band (1 to 30 MHz).

For the realization of this study we, initially, presented this technology, the various topologies of its network, the equipments necessary to the installation including the coupling equipment's. In a second place, a theoretical part was developed concerning the data transmission, used coding, the various modulations and a recall being interested primarily to the analogical filtering. In the last part, we modelled two types of filters for medium voltage: a low pass filter, and a band pass filter based on the model of Tchebychev

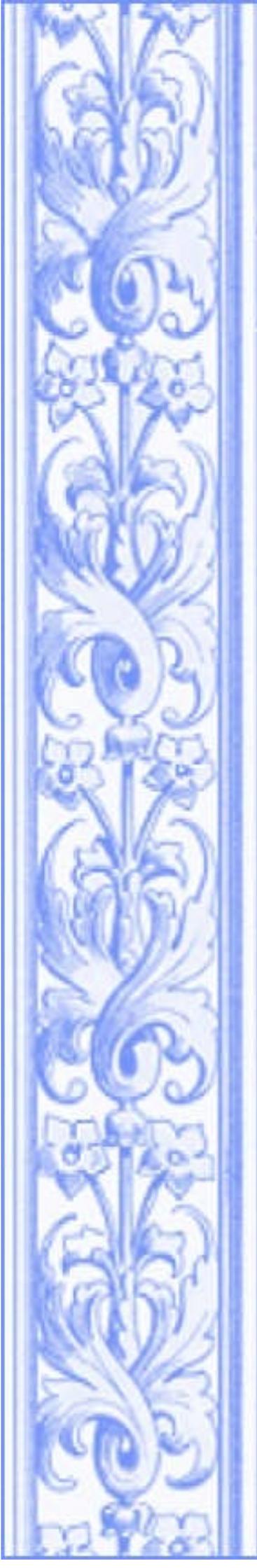
**Keywords:** Power Line Communication (PLC), Coding, modulation, Filtering , Coupling

## Résumé

Ce travail concerne l'étude des circuits de couplage et de filtrage pour Power Line Communication (PLC) en moyenne tension. Cette technologie permet de créer un réseau de communication en injectant des données sur le réseau électrique déjà existant dans la bande (1 à 30 MHz).

Pour la réalisation de cette étude nous avons, en premier lieu, présenté cette technologie, les différentes topologies de son réseau, les équipements nécessaires à l'installation y compris les équipements de couplage. En second lieu, une partie théorique a été développée concernant la transmission des données, les codages utilisés, les différentes modulations et un rappel s'intéressant essentiellement au filtrage analogique. Dans la dernière partie, nous avons modélisé de deux types de filtres pour moyenne tension : un filtre passe bas, et un filtre passe bande se basant sur le modèle de Tchebychev.

**Mots clés:** Power Line Communication (PLC), codage, modulation, filtrage, couplage



*Dédicaces :*

*Je dédie ce travail à :*

*Mes très chers parents, que j'aime et qui sont les êtres les plus chers au monde que j'ai, ils ont toujours été là pour me soutenir et se sont toujours sacrifié pour mon bien être.*

*À mon frère et mes sœurs*

*À Tata , Mama Chrifa, et Jedou.*

*À toute ma famille qui ont toujours été présent pour moi*

*À Tata Zhaira, Tonton Mohammed et mon tât cousinou Khalil*

*À ma Leila chérie qui a toujours su être là pour me conseiller et me soutenir.*

*À tous mes amis à Mohamed Zli, à Rahmen qui m'a énormément aidé dans mon travail, à Mehdi, Marwan, Zaki, Lou, Zilou, et tous les autres qui se reconnaîtront.*

## Remerciements :

Ce travail à été proposé et dirigé par Mr O.Stihi , je tiens à lui exprimer donc, ma profonde gratitude et ma reconnaissance, car ce travail n'aurait pas pu se faire sans lui, son travail et son orientation. Je tien aussi a remercier énormément les membres du jury qui ont bien voulu examiner mon travail.

Je tiens à remercier tous les enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique qui ont participé à ma formation, m'ont beaucoup appris et sans lesquels je ne serais pas ce que je suis.

Je remercie aussi toutes les personnes qui ont pu m'aider un jour.

# TABLES DES MATIERES

---

**INTRUDUCTION** .....1

---

*CHAPITRE I*

**LA POWERLINE COMMUNICATION**.....4

---

I.1. INTRODUCTION.....5

I.2. Historique.....6

I.3. Les deux types du marché.....6

    I.3.1. Marché OutDoor .....6

    I.3.2. Marché Indoor.....8

I.4. Avantages et inconvénients de la technologie .....9

    I.4.1. Avantages.....9

    I.4.2. Inconvénients.....9

I.5. Services.....10

I.6. Topologie générale du réseau électrique.....10

I.7. Topologies de moyenne tension .....10

    I.7.1. Double circuit ou double dérivation.....11

---

|  |    |
|--|----|
| I.7.2. Circuit simple.....   | 12 |
| I.7.3. Topologies radiales.....  | 12 |
| I.7.4. Topologies en anneau.....   | 14 |
| I.7.5. Topologies en maille.....   | 14 |
| I.8. Description des câbles MT.....  | 15 |
| I.9. Topologie du réseau PLC.....  | 15 |
| I.9.1. Le réseau d'accès PLC.....  | 16 |
| I.9.2. Le réseau de distribution PLC.....  | 16 |
| I.9.3. Interconnexion aux réseaux fournisseurs de services (Internet, réseau PSTN4)..... | 17 |
| I.9.3.a. Topologie en arbre.....   | 18 |
| I.9.3.b. Topologie main-station à main-station . .....                                   | 18 |
| I.9.3.c. Topologie simple en anneau.....   | 18 |
| I.9.3.d. Autres topologies.....  | 19 |
| I.10. Équipements PLC.....   | 19 |
| I.10.1. Modem et équipements locaux des utilisateurs.....                                | 20 |
| I.10.2. Équipement de transformateur (ET).....   | 20 |
| I.10.3. Répéteur ou équipement intermédiaire (EI).....                                   | 21 |
| I.10.4. Équipement accessoire : Unités de couplage.....                                  | 23 |
| I.10.5. Exemple de couplages.....  | 24 |
| I.11. Installation de l'équipement.....  | 26 |

---

**CHAPITRE II**

**LES CONNAISSANCES PRELIMINAIRES.....30**

---

|                           |    |
|---------------------------|----|
| II.1. INTRODUCTION.....   | 29 |
| II.2. Bande passante..... | 30 |

---

|   |    |
|---|----|
| II.3. Capacité d'une voie.....  | 30 |
| II.4. Définitions et appellations.....                                    | 31 |
| II.5. Sens de transmission .....  | 32 |
| II.6. La Transmission bande de base.....                                  | 33 |
| II.6.1. Le code NRZ .....   | 34 |
| II.6.2. Le code Bipolaire.....  | 34 |
| II.6.3. Le code Bipolaire à haute densité (BHD) .....                     | 34 |
| II.6.4. Le code DELAY MODE.....   | 35 |
| II.6.5. Le code Manchester ou Biphase-L.....                              | 35 |
| II.6.6. Le code Biphase M.....  | 35 |
| II.6.7. Le code bipolaire RZ.....   | 36 |
| II.6.8. Le code Manchester différentiel.....                              | 36 |
| II.7. Les modulations numériques.....                                     | 37 |
| II.7.1. Principes de modulations numériques.....                          | 37 |
| II.7.2. Modulation par Déplacement d'Amplitude (MDA) .....                | 41 |
| II.7.3. Modulation par Déplacement de Phase (MDP) .....                   | 41 |
| II.7.4. Modulation par Déplacement de Fréquence (MDF) .....               | 42 |
| II.7.5. Autres Exemples .....   | 42 |
| II.7.6. Modulation d'amplitude sur deux porteuses en (MAQ) .....          | 43 |
| II.7.7. Les constellations MAQ-M.....                                     | 44 |
| II.8. Les Techniques De Modulation .....                                  | 45 |
| II.8.1. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) .....           | 45 |
| II.8.2. La modulation à étalement de spectre (Spread Spectrum (SS)) ..... | 46 |
| II.8.3. Comparaison des deux techniques de modulation.....                | 47 |
| II.9. Le filtrage.....  | 48 |
| II.9.1. Rôle.....   | 48 |
| II.9.2. Différents types de filtres.....                                  | 48 |
| II.9.3. Rappels sur la théorie du filtrage.....                           | 50 |
| II.9.3.a. Notion de fonction de transfert.....                            | 50 |
| II.9.3.b. Notion de fonction d'atténuation.....                           | 50 |
| II.9.3.c. Filtre réel – Gabarit.....                                      | 50 |
| II.9.3.d. Notion de sélectivité et de bande relative.....                 | 51 |

---

|   |    |
|---|----|
| <i>II.9.3.e. Notion de temps de propagation de groupe</i> .....     | 52 |
| II.9.4. Recherche de la fonction de transfert d'un filtre.....      | 52 |
| <i>II.9.4.a. Normalisation en fréquence</i> .....                   | 52 |
| <i>II.9.4.b. Transposition</i> .....                                | 52 |
| <i>II.9.4.c. Fonction de transfert de filtres analytiques</i> ..... | 53 |

---

**CHAPITRE III**

**CIRCUITS DE COUPLAGE**.....55

---

|  |    |
|--|----|
| III.1. INTRODUCTION.....   | 56 |
| III.2. Conception du circuit de couplage.....                            | 57 |
| III.3. Dimensionnement du filtre.....                                    | 61 |
| III.4. Détails du couplage PLC.....                                      | 62 |
| III.5. Mesures de sécurité.....  | 66 |
| III.6. Circuits de couplage triphasés.....                               | 68 |
| III.7. Autre circuit de couplage en utilisant un filtre passe bande..... | 69 |

---

**CONCLUSION**.....73

---

**BIBLIOGRAPHIE** .....77

---

---

# LISTE DES FIGURES

---

|   |    |
|---|----|
| Figure I.1. Accès outdoor.....  | 7  |
| Figure I.2. Accès indoor.....   | 8  |
| Figure I.3. Vue d'ensemble du système d'énergie électrique .....                              | 11 |
| Figure I.4. Structure du double circuit.....  | 12 |
| Figure I.5. Structure du circuit simple.....  | 12 |
| Figure I.6. Topologie radiale. Lignes exclusives de système MT.....                           | 13 |
| Figure I.7. Topologie radiale. Ligne simple de système MT.....                                | 13 |
| Figure I.8. Topologie radiale. Ligne Arbre-formée .....                                       | 13 |
| Figure I.9. Le schéma topologie d'anneau.....   | 14 |
| Figure I.10. Topologie en Maille.....   | 14 |
| Figure I.11. « Réseau d'accès et de distribution de PLC ». Source : Usine nette d'Endesa..... | 15 |
| Figure I.12. Topologie Main-station à main-station.....                                       | 18 |
| Figure I.13. Topologie simple en anneau.....  | 19 |
| Figure I.14. Equipement PLC au réseau d'accès et de distribution.....                         | 19 |
| Figure I.15. Exemples de modems commerciaux de PLC.....                                       | 20 |
| Figure I.16. Exemple équipement de transformateur pour PLC.....                               | 21 |
| Figure I.17. Principe de fonctionnement du répéteur .....                                     | 22 |
| Figure I.18. Exemples de deux types de répéteurs.....   | 22 |
| Figure I.19. Couplage inductif.....   | 23 |
| Figure I.20. Couplage capacitif.....  | 24 |
| Figure I.21. Différent types de coupleurs MT et BT.....                                       | 25 |
| Figure I.22. Principe de l'opération .....  | 25 |
| Figure I.23. Installation typique.....  | 26 |

---

|   |    |
|---|----|
| Figure II.1 : Système numérique de communication pour un canal sur ligne électrique ..... | 29 |
| Figure II.2 : Bande Passante.....   | 30 |
| Figure II.3 : Liaison unidirectionnelle.....  | 32 |

---

---

|   |    |
|---|----|
| Figure II.4: Liaison bidirectionnelle.....                        | 32 |
| Figure II.5 : liaison bidirectionnelle simultanée.....            | 33 |
| Figure II.6 : Représentation de la trame 1001011101.....          | 33 |
| Figure II.7 : Code NRZ.....                                       | 34 |
| Figure II.8: Code Bipolaire.....                                  | 34 |
| Figure II.9: Code BHD.....  | 34 |
| Figure II.10: Code DELAY MODE.....                                | 35 |
| Figure II.11: code Manchester ou Biphasé-L.....                   | 35 |
| Figure II.12: Code Biphasé M.....                                 | 36 |
| Figure II.13: Code Bipolaire RZ.....                              | 36 |
| Figure II.14: Code Manchester différentiel.....                   | 36 |
| Figure II.15: Forme générale du modulateur.....                   | 38 |
| Figure II.16: Position d'un symbole dans le plan de Fresnel.....  | 39 |
| Figure II.17: Définition d'une constellation numérique.....       | 39 |
| Figure II.18: Densité spectrale de puissance.....                 | 41 |
| Figure II.19 : Exemple de la MDA.....                             | 41 |
| Figure II.20 : Exemple de la MDP.....                             | 41 |
| Figure II.21 : Exemple de la MDF.....                             | 42 |
| Figure II.22 : Modulation de phase à 4 moments.....               | 42 |
| Figure II.23: Modulation d'amplitude et de phase à 8 moments..... | 42 |
| Figure II.24: Diagramme Spatial.....                              | 43 |
| Figure II.25: La constellation de la MAQ-16 et de la MAQ-64.....  | 44 |
| Figure II.26: La Modulation OFDM.....                             | 45 |
| Figure II.27: Modulation Spread Spectrum.....                     | 46 |
| Figure II.28: Gabarit d'un filtre.....                            | 51 |
| Figure II.29: Passe-bas normalisé.....                            | 52 |

---

|  |    |
|--|----|
| Figure III.1 : Figure fonctionnel de la chaîne de réception.....                             | 56 |
| Figure III.2. Figure fonctionnel d'amplificateur de gain programmable à plusieurs étages.... | 56 |
| Figure III.3 : Modèle d'atténuation de la puissance.....                                     | 58 |
| Figure III.4 : Circuit de couplage basique.....  | 58 |
| Figure III.5 : Méthode de couplage phase-terre.....  | 59 |
| Figure III.6 : Modèle de couplage phase-neutre.....  | 60 |
| Figure III.7 : filtre passe haut.....  | 61 |
| Figure III.8 : diagramme de Bode (Simulation MatLab).....                                    | 62 |

---

|   |    |
|---|----|
| Figure III.9 : circuit de couplage simplifié avec un condensateur C.C de blocage .....      | 63 |
| Figure III.10 : circuit de couplage simplifié avec inductance de résonance.....             | 64 |
| Figure III.11 : Schéma fonctionnel du circuit de couplage phase- neutre ou phase-terre..... | 65 |
| Figure III.12. Transformateur d'isolement fonctionnel du circuit de couplage.....           | 67 |
| Figure III.13 Circuit de couplage triphasé à transformateur d'isolement .....               | 69 |
| Figure III.14: Structure du filtre de Tchebychev de 3ème ordre.....                         | 70 |
| Figure III.15: Filtre passe Bande .....   | 72 |
| Figure III.16: Diagramme de Bode du filtre passe bande.....                                 | 72 |

---

# LISTE DES TABLEAUX

---

|   |    |
|---|----|
| Tableau II.1 : Les types de filtre.....                       | 49 |
| Tableau II.2 : Caractéristiques des filtres.....              | 51 |
| Tableau II.3 : Transposition pour les différents filtres..... | 53 |
| Tableau III.1 : Caractéristiques de l'amplificateur.....      | 57 |

---

# INTRODUCTION



# INTRODUCTION

---

**L**e développement rapide et l'adoption des systèmes de communications à haute vitesse a engendré un changement crucial dans la façon dont les dispositifs de calcul sont perçus. L'efficacité de tels dispositifs est maintenant fonction d'une part de leurs capacités à communiquer avec d'autres systèmes et d'autre part de leurs propres performances de traitement de données. En conséquence, il est très souhaitable de développer de nouvelles technologies d'interconnexion permettant de relier un ensemble de matériel électronique afin de maximiser leur efficacité.

Comme cela peut être attendu de la part du consommateur, le coût d'installation de ces systèmes de communications est une considération significative et importante. À cet égard : les solutions efficaces pour incorporer ces systèmes à l'intérieur des infrastructures tendent à butter rapidement contre des obstacles considérables. L'intégration d'un réseau Ethernet ou de réseaux semblables à haute vitesse reste une option qui est peu susceptible d'être vue favorablement par les consommateurs. Dans cette optique, les solutions qui n'exigent pas d'infrastructure additionnelle (sous forme de câblage, ou de tout autre matériel encombrant) sont fortement souhaitables.

Les systèmes de communications sans fil semblent, à première vue, être une alternative prometteuse. Cependant, leur coût élevé et la bande passante relativement basse limitent l'utilité de ces technologies pour les différentes infrastructures. De plus, les systèmes optiques (infrarouges) n'exigent pas de structures additionnelles à installer et ont également le potentiel d'offrir de grands débits. Cependant, le milieu de communications des systèmes optiques est plein de la lumière ambiante variable, ainsi il est difficile de garantir la fiabilité et l'intégrité du lien optique dans les aménagements.

Les systèmes de Power Line Communication (PLC) offrent une certaine promesse. On retient sous l'appellation de «Power Line Communication» toute technologie qui vise à faire passer de l'information à bas ou à haut débit sur les lignes électriques en utilisant des techniques de modulation avancées permettant de superposer au signal électrique de 50 Hz un autre signal à plus haute fréquence (bande 1,6 à 30 Mhz) et de faible énergie. La PLC a été employé comme système de communication pendant plusieurs années par les entreprises de service public, qui l'utilisent pour des applications de commande à distance. Cette option devient attrayante pour l'usage en milieu intérieur puisque le milieu de communication qui est le câble électrique est déjà installé, donc aucun câblage additionnel n'est nécessaire. Malheureusement, la PLC est un milieu très bruyant avec des caractéristiques très variables du canal de transmission, ainsi son utilisation pose un défi technique considérable. Mais étant donné que ces problèmes là ne sont pas nouveaux à la théorie des télécommunications, c'est donc avec des outils développés dans ce secteur que ces problèmes peuvent être attaqués.

Ce mémoire porte sur l'étude des différents moyens de couplage intégrés aux équipements PLC permettant d'éliminer les composantes se situant en dehors de la bande (1,6 à 30 Mhz) avant le traitement du signal.

Afin d'effectuer cette étude ce document est composé des chapitres suivants :

- ❖ Le Chapitre I : Où l'on présentera la PLC ainsi que son réseau de communication et ses différents équipements « *La Power Line Communication* »
- ❖ Le Chapitre II : On verra les principes de base de cette technologie « *Les Connaissances Préliminaires* »
- ❖ Le Chapitre III : dans ce dernier chapitre on proposera quelques exemples de circuit de couplage « *Circuits de Couplage* »

Et l'on terminera finalement par une conclusion qui récapitulera l'essentiel de ce travail.

# CHAPITRE

---

I

LA POWER LINE  
COMMUNICATION

# LA POWERLINE COMMUNICATION



## I.1. INTRODUCTION

A l'heure d'aujourd'hui, compte tenu du développement rapide et constamment croissant des technologies d'Internet et des communications, nous nous rendons au fur et à mesure compte que les infrastructures réseaux en sont en grande partie responsables. De ce fait, nous voyons de nouvelles méthodes et moyens apparaître de plus en plus de manière à évoluer aussi bien au niveau esthétique que technologique.

Pour le moment, nous connaissons trois types de réseaux différents qui ont leur place dans le marché public actuel :

- ↪ Le réseau de type filaire s'était déjà fait une grosse place dans le marché avec la connexion par prise RJ-45
- ↪ Le réseau sans fil ou connu plutôt sous le nom de WI-FI (pour Wireless Fidelity) commence à prendre son ampleur principalement, comme l'indique son nom, du fait que l'on n'emploie aucunes connexions physiques.
- ↪ La Power Line Communication (PLC) est une technologie qui utilise, comme média de communication, le réseau électrique. Cette technologie consiste à coupler à un signal électrique existant un signal numérique contenant des données, le tout en assurant un certain niveau de sécurité au sein de ce réseau.

Parmi ces trois types de réseaux accessibles au grand public, le filaire et le WI-FI sont déjà connus d'une majorité de personnes. Ainsi, nous présenterons dans Ce Chapitre ce qu'il faut savoir à propos de la technologie PLC et de son implantation afin de la connaître un peu mieux.

## I.2. Historique

L'utilisation du courant électrique pour commander du matériel remonte aux années **1950**.

Il était, par exemple, utilisé sur une fréquence de 10Hz à une puissance de 10kW pour commander l'éclairage public.

Dans le **milieu des années 1980**, nous avons pu voir apparaître le début des recherches pour utiliser l'électricité comme support de données. A cette époque, la transmission était unidirectionnelle. Il faut attendre la **fin des années 1990** pour voir le haut débit sur CPL se développer. En particulier en **1997** où les premiers tests de transmission de signaux de données sur un réseau électrique sont apparus. Ces transmissions étaient en bidirectionnelles. Mais ce n'est qu'en **2000** que les premières expérimentations ont été effectuées en France. A cette même date, on peut noter la création de la HomePlug Powerline Alliance. Cette alliance est un regroupement de grandes sociétés qui souhaitent définir une norme pour le CPL. En **2001**, la HomePlug Powerline Alliance sort le standard HomePlug 1.0 dans un premier temps, puis le standard HomePlug 1.0.1 quelques mois plus tard. En janvier **2005**, les débits théoriques annoncés approchent des 200 Mbits/s sur une distance de 300 mètres.

## I.3. Les deux types de marché

Le CPL se positionne sur deux segments de marché selon que l'on se situe :

- A l'extérieur d'un bâtiment : le marché Outdoor
- A l'intérieur d'un bâtiment : le marché Indoor

### I.3.1. Marché Outdoor

Des expérimentations sont en cours pour des installations extérieures, avec un couplage entre l'arrivée Internet haut débit et le réseau électrique via un transformateur HT/BT pour la création d'une boucle locale électrique.

L'outdoor utilise les infrastructures électriques moyenne et basse tension pour fournir une solution d'accès haut débit alternative aux technologies haut débit plus répandues. Lorsqu'on

parle d'outdoor pour les CPL, on est dans la logique dite « Accès dernier kilomètre » pour un accès Internet à Haut Débit: à partir du transformateur jusqu'au domicile.

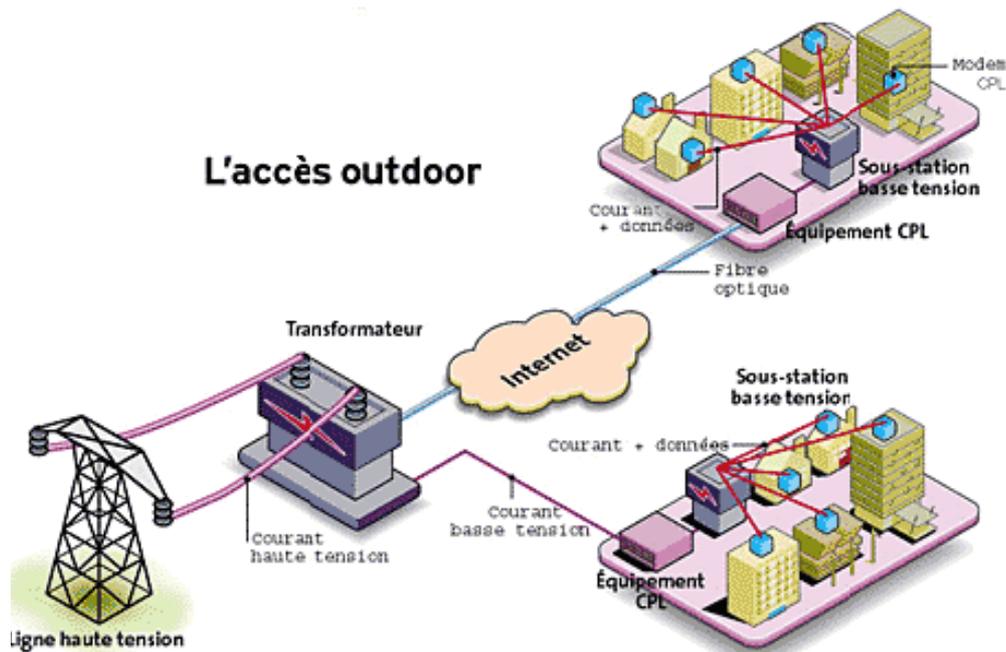


Figure I.1. Accès outdoor

*L'accès Outdoor peut-il constituer une solution pour les collectivités locales ?*

Dans de nombreuses parties du territoire, les opérateurs télécoms ont jugé non rentable l'ADSL et la mise en place de câblages classiques représente un investissement trop lourd. Le réseau haut débit semble réservé aux habitants de zones urbaines relativement densément peuplées, ainsi des zones d'activité économique importantes ne peuvent accéder à cette technologie pourtant essentielle à leur développement. Une possibilité pour les collectivités locales et les entreprises concernées est d'utiliser la technologie CPL afin d'acheminer un flux haut débit depuis un point d'accès préexistant. La capillarité extrêmement fine du réseau électrique permet en effet d'atteindre virtuellement l'ensemble du territoire, et en particulier les zones rurales qui semblaient jusqu'à présent exclues de la « révolution » haut débit.

Concrètement, les CPL sont complémentaires d'une technologie haut débit déjà installée et viennent remplacer la boucle locale qui n'a pas été mise en place pour cause de non rentabilité économique. Les CPL sont une plate-forme particulièrement flexible, qui peut se déployer suivant les cibles visées, par grappes au niveau d'un transformateur, et en complément avec d'autres infrastructures.

### I.3.2. Marché Indoor

Les solutions CPL commercialisées à ce jour, de type *Homeplug* pour l'indoor, sont des solutions parfaites pour étendre le réseau local et partager l'accès Internet haut débit existant, notamment à la maison ou en petite entreprise, avec une mise en oeuvre simple. Les boîtiers CPL se présentent en général avec un port Ethernet ou USB suivant le modèle choisi, et une connexion vers la prise électrique.

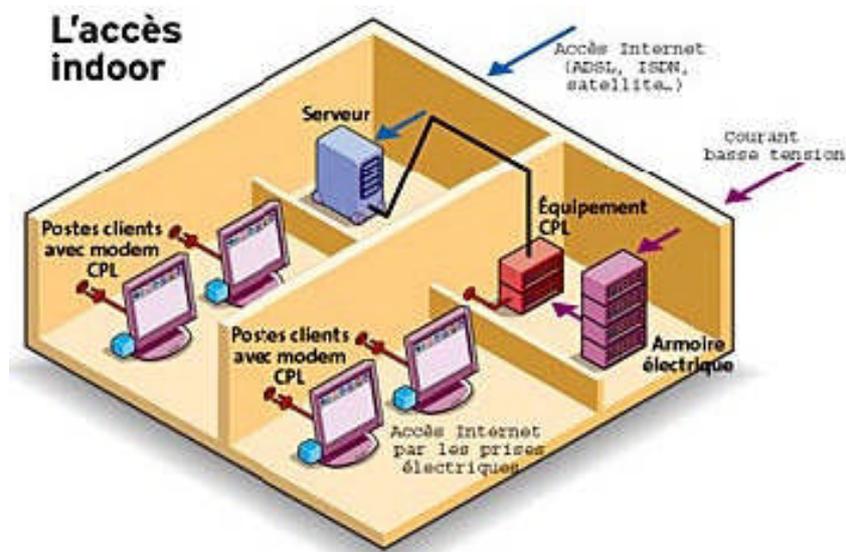


Figure I.2. Accès indoor

La mise en oeuvre d'une solution CPL en intérieur demande au niveau informatique comme configuration minimum un PC avec carte Ethernet ou une prise USB selon le choix du boîtier. Attention tout de même à la disponibilité des drivers (pour les modèles en USB) selon le système d'exploitation.

- Pour la mise en place d'un boîtier Ethernet, l'installation est équivalente à celle d'un réseau local Ethernet filaire.
- Pour la mise en place d'un boîtier USB, la configuration se fait via le pilote fourni, une carte réseau virtuelle est alors à configurer comme la carte Ethernet en réseau local.

Au niveau électrique, l'installation ne pose aucun souci à l'intérieur d'un logement derrière un compteur monophasé dans la mesure où les adaptateurs se branchent directement sur les prises électriques. En revanche l'intégration est plus complexe dans les immeubles, que ce soit en résidentiel avec une arrivée triphasée et différents compteurs, ou bien dans les bâtiments de grande taille, tels que des collèges, des hôpitaux ou immeubles administratifs. La mise en

œuvre d'une solution CPL « étendue » nécessite alors une double compétence : expertise en réseau électrique et en réseau informatique, ainsi que l'utilisation de matériel différent des boîtiers Homeplug vendus pour l'indoor.

La solution grand public actuellement vendue, Homeplug, possède un débit théorique de 14 Mbps. D'autres solutions existent toutefois avec des débits allant de 2 Mbps à 45 Mbps. Une solution à 200 Mbps a été testée en laboratoire. Les débits réels se voient amputés de la partie du trafic réservé à la gestion du système. Pour autant les débits obtenus restent suffisants pour la majorité des applications domestiques si on part des 14 Mbps de Homeplug par exemple.[1]

## **I.4. Avantages et inconvénients de la technologie**

### **I.4.1. Avantages**

Le CPL présente de nombreux avantages qui peuvent pousser les particuliers comme les entreprises à se connecter via cette technologie. En effet, il n'est pas nécessaire de réaliser une opération de câblage souvent coûteuse : le CPL utilise le réseau électrique existant. L'installation est assez aisée puisqu'elle se résume en « indoor » à brancher un adaptateur sur le périphérique que l'on souhaite connecter, et d'appliquer la clé de chiffrement utilisée.

Le gros atout réside dans le fait que le courant porteur permet une mobilité importante. Il suffit simplement d'une prise électrique (souvent une ou plusieurs dans chaque pièce d'un bâtiment) pour être connecté au réseau. C'est une solution qui est complémentaire aux autres, on peut donc faire coexister un réseau CPL avec du Wi-Fi et du câblage Ethernet.

Enfin, le CPL a de grandes chances s'imposer et de perdurer pour connecter de nombreux équipements électriques comme un réfrigérateur, un four, ou encore un portail électrique.

### **I.4.2. Inconvénients**

La technologie a cependant quelques points faibles comme le manque de standardisation et de normes (un seul standard reconnu actuellement). Cela mène donc à un problème d'inter-

opérabilité, que ce soit entre un réseau « indoor » et un réseau « outdoor », mais aussi entre différents équipements. Les débits ne sont plus suffisants pour répondre à la forte utilisation de bande passante que requièrent les nombreux services qui se lancent, comme notamment la vidéo à la demande.

De plus, le débit « indoor » est partagé, c'est-à-dire que si cinq utilisateurs sont connectés, le débit est divisé par cinq pour chacun des utilisateurs. La sécurité n'est pas non plus le point fort du CPL car le cryptage D.E.S. est dépassé. Il faut donc encore attendre pour bénéficier d'un cryptage plus avancé.

### **I.5. Services**

La technologie PLC constitue un grand potentiel pour les services en offrant des applications dans différents domaines : Accès large bande à Internet, téléphonie, applications énergétique de control et de commande, services de domotique, services audiovisuels et multimédia, etc...

### **I.6. Topologie générale du réseau électrique**

Les réseaux électrique se divisent en trois grande partie suivant le niveau de tension qu'ils transportent : La partie Haute tension (HT), Moyenne Tension (MT) et Basse Tension (BT). Les différentes étapes de l'acheminement de l'énergie électrique son : La production, transmission, subtransmission et distribution. Les réseaux de distribution sont divisés en deux parties: réseaux de distribution de moyenne tension et ceux de basse tension, également connus sous le nom de distribution primaire et secondaire.

### **I.7. Topologies de moyenne tension**

Les réseaux de moyenne tension peuvent transporter l'énergie dans une structure de double ou simple circuit.

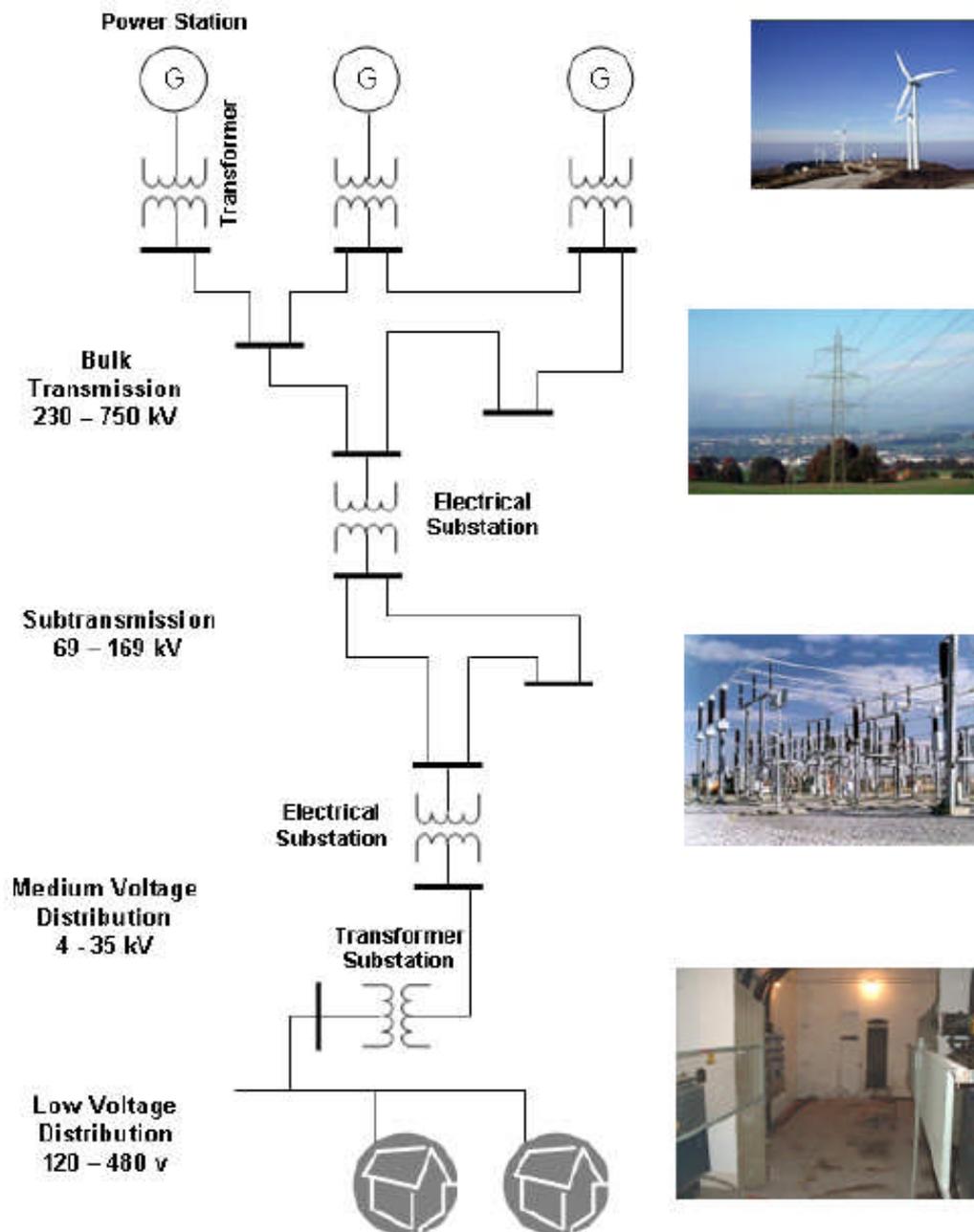


Figure I.3. Vue d'ensemble du système d'énergie électrique

### I.7.1. Double circuit ou double dérivation

Il consiste en deux lignes pour chaque phase, l'une d'entre elles agit comme canal de service et l'autre agit en tant que ligne de secours. Il permet d'éviter la surcharge des lignes et améliore la prévention d'éventuels dysfonctionnements. Cette topologie existe seulement dans des secteurs à haute densité ou avec des conditions spéciales. Le nombre moyen de transformateurs MT/BT sur le câble MT est de 20, mais il peut varier de 4 à 30. La distance entre deux transformateurs MT/BT varie, quant à elle, de 150 à 400 M.

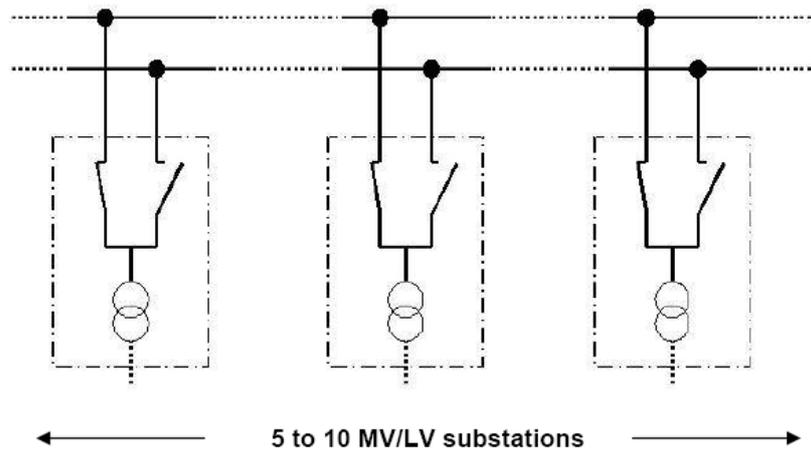


Figure I.4. Structure du double circuit

### I.7.2. Circuit simple

Il consiste en une ligne pour chaque phase. Le nombre moyen de transformateurs MT/ BT sur le câble MT est de 20, mais il peut varier de 4 à 30. La distance entre deux transformateurs MT/BT sur le câble MT est de 150 à 400 M. Dans les secteurs de densité faible, la distance entre les sous-stations est plus longue et peut aller jusqu'à 1000 mètres.

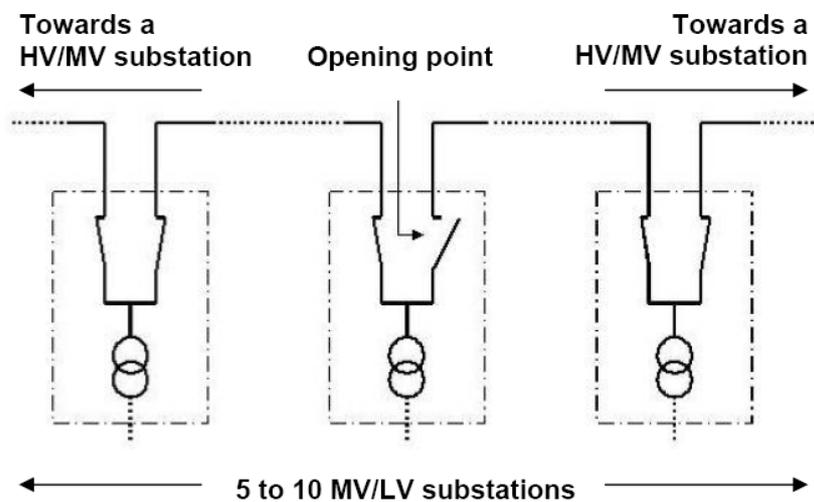


Figure I.5. Structure du circuit simple

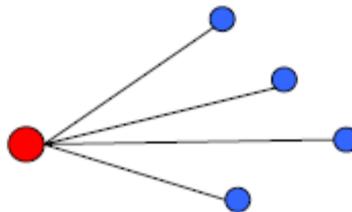
Il y a essentiellement trois topologies pour fournir l'électricité: radial, en anneau ou en maille :

### I.7.3. Topologies radiales

Cette topologie joint les sous-stations électriques (HT/MT) avec les sous-stations de transformateur (MT/BT) au moyen de lignes radiales. Ces lignes (ou conducteurs) peuvent

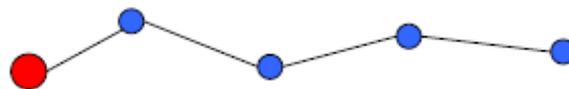
être propres à une sous-station de transformateur ou interconnecter plusieurs sous-stations de transformateur.

Un avantage du système radial grâce aux lignes MT, propres à chacune des sous-station, est la commande centralisée de toutes les sous-stations de transformateurs.



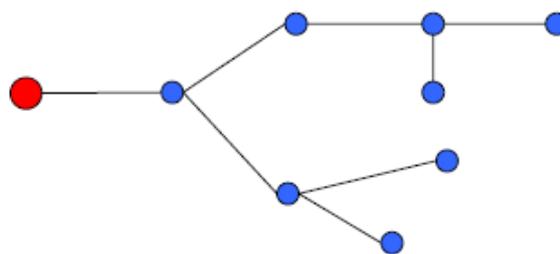
**Figure I.6. Topologie radiale. Lignes exclusives de système MT**

La structure d'une ligne de MT alimentant plusieurs sous-stations de transformateurs, en passant de l'une à l'autre est très commune. Ce système exige d'avoir des dispositifs de commande distribués, un pour chaque sous-station de transformateur.



**Figure I.7. Topologie radiale. Ligne simple de système MT**

Les deux systèmes sont tout à fait intuitifs. Ce qui implique une conception plus simple du réseau. La topologie arborescente est un mélange des deux précédentes. La ligne vient de la sous-station électrique, elle se divise, par la suite, en branches de plus en plus jusqu'à atteindre les sous-stations de transformateur.



**Figure I.8. Topologie radiale. Ligne Arbre-formée**

Les topologies radiales ont beaucoup plus d'avantage que les topologies maillées :

- Une facilité de protection contre le courant de défaut
- Un courant de défaut plus faible à travers le circuit
- Une commande plus facile de la tension
- Une prédiction et une commande plus faciles des flux de puissance
- Elle est moins coûteuse

### I.7.4. Topologies en anneau

Les topologies en anneau semblent surmonter les inconvénients des topologies radiales. Car la perte d'une branche d'une des lignes du système MT signifie interrompre l'alimentation électrique au delà de la partie défaillante, n'alimentant plus les sous-stations de transformateur correspondantes.

Par conséquent, la topologie en anneau peut être vue comme une topologie radiale améliorée en créant une boucle offrant des connexions aux autres lignes MT, c'est-à-dire, créant une redondance. Ces lignes sont encore actionnées radialement, mais si un défaut se produit sur un des l'une des lignes de la boucle, les commutateurs permettent à une certain niveau de la boucle présentant le défaut, d'être reconnectée rapidement. Normalement, ces commutateurs sont manuels, mais certaines entreprises d'électricité ont automatisé des commutateurs pour effectuer ces opérations automatiquement.

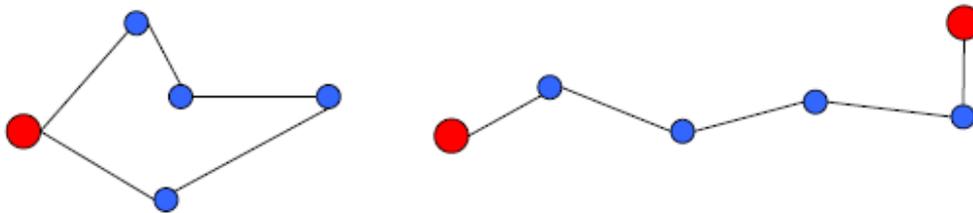


Figure I.9. Le schéma topologie d'anneau

### I.7.5. Topologies en maille

Une topologie en maille est un réseau dans lequel les sous-stations électriques et les sous-stations de transformateur sont interconnectées grâce à de nombreuses de lignes MT en forme de toile. Par conséquent, la puissance peut être fournie à travers plusieurs itinéraires. Si une ligne est déconnectée du réseau, la puissance peut être réacheminée à destination.

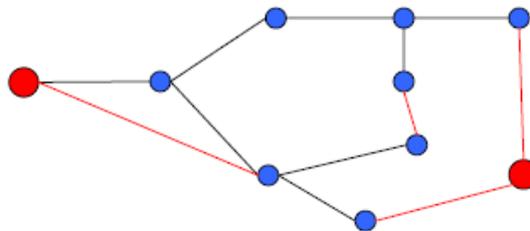


Figure I.10. Topologie en Maille

Ces réseaux sont plus complexes. Généralement les réseaux de moyenne tension (réseaux de distribution primaire) sont gérés en maille. Cependant, ils fonctionnent en tant que topologies

radiales en ouvrant certaines branches du réseau, en cas de déconnection de la ligne MT, d'autres connections qui ont été débranchés sont reliés au réseau assurant donc son fonctionnement. [2]

## I.8. Description des câbles MT

Le câble utilisé pour cette étude est standard, c'est ce qui est utilisé fréquemment dans les câblages des réseaux moyenne tension sous terrains. Il faut noter que contrairement à un réseau PLC installé sur un réseau MT aérien, celui installé sur un réseau sous terrain a un pouvoir de rayonnement est quasiment nul. Point de vue structure on distingue deux types de câbles MT : unipolaire et tripolaire. [3]

## I.9. Topologie du réseau PLC

La topologie générale d'un réseau de PLC est illustrée ci-dessous, où les trois parties principales du réseau et de l'équipement nécessaire de PLC sont départagées.

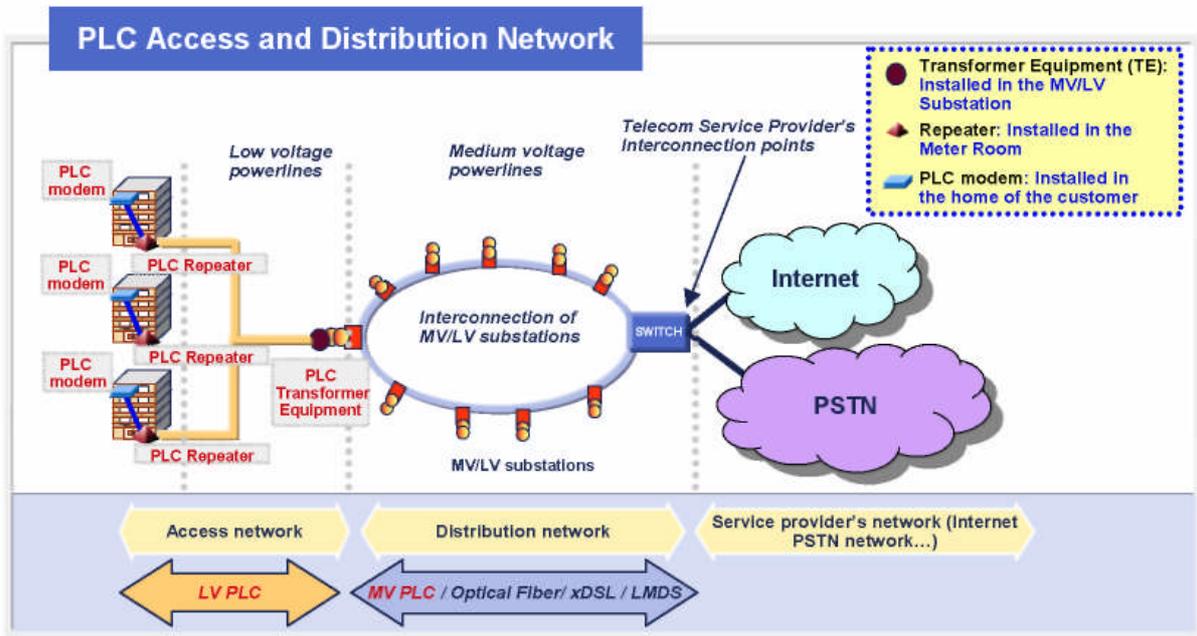


Figure I.11. « Réseau d'accès et de distribution de PLC ». Source : Usine nette d'Endesa

Trois parties du réseau PLC peuvent être différenciés dont voici les différentes descriptions :

### **I.9.1. Le réseau d'accès PLC**

Les réseaux basse tension servent de point d'accès au réseau de télécommunication, où la technologie PLC est employée.

Le réseau d'accès relie les modems PLC ou les autres équipements locaux se basant sur la technologie PLC, à travers les lignes électriques de basse tension avec l'équipement de transformateur PLC. La prise électrique conventionnelle devient un point de raccordement aux services de télécommunication. Les équipements locaux sont situés au niveau de l'habitation de l'utilisateur quant aux équipements de transformateur PLC dans les sous-stations MT/BT, qui font partie du réseau de distribution.

Le réseaux électrique aérien et souterrain de basse et moyenne tension conviennent parfaitement à la technologie PLC. On peut diviser le réseau d'accès en deux segments principaux :

- Le premier, à partir des équipements des utilisateurs jusqu'au répéteur à travers les lignes électriques du réseau basse tension des infrastructures.
- Le second, du répéteur à travers les lignes à basse tension jusqu'aux équipements de transformateur dans les sous-stations MT/BT.

La ligne électrique du modem pourrait être lié à un LAN existant au niveau du client, permettant à plusieurs utilisateurs de se relier et de partager la connexion, ce qui est une option particulièrement utile pour les petites entreprises. Il est également possible d'employer le réseau électrique interne pour installer un réseau à la maison, offrant ainsi le signal PLC dans toutes les chambres de la maison. La prise conventionnelle constitue un point de connexion au réseau PLC.

### **I.9.2. Le réseau de distribution PLC**

Le réseau de distribution relie les équipements de transformateurs PLC installés dans les sous-stations MT/BT. Cette interconnexion à plusieurs solutions possibles, qui peuvent être combinées :

- Le réseau de moyenne tension peut relier différentes sous-stations MT/BT en utilisant l'équipement PLC moyenne tension, servant ainsi comme un réseau de distribution et notons que le réseau MT conviens aussi bien a transport du signal PLC que le réseau

basse tension.

- Les fibres optiques existantes connectant les sous-stations MT/BT peuvent également être employées dans le réseau de distribution.
- En plus de la fibre optique et les PLC moyenne tension, d'autres technologies telles que le xDSL ou le LMDS peuvent être employés pour une solution combinée.

Généralement, les sous-stations MT/BT sont reliées à une des deux configurations d'anneau typiques que l'on prend comme référence :

- L'une utilisant plusieurs anneaux dans la même sous-station MT/BT.
- L'autre ayant des liens MT connectant deux sous-stations de MT/BT, permettant à une sous-station MT/BT d'être alimentée par deux sous-stations de MT/BT.

*NOTE* : Les deux architectures ont des chemins de protection (redondance) en cas d'échec et la deuxième architecture décrite ci-dessus implique que l'accès aux fibres optiques doit exister dans les deux sous-stations MT/BT.

### **I.9.3. Interconnexion aux réseaux fournisseurs de services (Internet, réseau PSTN4)**

À un certain point sur le réseau de distribution PLC il est nécessaire de relier le réseau fournisseur de services afin de fournir les services d'Internet et de téléphonie.

D'autres services de valeur, tels que la vidéo et les services multimédia peuvent également être établis dans ce segment du réseau, et pourraient être fournis par l'opérateur de PLC directement.

Selon les services à offrir, il y a de beaucoup de flexibilité dans la gamme d'équipement de télécommunication requis pour l'interconnexion. En général un équipement de rechange sera exigé pour la solution choisie.

Un des avantages de la PLC est que les appels téléphoniques entre les utilisateurs finals situés dans le même réseau de distribution n'ont pas besoin d'être commutés à d'autres réseaux d'opérateurs de télécommunication, Ceci signifie que le service de voix est donné sans frais supplémentaires par l'opérateur PLC quand les communicants sont des utilisateurs de PLC.[4]

Nous pouvons distinguer trois cas basiques de connexion entre le réseau électrique et le

réseaux des fournisseurs de service selon la topologie du réseau MT et le nombre de système HT/MT d'alimentation reliés aux stations: topologie en arbre, topologie de station à station et à la topologie en anneau.

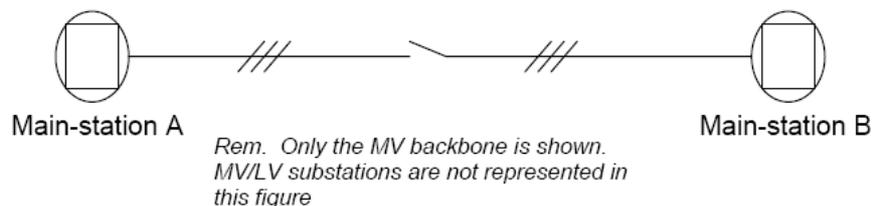
### *1.9.3.a. Topologie en arbre*

C'est le cas typique des secteurs ruraux alimentés par des lignes aériennes MT. Une station principale alimente une ligne principale MT (conducteur principal) et plusieurs lignes secondaires (conducteurs secondaires) sont reliées à lui comme branches formant une structure arborescente. Chaque branche peut être dédoublée et donner naissance à d'autres branches et ainsi de suite, chacun alimentant une ou plusieurs sous-stations.

Dans ce genre de réseau, servant les zones à faible densité et à faible charge (maisons dispersées), il n'y a pas toujours une possibilité de secours (aucune autre station principale dans la proximité n'est disponible pour relier l'ensemble). Cependant, et si possible, les réseaux interconnectés sont préférables afin d'offrir des possibilités de secours.

### *1.9.3.b. Topologie main-station à main-station*

Dans ce cas-ci les conducteurs provenant de deux main-stations arrivent à un point commun du commutateur permettant de les séparer ou de les relier. Ce genre de topologie avec des possibilités de secours est typique dans des secteurs urbains ou à charge élevée ou des secteurs où une haute qualité de service de puissance est requise.



**Figure I.12. Topologie Main-station à main-station**

### *1.9.3.c. Topologie simple en anneau*

Dans ce cas-ci deux conducteurs provenant de la même main-station arrivent à un point commun formant un anneau avec la possibilité de commutation. Cette topologie est très commune dans les secteurs urbains et suburbains.

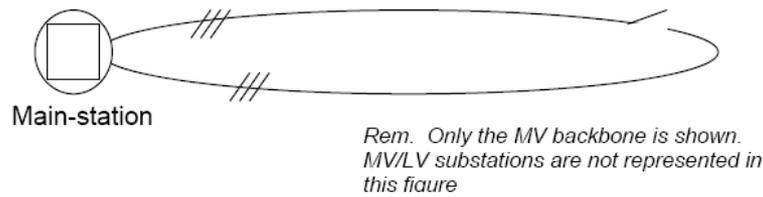


Figure I.13. Topologie simple en anneau

#### I.9.3.d. Autres topologies

Presque toutes autres topologies peuvent être considérées comme combinaison ou cas spéciaux décrits précédemment.

Par exemple, une structure d'anneau reliant deux main-stations ou plus peut être vue en tant que deux « topologies main-station a main-station enchaînées ». Il y a toujours au moins un point d'ouverture (commutateur) entre deux main-stations.

Très souvent, dans les topologies de type «topologie main-station a main-station» ou «topologie en anneau» on trouve également des dérivations (branches) sur le conducteur principal, ceci engendre des structures mixtes [2].

### I.10. Équipements PLC

Les trois principaux types d'équipement PLC sont les équipement locaux des utilisateurs, le répéteur ou l'équipement intermédiaire et l'équipement de transformateur.

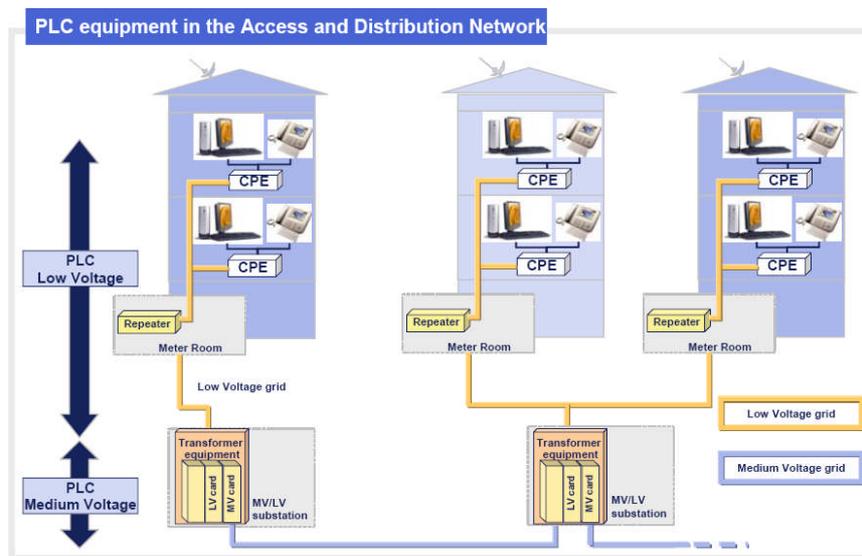


Figure I.14. Equipement PLC au réseau d'accès et de distribution

### I.10.1. Modem et équipements locaux des utilisateurs

Les équipements locaux des utilisateurs sont un dispositif PLC (ou un modem) situé dans l'habitation du client. À l'aide d'une prise électrique, les utilisateurs des équipements locaux reçoivent le signal de télécommunication et l'alimentation électrique en même temps.

Les équipements PLC des utilisateurs séparent la voix et les données circulant sur la ligne électrique, et permettent aux équipements tels que les PC et les téléphones conventionnels d'en tirer profit.

Il y a plusieurs genres d'équipements: des équipements seulement pour Internet (Ethernet et/ou USB), équipements pour Internet et la téléphonie (Ethernet et/ou ports USB + RJ-11), et par la suite les équipements pour la voix seulement (RJ-11).

Des fonctionnalités additionnelles, tel que le Wi-Fi intégré, ont déjà été développées pour les équipements locaux des utilisateurs. Les fabricants développent ces équipements afin qu'ils soient plus concurrentiel, pour des services de voix par exemple, et continuent à améliorer la conception externe (forme, dimensions, poids, boutons, etc.) afin de les rendre plus agréable à utiliser. Il devrait se baser plus sur les fonctionnalités de services vocaux intégrés (VoIP) à équipement PLC qui lui permet de se relier directement à un téléphone analogique standard.

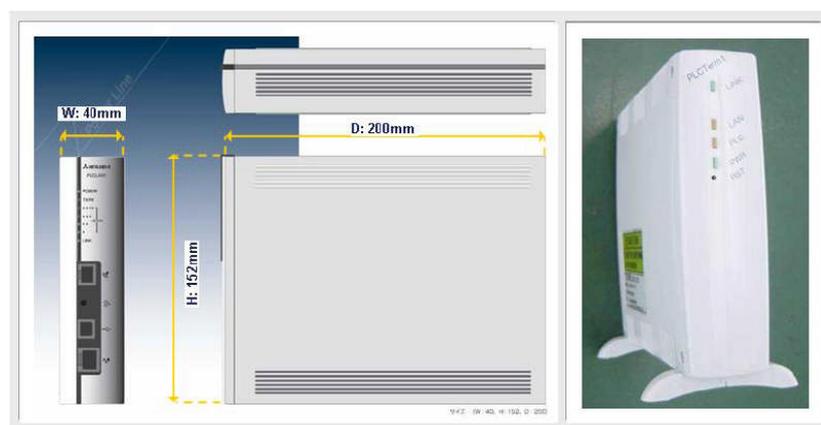


Figure I.15. Exemples de modems commerciaux de PLC

### I.10.2. Équipement de transformateur (ET)

L'équipement de transformateur est le dispositif PLC installé au niveau des sous-stations de transformateurs MT/BT. Il injecte le signal venant du réseau de distribution de PLC (câbles

électriques de moyenne tension, fibre optique, etc...) sur le réseau d'accès (câbles électriques de basse tension). Le flux de données est transmis à partir de équipement de transformateur aux équipements locaux des clients ou aux répéteurs au niveau d'un point full-duplex d'un groupe multipoint (voir Chapitre II).

Les équipements de transformateur moderne de la PLC ont une configuration modulaire flexible avec plusieurs cartes (voir la figure suivante) :



Figure I.16. Exemple équipement de transformateur pour PLC

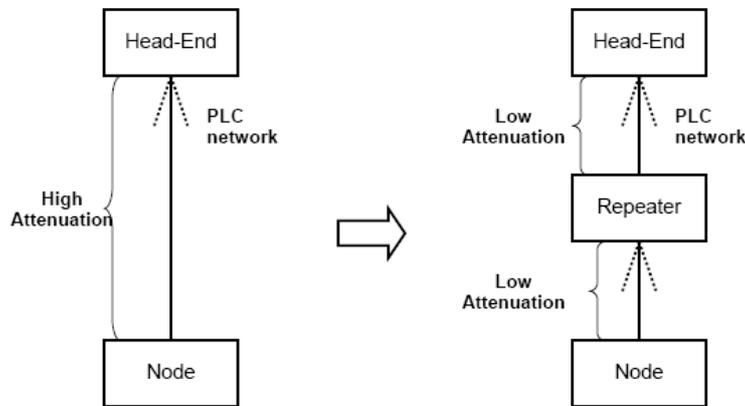
- Cartes de BT, qui injectent le signal de PLC venant du réseau de distribution de PLC sur les câbles électriques de basse tension.
- Cartes de système MT, qui permettent l'interconnexion des sous-stations MT/BT à travers le réseau moyenne de tension.
- Cartes Fast Ethernet ou Gigabit Ethernet: pour l'interconnexion des sous-stations MT/BT à travers les interfaces conventionnelles RJ-45 ou GbE, ce qui permet l'utilisation de la fibre optique existante ou d'autres technologies pour le réseau de distribution de PLC (xDSL, LMDS, etc.).

Les cartes installées dans les équipements de transformateurs seront différentes selon le rôle spécifique de l'équipement dans le réseau.

### I.10.3. Répéteur ou équipement intermédiaire (EI)

En raison de l'atténuation élevée dans les canaux des lignes électriques, l'utilisation des répéteurs (pour les deux systèmes MT et de BT) est parfois obligatoire pour assurer pleinement le fonctionnement du réseau de communication. Ces répéteurs ne limitent pas les

ressources disponibles et il n'y a aucune limitation de nombre sur le réseau : ils doivent être installés dans des stations adéquates afin de garantir que le signal arrivant à chaque noeud peut être correctement manipulé.



**Figure I.17. Principe de fonctionnement du répéteur**

Il récupère et re-injecte le signal de PLC venant des équipements transformateurs des sous-stations MT sur les lignes électriques BT des réseaux des utilisateurs locaux (jusqu'à une distance d'environ 300 mètres). Il est normalement installé dans les boîtiers ou armoires électriques de chaque bâtiment ou à un certain niveau intermédiaire sur les lignes électriques de basse tension ou de moyenne tension.

Parfois il est employée juste comme un noeud intermédiaire pour assurer et améliorer la largeur de la bande passante au niveau des branches difficiles du réseau ne servant pas forcément des utilisateurs directement.

Dans certains cas, selon la topologie électrique, le répéteur n'est pas exigé, puisque équipement transformateur établit un raccordement de haute qualité avec le réseau local de l'utilisateur.



**Figure I.18. Exemples de deux types de répéteurs**

#### I.10.4. Équipement accessoire : Unités de couplage

Les unités de couplage sont les accessoires requis pour injecter et adapter le signal de la communication aux lignes électriques (MT et BT). Plusieurs paramètres importants s'imposent pour effectuer un bon choix du circuit d'interface (ou d'accouplement). D'abord, les conditions rigoureuses de linéarité du système, ensuite il faut s'assurer d'obtenir le coût le moins élevé avec une qualité optimale, pour cette raison, il est évident que l'interface sera de nature passive, il ne faut pas non plus oublier de prendre en considération la qualité du signal et la facilité de l'installation de l'équipement [4].

Les solutions de couplage ont évolué de manière significative améliorant le temps d'installation, l'exécution des procédures, et la sécurité. Nous nous retrouvons donc, face à deux options principales d'interfaces :

- Les couplages inductifs injectent le signal par induction (par exemple : accouplement de ferrite).

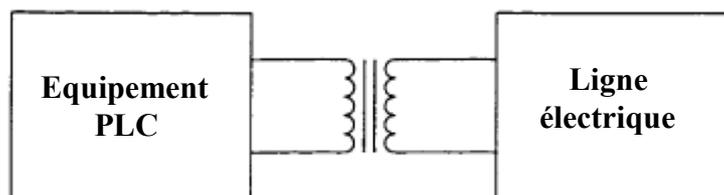


Figure I.19. Couplage inductif

Cette première option est en fait un couplage à travers un transformateur traditionnel. Utilisé surtout en pour les applications DSL et Etherne, un transformateur haute fréquence est utilisé pour créer des zéro basse fréquence dans la fonction de transfert du circuit d'interface (voir chapitre III). Si ce zéro est beaucoup plus élevé que 30 MHz et beaucoup plus faible qu'à 1 MHz, cette option nous permet donc d'atteindre le but désiré. En plus le transformateur assure une isolation galvanique entre la ligne moyenne tension et le circuit Emman/Récepteur PLC basse tension. Ainsi, si un pique de tension paraît subitement sur la ligne électrique, la tension de l'autre côté du coupleur demeure la même, le côté de basse tension ne sera pas affecté par cette montée subite. On peut donc dire que le transformateur fournit une mesure de sécurité et de robustesse pour l'installation. L'autre facteur important dans l'utilisation d'un transformateur de couplage c'est son prix, le transformateur requise a au moins une

bande passante de 30 MHz. Et peut supporter de très haute tension aux bornes de son enroulement. Il est donc très difficile de s'en procurer vu ses spécifications techniques ce qui augmente le coût du système PLC. De plus, les transformateurs de ce type sont relativement encombrants. Ce qui fait de cette option une solution plutôt adaptée au marché outdoor qu'au marché indoor.

- Les accouplements capacitifs injectent le signal par le contact direct avec les lignes à haute tension (par exemple : dirigez et accouplement de perforation).

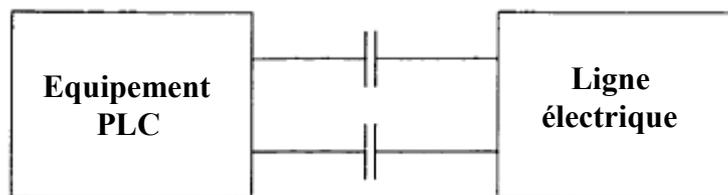


Figure I.20. Couplage capacitif

Dans cette configuration, les condensateurs créent une réponse passe-haut du premier ordre, où la constante de temps est représentée par la valeur des condensateurs et les impédances des réseaux de basse tension et haute tension. De plus la différence de fréquence entre le signal à haute tension et le signal de communication est énorme, donc des zéros de premier ordre simple de la fonction de transfert permettent de très bloquer parfaitement le courant porteur.

L'option de couplage capacitif a un avantage significatif de coût par rapport au transformateur. Car le coût de capacités pouvant manipuler le même niveau de tension que les transformateurs vus précédemment et beaucoup moins élevé, de plus il sont aussi beaucoup plus facile à installer et beaucoup moins encombrant, ce qui fait de ce type de couplage une solution beaucoup plus adéquate au marché indoor.[5]

#### I.10.5. Exemple de couplages :

La figure ci-dessous présente quelques exemples pratique de couplage avec deux couplages, inductif et capacitif, pour la moyenne tension et deux couplage, inductif et capacitif, pour la basse tension fabriqués par le constructeur *Aliance*.

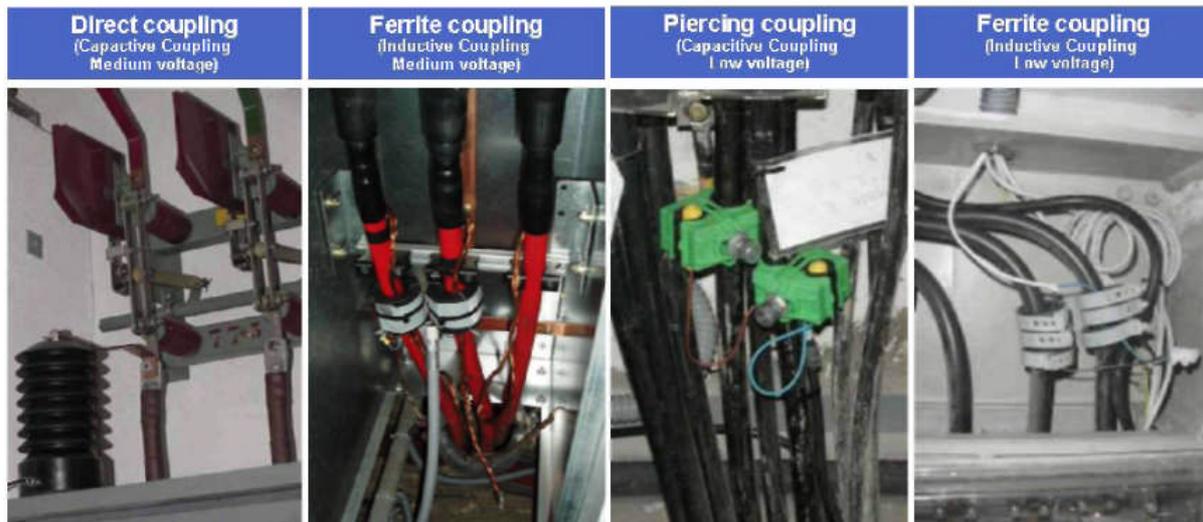


Figure I.21. Différent types de coupleurs MT et BT

Prenons le coupleur inductif Clampable de système PLC moyenne tension comme exemple particulier :

Pour coupler les signaux PLC aux lignes MT et BT sans entrer en contact avec les câbles, un circuit magnétique « est maintenu » autour de la ligne (ce circuit magnétique en fait un toroïdal a noyau en ferrite). Ainsi les signaux seront transmis avec de faible perte pour un grand choix de fréquence de 1-30 MHz.

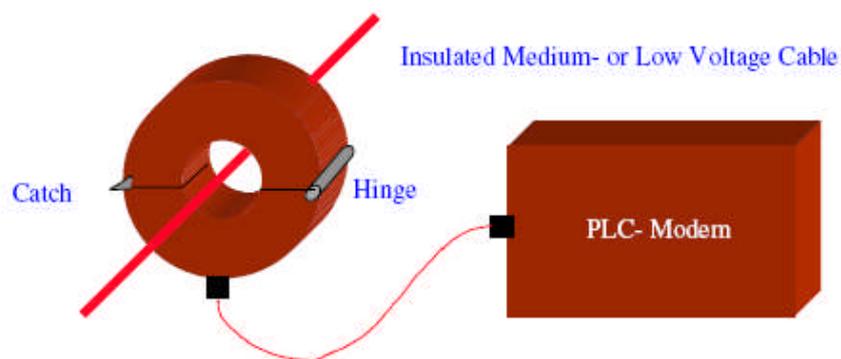


Figure I.22. Principe de l'opération

Cette image est un simple exemple pour expliquer le principe de raccordement, car il n'est pas possible de fixer directement le coupleur inductif directement sur une ligne non isolée.[6]

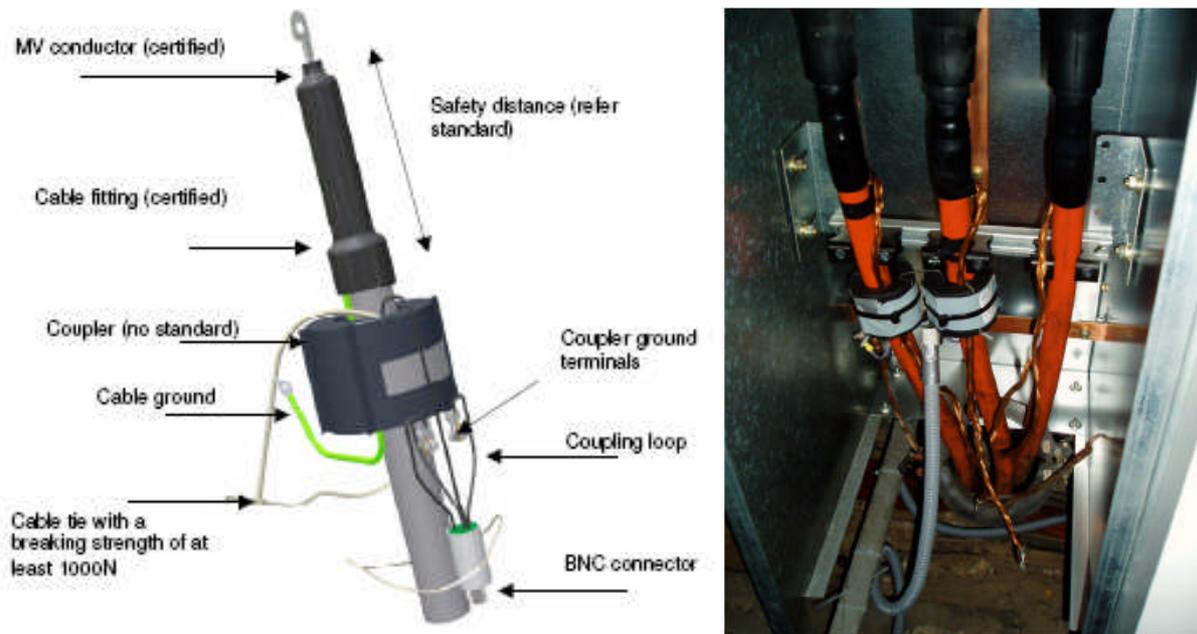


Figure I.23. Installation typique.

### 1.11. Installation de l'équipement

Le procédé d'installation des équipements locaux des consommateurs est facile, simplement en reliant ces équipements à une prise électrique sans aucun câblage additionnel au niveau des habitations. Les ordinateurs ont besoin d'une carte d'Ethernet ou de raccordement USB et la configuration habituelle pour des services Internet. Le téléphone n'a besoin d'aucune procédure d'installation spéciale (un téléphone analogique normal).

Pour l'installation de répéteur, la solution optimale de couplage est choisie de façon à récupérer le signal se trouvant sur la ligne MT, au niveau de la sous-station de transformateurs MT/BT, et le réinjecter sur la ligne électrique BT du client à travers le répéteur.

Pour l'installation de l'équipement de transformateurs, une carte BT est nécessaire pour des clients servis par des lignes électriques provenant des sous-stations de transformateur MT/BT où les équipements transformateurs sont installés. Selon la technologie utilisée pour l'interconnexion de la sous-station du système MT/BT au réseau de distribution PLC en anneau, les autres cartes peuvent être des cartes de MT, des cartes Fast Ethernet ou Gigabit Ethernet, etc...

Indépendamment de la nature hétérogène du réseau électrique et de son vieillissement, toutes

sortes de solutions ont été développées pour faire face à ces situations et se conformer aux performances des installations initiales.

De plus, le fournisseur développe et inclut de nouvelles fonctionnalités afin de faciliter les procédures d'installation de l'équipement PLC, en les rendant plus léger et plus compact, facilitant l'installation au niveau du différent emplacement. Des options de configuration automatique ont déjà été mises en application pour les équipements PLC et continuent à être développées.

# CHAPITRE

II

LES  
CONNAISSANCES  
PRELIMINAIRES

# LES CONNAISSANCES PRELIMINAIRES



## II.1. INTRODUCTION

La PLC est une technologie qui permet d'utiliser les lignes électriques basse et moyenne tension (220/380 Volts ou MT 10kV/60kV), pour y faire passer des ondes courtes à hautes fréquences sur la bande des 9KHz à 30 MHz, au moyen d'un couplage avec les signaux électriques (50Hz). Cette technologie vise donc à faire passer de l'information à bas débit ou haut débit sur les lignes électriques, le schéma ci-dessous montre un système de communication numérique utilisant la ligne électrique comme voie de transmission. L'émetteur se trouvant à gauche et le récepteur à droite. Les paramètres importants du système de communication sont l'impédance de sortie,  $Z_t$ , de l'émetteur et de l'impédance d'entrée,  $Z_i$ , du récepteur.

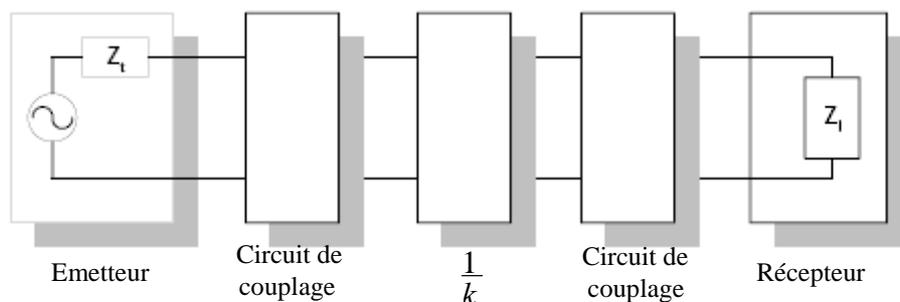


Figure II.1 : Système numérique de communication pour un canal sur ligne électrique.

Un circuit de couplage est utilisé pour lier le système de communication à la ligne électrique. Les circuits de couplage ont un double rôle. Premièrement, ils empêchent le signal de 50 hertz, employé pour la distribution d'énergie, d'endommager l'équipement de communication. Deuxièmement, ils garantissent que la majeure partie du signal reçu ou transmis est dans la bande de fréquence utilisée pour la communication. Ceci augmente la gamme dynamique du récepteur et assure que l'émetteur n'introduit aucune interférence sur le canal.

## II.2. Bande passante

Un circuit de données est assimilable à un filtre de type Passe Bande. Autrement dit, seule une certaine bande de fréquence est correctement transmise. La réponse spectrale d'un circuit parfait indique une atténuation totale de toutes les fréquences extérieures à la bande. Dans la pratique, la réponse n'est pas aussi franche, et on définit en général la bande passante (encore appelé largeur de bande du circuit) par :  $W = f_2 - f_1$  ( $W$  est exprimé en Hertz (Hz))

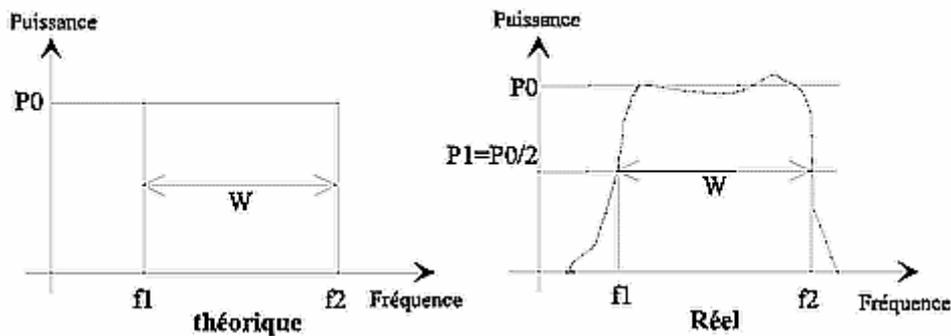


Figure II.2 : Bande Passante

Ces deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$ , limitant la bande passante, correspondent à une puissance transmise  $P_1 = \frac{P_0}{2}$ , avec  $P_0$  représentant la puissance dans la bande. Cette largeur de bande

est dite à 3 dB (décibel) :  $10 \log_{10} \frac{P_0}{P_1} = 10 \log_{10} 2 = 3dB$ .

La bande passante est très importante pour un circuit de données puisqu'elle détermine directement sa capacité de transmission.

## II.3. Capacité d'une voie

Dés 1924, H. Nyquist prouvait de façon empirique que la capacité d'un circuit de donnée est limitée par sa bande passante :  $C = 2 W$

C'est C. Shannon qui en 1949 a prouvé que la capacité d'un canal de transmission n'était pas seulement limitée par la bande passante mais aussi par le rapport Signal/Bruit :

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{S}{B} \right) \text{ en Bits/s [7]}$$

## II.4. Définitions et appellations

☞ Un *symbole* est un élément d'un alphabet. Si  $M$  est la taille de l'alphabet, le symbole est alors dit *M-aire*. Lorsque  $M=2$ , le symbole est dit binaire. En groupant, sous forme d'un bloc,  $n$  symboles binaires indépendants, on obtient un alphabet de  $M = 2^n$  symboles *M-aires*. Ainsi un symbole *M-aire* véhicule l'équivalent de  $n = \log_2 M$  bits.

☞ La *rapidité de modulation*  $R$  se définit comme étant le nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément. Un changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états.

La "rapidité de modulation"  $R = \frac{1}{T}$  s'exprime en "bauds".

☞ La *débit binaire*  $D$  se définit comme étant le nombre de bits transmis par seconde. Il sera égal ou supérieur à la rapidité de modulation selon qu'un changement d'état représentera un bit ou un groupement de bits.

Le "débit binaire"  $D = \frac{1}{T_b}$  s'exprime en "bits par seconde".

Pour un alphabet *M-aire*, on a la relation fondamentale :  $T = nT_b$  soit  $D = n R$ .

Il y a égalité entre débit de source et rapidité de modulation uniquement dans le cas d'une source binaire (alphabet binaire).

La qualité d'une liaison est liée au *taux d'erreur par bit* :

$$T.E.B = \frac{\text{nombre de bits faux}}{\text{nombre de bits transmis}}$$

On notera la différence entre  $P_e$  et TEB. Au sens statistique, on a  $P_e = E(\text{TEB})$ . TEB tend vers  $P_e$  si le nombre de bits transmis tend vers l'infini.

☞ L'*efficacité spectrale* d'une modulation se définit par le paramètre  $\eta = \frac{D}{W}$  et s'exprime en "bit/seconde/Hz". La valeur  $D$  est le "débit binaire" et  $B$  est la largeur de la bande occupée par le signal modulé. Pour un signal utilisant des symboles Maires, on aura :

$\eta = \frac{1}{T.W} \log_2 M$  bit/sec/Hz. Remarquons que pour  $W$  et  $T$  donnés, l'efficacité spectrale augmente, comme on pouvait s'y attendre, avec le nombre de bit/symbole  $n = \log_2 M$ . C'est en effet la raison d'être de la modulation *M-aire*. [8]

## II.5. Sens de transmission

Pour communiquer des informations entre deux points il existe différentes possibilités pour le sens de transmission :

- Liaisons unidirectionnelles,
- Liaisons bidirectionnelles,
- Liaisons bidirectionnelles simultanées.

La liaison unidirectionnelle ou simplex a toujours lieu dans le même sens Emetteur/Récepteur.



Figure II.3 : Liaison unidirectionnelle

La liaison bidirectionnelles ou à l'alternat ou semi-duplex ou half-duplex permet de faire dialoguer l'émetteur et le récepteur à tour de rôle.

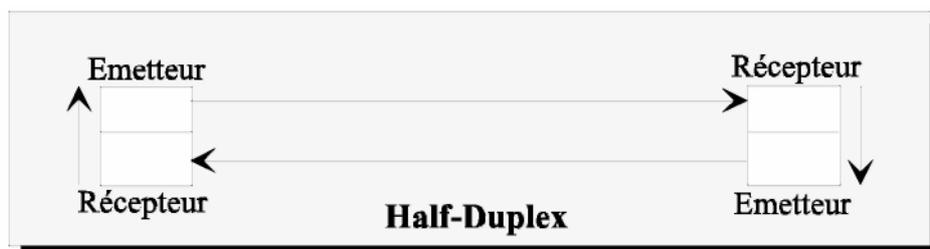


Figure II.4: Liaison bidirectionnelle

La liaison bidirectionnelle simultanée ou duplex ou full-duplex permet une transmission simultanée dans les deux sens.

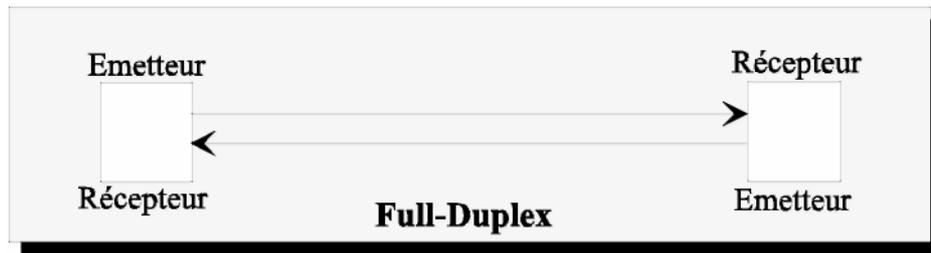


Figure II.5 : liaison bidirectionnelle simultanée

## II.6. La Transmission bande de base

La transmission bande de base consiste à émettre sur la ligne (médium) des courants qui reflètent les bits du caractère à transmettre. Dans le cadre de telle transmission, le MODEM (**MO**dulateur **DE**Modulateur) est réduit à un codeur dont le rôle est de substituer au signal initial un autre signal similaire mais dont le spectre est mieux adapté à la ligne.

Il s'agit en fait, pour résumer, de dire que la transformation qui a lieu est du type *NUMERIQUE/NUMERIQUE*.

Pour illustrer ce propos nous allons étudier quelques transformations particulières avec la suite de bits suivante : *1001011101*

Dont la représentation sous la forme d'un signal électrique est donnée par la figure suivante :

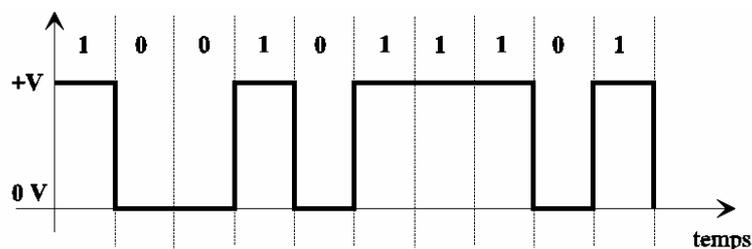


Figure II.6 : Représentation de la trame 1001011101

Cette représentation est faite sous la forme de créneaux unipolaires avec une tension positive +V pour les niveaux logique '1', et une tension nulle 0V pour les niveaux logique '0'.

### II.6.1. Le code NRZ

Les niveaux '0' sont codés par une tension  $-V$ . Les niveaux '1' sont codés par une tension  $+V$

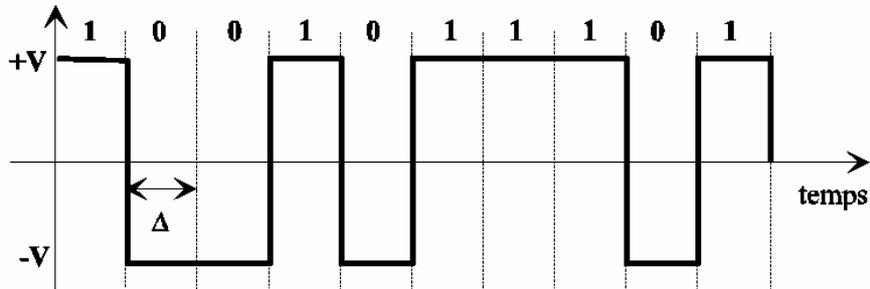


Figure II.7 : Code NRZ

### II.6.2. Le code Bipolaire

Les niveaux '0' sont codés par une tension Nulle (0V). Les niveaux '1' sont codés alternativement par un niveau  $+V$  et  $-V$

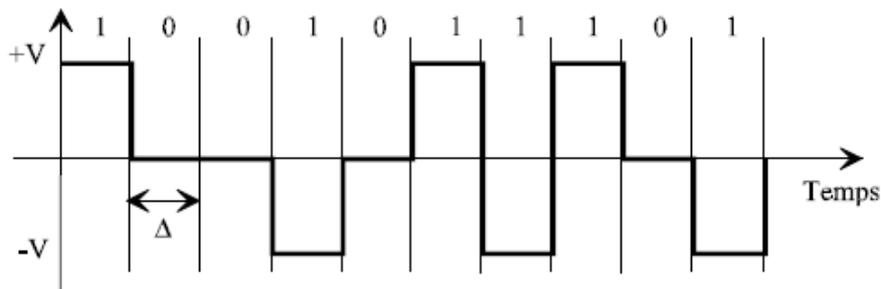


Figure II.8: Code Bipolaire

### II.6.3. Le code Bipolaire à haute densité (BHD)

Le niveau logique à coder pendant un moment élémentaire dépend des états précédents. Le niveau logique '1' provoque un changement de polarité sur le signal. Le niveau logique '0' fait passer le signal alternativement entre la polarité précédente et la valeur nulle (0V).

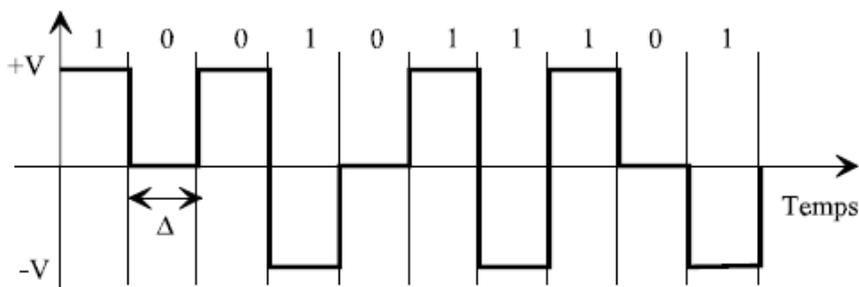


Figure II.9: Code BHD

### II.6.4. Le code DELAY MODE

Le niveau logique à coder pendant un moment élémentaire dépend de l'état précédent. Le niveau logique '1' provoque un changement de polarité sur le signal au milieu du moment élémentaire. Le niveau logique '0' provoque un changement de polarité sur le signal au début du moment élémentaire si le niveau logique précédent était un '0' ou laisse le signal constant si le niveau logique précédent était un '1'.

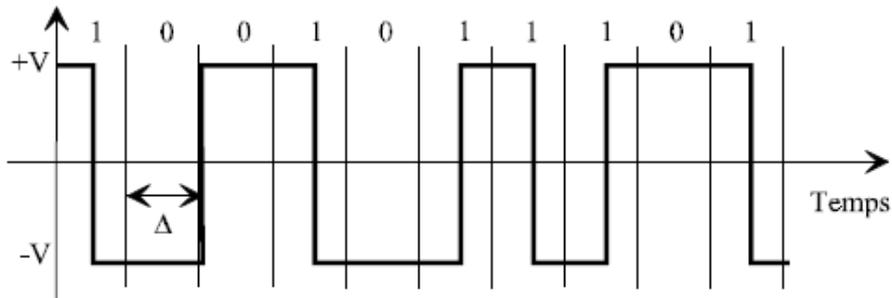


Figure II.10: Code DELAY MODE

### II.6.5. Le code Manchester ou Biphase-L

Le niveau logique '0' provoque le passage de +V à -V au milieu du moment élémentaire. Le niveau logique '1' provoque le passage de -V à +V au milieu du moment élémentaire.

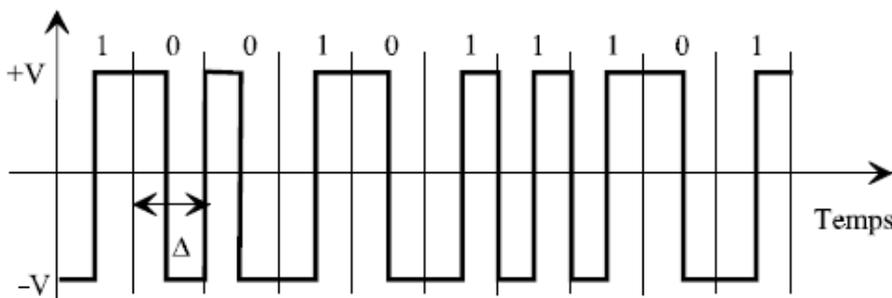


Figure II.11: code Manchester ou Biphase-L

### II.6.6. Le code Biphase M

Le niveau logique '0' laisse le signal électrique constant pendant le moment élémentaire de manière alternative. Le niveau logique '1' provoque le passage de +V à -V au milieu du moment élémentaire.

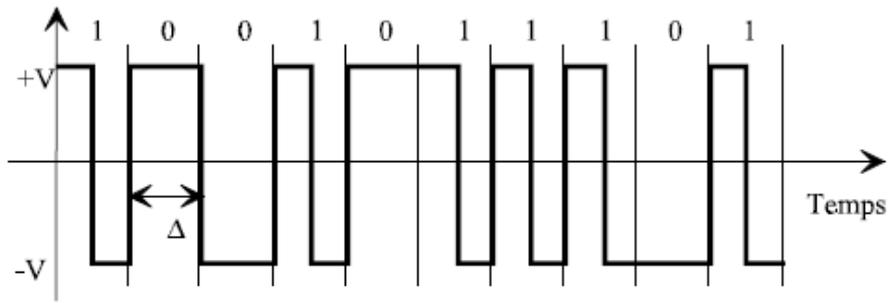


Figure II.12: Code Biphase M

### II.6.7. Le code bipolaire RZ

Le niveau logique '0' laisse le signal électrique constant à 0 V pendant le moment élémentaire, Le niveau logique '1' fait passer la tension de 0 vers un pôle positif ou négatif pendant un court instant dans le moment élémentaire et ceci de manière alternative.

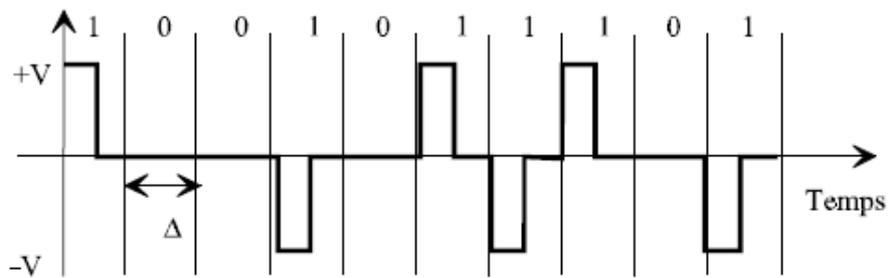


Figure II.13: Code Bipolaire RZ

### II.6.8. Le code Manchester différentiel

Le niveau logique '0' du moment élémentaire t recopie le signal du moment élémentaire t-1. Le niveau logique '1' du moment élémentaire t inverse le signal du moment élémentaire t-1[7]

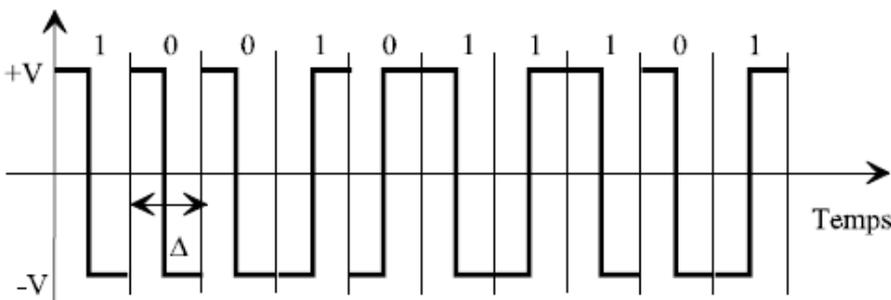


Figure II.14: Code Manchester différentiel

## II.7. Les modulations numériques

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse  $S(t) = A \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)$  centrée sur la bande de fréquence du canal.

Les paramètres modifiables sont :

- L'amplitude :  $A$
- La fréquence :  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$
- La phase:  $\varphi_0$

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles.

Dans les procédés de modulation *M-aire*, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui prends  $M$  valeurs. Ceci permet d'associer à un état de modulation un mot de  $n$  digits binaires. Le nombre d'états est donc  $M = 2^n$ . Ces  $n$  digits proviennent du découpage en paquets de  $n$  digits du train binaire issu du codeur.

Les types de modulation les plus fréquemment rencontrés sont les suivants :

- Modulation par Déplacement d'Amplitude MDA (Amplitude Shift Keying ASK).
- Modulation par Déplacement de Phase MDP (Phase Shift Keying PSK).
- Modulation par Déplacement de Fréquence MDF (Frequency Shift Keying FSK).
- Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature MAQ (Quadrature Amplitude modulation QAM)

### II.7.1. Principes de modulations numériques

Le message à transmettre est issu d'une source binaire.

Le signal modulant, obtenu après codage, est un signal en bande de base, éventuellement complexe, qui s'écrit sous la forme :

$$c(t) = \sum_k c_k \cdot g(t - kT) = c_k(t) = a_k(t) + jb_k(t) \text{ avec } c_k = a_k + jb_k$$

La fonction  $g(t)$  est une forme d'onde qui est prise en considération dans l'intervalle  $[0, T[$  puisque  $t$  doit vérifier la relation :  $kT \leq t < (k+1)T$ .

Dans les modulations MDA, MDP et MAQ, la modulation transforme ce signal  $c(t)$  en un signal modulé  $m(t)$  tel que :

$$m(t) = \text{Re} \left[ \sum_k c_k(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right]$$

La fréquence  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$  et la phase  $\varphi_0$  caractérisent la sinusoïde porteuse utilisée pour la modulation.

Si les  $c_k(t) = a_k(t) + jb_k(t)$  sont réels ( $b_k(t) = 0$ ), la modulation est dite unidimensionnelle, et s'ils sont complexes la modulation est dite bidimensionnelle.

Le signal modulé s'écrit aussi plus simplement :

$$m(t) = \sum_k a_k(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \sum_k b_k(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Ou encore :

$$m(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

En posant :  $a(t) = \sum_k a_k(t)$  et  $b(t) = \sum_k b_k(t)$

Le signal  $a(t) = \sum_k a_k(t)$  module en amplitude la porteuse en phase  $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$  et le signal

$b(t) = \sum_k b_k(t)$  module en amplitude la porteuse en quadrature  $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$

Dans la plupart des cas les signaux élémentaires  $a_k(t)$  et  $b_k(t)$  sont identiques à un coefficient près et ils utilisent la même forme d'impulsion  $g(t)$  appelée aussi "formant".

$$a_k(t) = a_k g(t - kT) \text{ et } b_k(t) = b_k g(t - kT)$$

Les deux signaux  $a(t)$  et  $b(t)$  sont aussi appelés "trains modulants" et s'écrivent :

$$a(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \text{ et } b(t) = \sum_k b_k g(t - kT)$$

Les symboles  $a_k$  et  $b_k$  prennent respectivement leurs valeurs dans l'alphabet (A1, A2,... AM) et dans l'alphabet (B1, B2,... BM).

Le schéma théorique du modulateur est représenté sur la figure suivante :

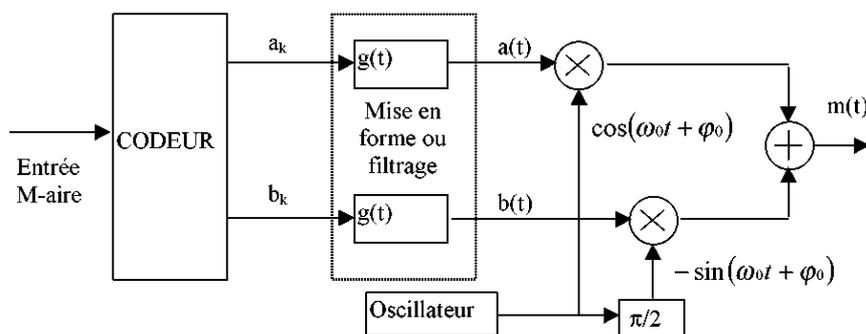


Figure II.15: Forme générale du modulateur

Les différents types de modulations sont définies par les alphabets décrits ici dessus et par la fonction  $g(t)$ .

A chaque symbole émis correspond un signal élémentaires de la forme :

$$m(t) = a_k g(t - kT) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b_k g(t - kT) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

qui peut être représentés (voir figure suivante) dans un espace à deux dimensions dont les vecteurs de base sont :  $g(t - kT) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$  et  $g(t - kT) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$  (*Décomposition de Fresnel*).

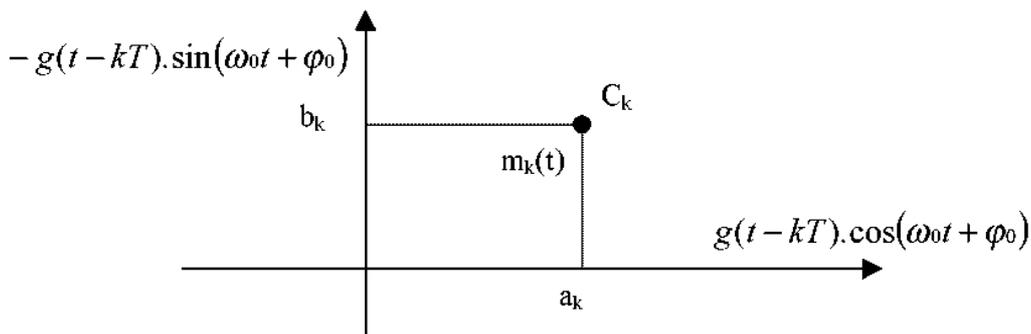


Figure II.16: Position d'un symbole dans le plan de Fresnel

Le signal modulé  $m(t)$  véhicule des informations distinctes à travers  $a_k(t)$  et  $b_k(t)$  qui sont deux signaux en bande de base appelés respectivement composante en phase (I en anglais) et composante en quadrature (Q en anglais). La récupération de  $a_k(t)$  et  $b_k(t)$  sera possible uniquement si ces deux signaux sont de bande limitée à l'intervalle  $[-B, B]$  avec  $B < f_0$  (Condition de Rayghley).

Une représentation dans le plan complexe qui fait correspondre à chaque signal élémentaire un point  $C_k = A_k + jB_k$  permet de différencier chaque type de modulation. L'ensemble de ces points associés aux symboles porte le nom de constellation.

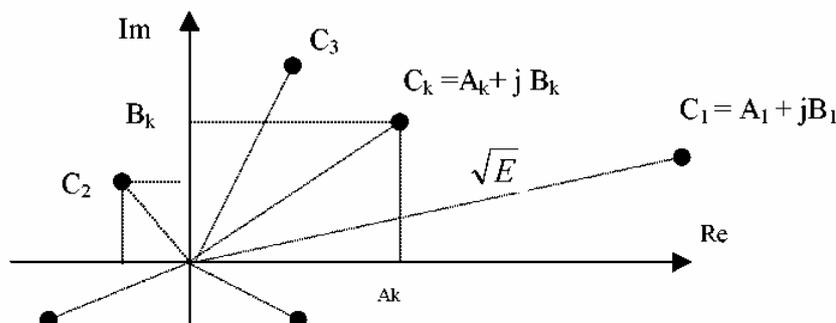


Figure II.17: Définition d'une constellation numérique

Le choix de la répartition des points dépend des critères suivants :

- Pour pouvoir distinguer deux symboles, il faut respecter une distance minimale  $d_{\min}$ , entre les points représentatifs de ces symboles. Plus cette distance est grande et plus la probabilité d'erreur sera faible. La distance minimale entre tous les symboles est :

$$d_{\min} = \underset{i \neq j}{\text{Min}}(d_{ij}) \text{ avec } d_{ij} = |C_i - C_j|^2$$

- A chaque symbole émis correspond un signal élémentaires  $m_k(t)$  et par la même une énergie nécessaire à la transmission de ce symbole. Dans la constellation, la distance entre un point et l'origine est proportionnelle à la racine carrée de l'énergie qu'il faut fournir pendant l'intervalle de temps  $[kT, (k+1)T[$  pour émettre ce symbole. La puissance moyenne d'émission des symboles est assimilable à  $\sum_i |C_i|^2$  et la puissance

$$\text{crête à } \underset{i}{\text{Max}} |C_i|^2.$$

Les deux critères évoqués ci-dessus sont antagonistes puisque l'on serait tenté d'une part d'éloigner les symboles au maximum pour diminuer la probabilité d'erreur et d'autre part, de les rapprocher de l'origine pour minimiser l'énergie nécessaire à la transmission.

*Les critères de choix d'une modulation sont :*

- La constellation qui suivant les applications mettra en évidence une faible énergie nécessaire à la transmission des symboles ou une faible probabilité d'erreur.
- L'occupation spectrale du signal modulé.
- La simplicité de réalisation (avec éventuellement une symétrie entre les points de la constellation).

### **Remarque**

Concernant la Densité Spectrale de Puissance (DSP) du signal modulé  $m(t)$ , on rappelle que si  $\alpha_m(t) = x_c(t) + jx_s(t)$  représente le signal en bande de base de  $m(t) = \text{Re} [\alpha_m(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \theta_0)}]$  et si

$\gamma_{\alpha_m}(f)$  est la DSP de  $\alpha_m(t)$  alors la DSP du signal modulé  $m(t)$  sera:

$$\gamma_m(f) = \frac{1}{4} [\gamma_{\alpha_m}(f - f_0) + \gamma_{\alpha_m}(-f - f_0)]$$

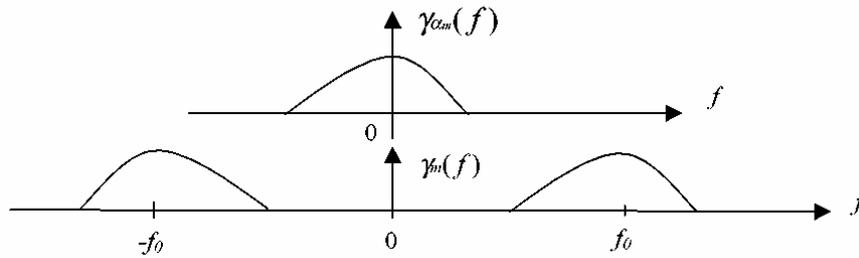


Figure II.18: Densité spectrale de puissance

Lorsque la modulation est linéaire, l'opération de modulation a pour effet dans la plupart des cas de translater la densité spectrale de puissance (DSP) du signal modulant. La DSP du signal modulé  $m(t)$  est aussi liée à la forme de l'onde  $g(t)$ , (qui sera souvent rectangulaire) par sa transformée de Fourier  $G(f)$ .

### II.7.2. Modulation par Déplacement d'Amplitude (MDA)

Cette modulation est obtenue en jouant sur la valeur de  $A$  (l'amplitude), en donnant une valeur  $V_l$  pour un niveau logique '0' et en donnant une valeur  $V_h$  pour un niveau logique '1'.

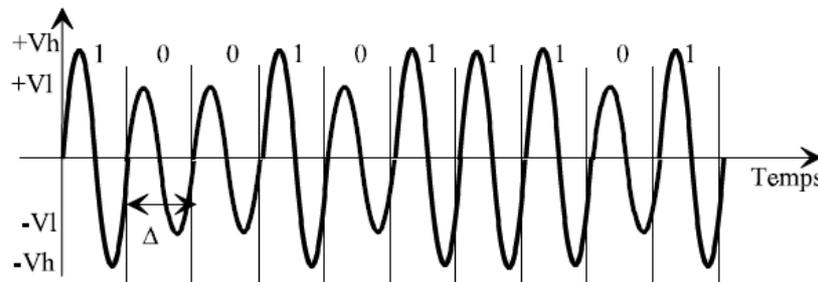


Figure II.19 : Exemple de la MDA

### II.7.3. Modulation par Déplacement de Phase (MDP)

Cette modulation est obtenue en jouant sur la valeur de  $\varphi$ , en donnant une valeur  $\varphi_0$  pour un niveau logique '0' et en donnant une valeur  $\varphi_1$  pour un niveau logique '1'.

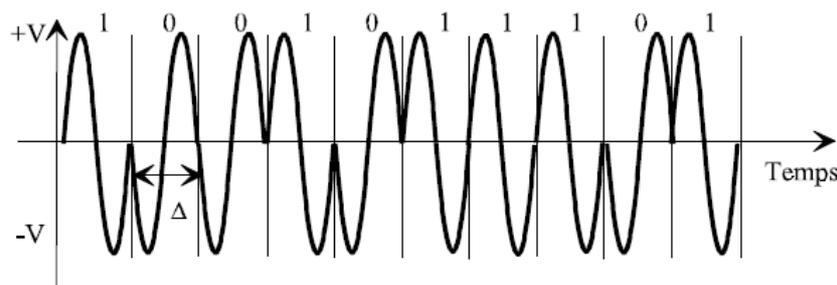


Figure II.20 : Exemple de la MDP

**II.7.4. Modulation par Déplacement de Fréquence (MDF)**

Cette modulation est obtenue en jouant sur la valeur de  $\omega$ , en donnant une valeur  $\omega_0$  pour un niveau logique '0' et en donnant une valeur  $\omega_1$  pour un niveau logique '1'.

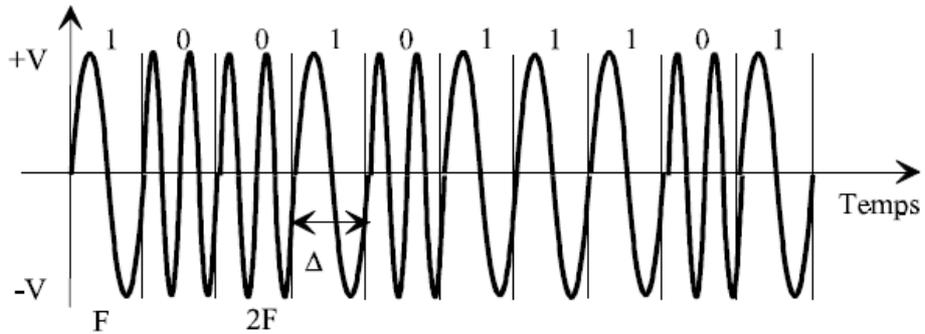


Figure II.21 : Exemple e la MDF

**II.7.5. Autres Exemples**

*Modulation de phase à 4 moments (codage de 2 bits avec les combinaisons 00, 01, 10, 11).*

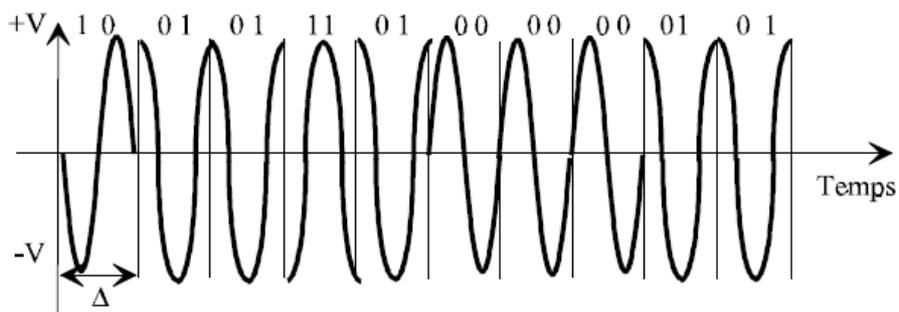


Figure II.22 : Modulation de phase à 4 moments

*Modulation d'amplitude et de phase à 8 moments (codage de 3 bits).*

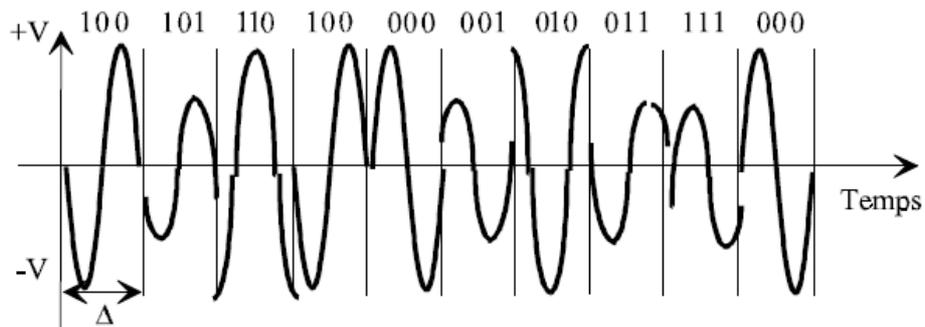


Figure II.23: Modulation d'amplitude et de phase à 8 moments

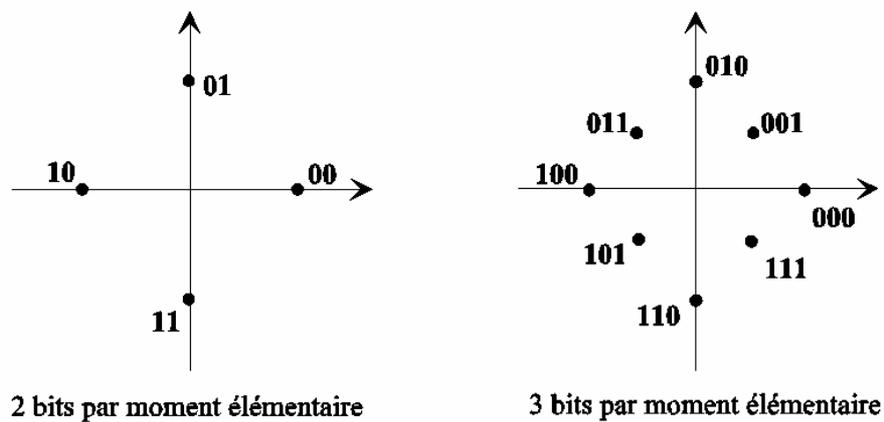


Figure II.24: Diagramme Spatial

### II.7.6. Modulation d'Amplitude sur deux porteuses en Quadratures (MAQ)

Les modulations d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ) sont aussi appelées par leur abréviation anglaise : QAM pour "Quadrature Amplitude modulation".

C'est une modulation dite bidimensionnelle.

La MDA et la MDP ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points  $M$  est grand. En effet, dans la MDA les points de la constellation sont sur une droite, et dans la MDP les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan.

Pour faire cela, nous avons vu que le signal modulé  $m(t)$  peut s'écrire :

$$m(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Et que les deux signaux  $a(t)$  et  $b(t)$  ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \text{ et } b(t) = \sum_k b_k g(t - kT)$$

Le signal modulé  $m(t)$  est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude par les deux signaux  $a(t)$  et  $b(t)$ .

### II.7.7. Les constellations MAQ-M

Les symboles  $a_k$  et  $b_k$  prennent respectivement leurs valeurs dans deux alphabets à  $M$  éléments ( $A_1, A_2, \dots, A_M$ ) et ( $B_1, B_2, \dots, B_M$ ) donnant ainsi naissance à une modulation possédant un nombre  $E = M^2$  états. Chaque état est donc représenté par un couple  $(a_k, b_k)$  ou ce qui revient au même par un symbole complexe  $c_k = a_k + j b_k$ .

Dans le cas particulier mais très fréquent où  $M$  peut s'écrire  $M = 2^n$ , alors les  $a_k$  représentent un mot de  $n$  bits et les  $b_k$  représentent aussi un mot de  $n$  bits. Le symbole complexe  $c_k = a_k + j b_k$  peut par conséquent représenter un mot de  $2n$  bits. L'intérêt de cette configuration est que le signal  $m(t)$  est alors obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles  $a_k$  et  $b_k$  indépendants. De plus, les symboles  $a_k$  et  $b_k$  prennent très souvent leurs valeurs dans un même alphabet à  $M$  éléments.

Par exemple, la MAQ-16 est construite à partir de symboles  $a_k$  et  $b_k$  qui prennent leurs valeurs dans l'alphabet  $\{\pm d, \pm 3d\}$  où  $d$  est une constante donnée. Une représentation de la constellation de cette modulation est donnée figure 25. La MAQ-16 a été souvent utilisée, notamment pour la transmission sur ligne téléphonique du RTC (à 9600 bit/s) et pour les faisceaux hertziens à grande capacité (140 Mbits/s) développés dans les années 1980.

Plus généralement lorsque les symboles  $a_k$  et  $b_k$  prennent leurs valeurs dans l'alphabet  $\{\pm d, \pm 3d, \pm 5d, \dots, \pm (M-1)d\}$  avec  $M = 2^n$ , on obtient une modulation à  $2^{2n}$  états et une constellation avec un contour carré dont font partie la MAQ-4, la MAQ-16, la MAQ-64 et la MAQ-256.[8]

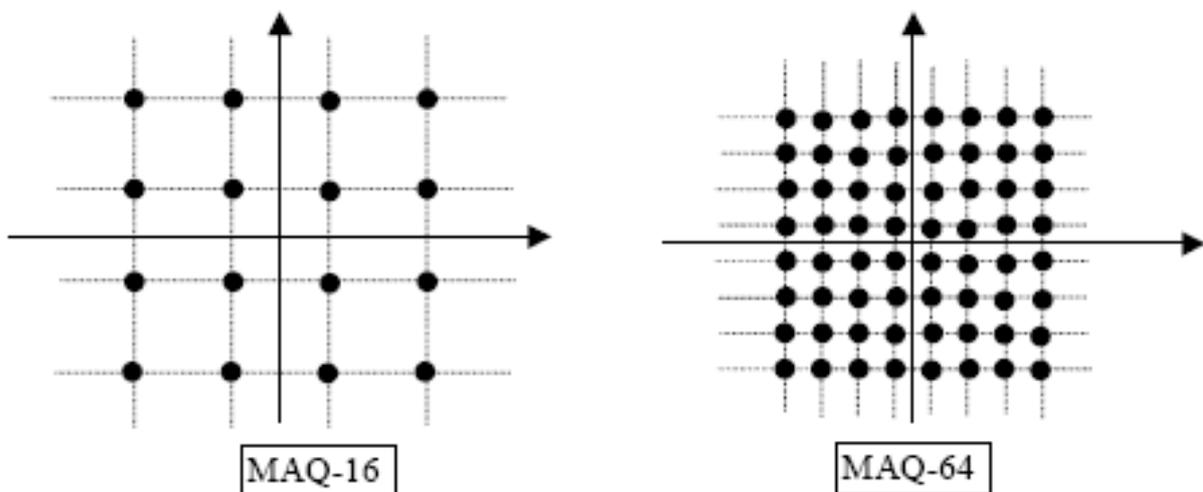


Figure II.25: La constellation de la MAQ-16 et de la MAQ-64.

## II.8. Les Techniques De Modulation

Divers techniques de modulation développées pour la transmission de données dans les technologies des communications déjà répondues telle que l'ADSL et le sans fil, sont aussi utilisées dans la communication via le réseau électrique. On distingue deux principales techniques de modulation :

- Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)
- Spread Spectrum (SS)

### II.8.1. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Le principe de la modulation OFDM, ou Orthogonal Frequency Division Multiplexing, pourrait être défini uniquement par ces 4 mots. En effet, les mots Division et Multiplexing nous indique que l'idée principal de la modulation réside dans le fait de répartir un train binaire haut débit en une multitude de trains (ou canaux), lesquels étant modulés à bas débits.

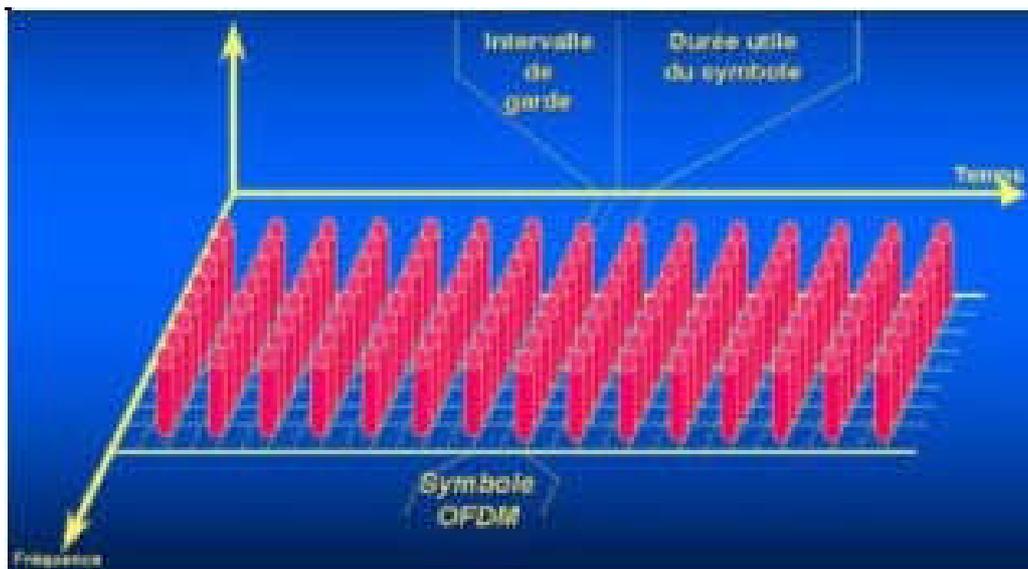


Figure II.26: La Modulation OFDM

Les deux premiers mots, Orthogonal et Frequency, eux nous disent que chacun de ces sous canaux est modulé par une fréquence différente, l'espacement entre chaque fréquence restant constant. Le signal est donc injecté sur plusieurs fréquences à la fois, si l'une d'elles est atténuée le signal passera quand même grâce à l'émission simultanée. Ces fréquences constituent une base orthogonale : le spectre du signal OFDM présentera une occupation optimale de la bande allouée.

OFDM résout également les problèmes de distorsion des signaux transmis en apportant une solution au problème des échos multiples que l'on rencontre quand on monte en débit.

Cette modulation a été choisie par le comité Homeplug, donc tous les équipements qui respectent la norme Homeplug sont en modulation OFDM. Cette modulation est également utilisée pour le Wireless : 802.11a. Avec cette modulation, il y a possibilité d'éteindre logiciellement certaines porteuses suivant l'état du réseau ou les fréquences interdites en émission.

### II.8.2. La modulation à étalement de spectre (Spread Spectrum (SS))

La modulation avec étalement de spectre est optimisée pour lutter contre le bruit, dont elle limite mieux les effets. Elle consiste à « étaler » l'information sur une bande de fréquences beaucoup plus large que la bande nécessaire, dans le but de combattre les signaux interférents et les distorsions liées à la propagation : le signal se confond avec le bruit.

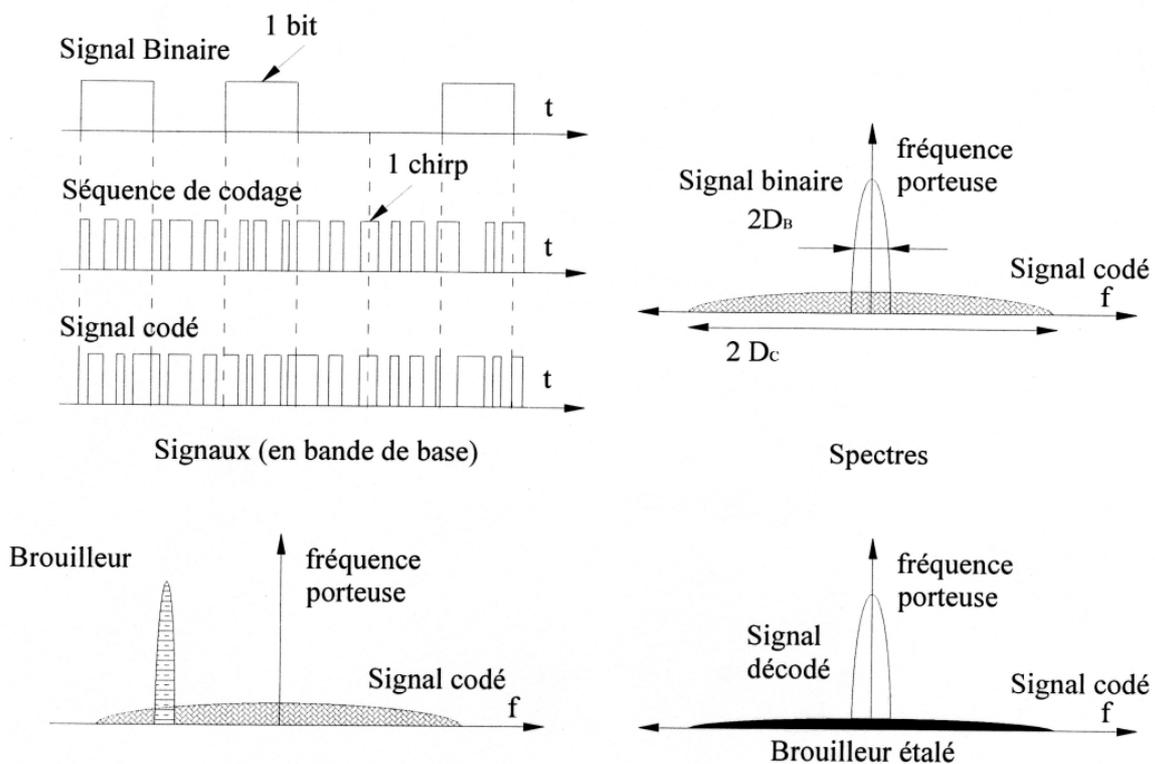


Figure II.27: Modulation Speared Spectrum

Le signal est codé au départ, un code est assigné à chacun des usagers afin de permettre le décodage à l'arrivée. L'étalement est assuré par un signal pseudo aléatoire appelé code d'étalement. A la réception, le signal est perçu comme du bruit si le récepteur n'a pas le code.[9]

### II.8.3. Comparaison des deux techniques de modulation

Lorsqu'on fait le point des différentes solutions existantes à ce jour on note que les solutions qui utilisent l'étalement de spectre restent à bas débit, seules les solutions qui utilisent l'OFDM peuvent monter en débit.

Il semble donc intéressant à ce niveau de tenter une explication en partant de la formule sur la capacité d'un canal :

Formule de *Shannon-Tuller*, capacité d'un canal de transmission :  $C=W*\log_2 (1+S/B)$

$C$  : désigne la capacité du canal en *bit/s*

$W$  : représente la bande de fréquences utilisable, elle est définie et limitée par la norme

$S$  : est la puissance moyenne du signal, elle est définie et limitée par la norme

$B$  : est la puissance moyenne de bruit.

La capacité d'un canal de transmission est bien dépendante de la bande passante allouée et de la puissance du signal envoyé, donc à signal faible, débit faible :

- Avec OFDM on peut choisir les fréquences sur lesquelles le signal est émis, les autres porteuses étant éteintes. Ainsi, selon le pays où l'on se trouve les algorithmes sont configurés spécifiquement selon les réglementations d'émission dans la bande 1-30 MHz. Et les porteuses émises le sont à un niveau suffisant pour monter en débit.

- Avec SS on reste à bas débit : en effet, la solution ici consiste à émettre le signal à faible niveau, afin de ne pas risquer de perturber les fréquences déjà utilisées (radio émetteurs, pompiers, etc....).

Ces deux modulations sont très différentes dans leur principe, mais comme elles s'attaquent à deux effets relativement indépendants (bruit pour SS, distorsion pour OFDM), il devient

intéressant d'exploiter cette complémentarité pour travailler avec une modulation qui tirerait profit de ces deux techniques.

L'idéal serait une solution combinant SS et OFDM : une solution permettant de monter en débit, en s'attaquant aux effets de bruit et de distorsion. Cette solution est actuellement à l'étude avec le projet « IDILE » du Réseau National de Recherches en Télécommunications (RNRT).

## II.9. Le filtrage

### II.9.1. Rôle

Il n'est pas un système électronique qui ne fasse appel à, au moins, un filtre. C'est aussi le cas pour notre application car notre circuit d'interface contient un bloc de filtrage se situant juste derrière l'équipement de couplage.

Le filtrage est une forme de traitement de signal, obtenu en envoyant le signal à travers un ensemble de circuits électroniques, qui modifient son spectre de fréquence et/ou sa phase et donc sa forme temporelle.

Il peut s'agir soit :

- d'éliminer ou d'affaiblir des fréquences parasites indésirables
- d'isoler dans un signal complexe la ou les bandes de fréquences utiles.

### II.9.2. Différents types de filtres

On classe les filtres en deux grandes familles : ANALOGIQUE et NUMERIQUE.

☞ Les **filtres numériques** sont réalisés à partir de structure intégrée micro programmable (DSP). Ils sont totalement intégrables, souples et performants. Ils sont utilisés chaque fois que c'est possible. Ils sont pour l'instant limités à des fréquences pas trop élevées (<100MHz). On ne les utilisera pas si on doit limiter la consommation et nécessitent un

pré-filtrage pour éviter le repliement spectrale avant la numérisation du signal et un post-filtre de lissage.

↪ Les **filtres analogiques** se divisent eux mêmes en plusieurs catégories :

- les filtres passifs qui font appels essentiellement à des inductances de haute qualité et des condensateurs. Jusque dans les années 70, c'était les seuls filtres conçus. Ils sont actuellement utilisés pour les hautes fréquences. (utilisation de quartz)
- les filtres actifs sont constitués de condensateurs, de résistances et d'éléments actifs qui sont essentiellement des AIL. Ils sont moins encombrants, faciles à concevoir et moins coûteux que les filtres passifs mais restent limiter en fréquence ( $< 1\text{MHz}$  à cause de l'AIL). Ils consomment plus et nécessitent une source d'alimentation.

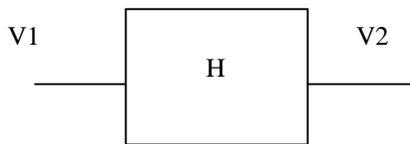
**Remarque :** Depuis le début des années 80 sont apparus des filtres actifs à capacités commutés. Ils permettent de programmer la fréquence de coupure et d'être intégrable.

| TYPE                                 | COMPOSANTS  | SPECIFITES   |
|--------------------------------------|---|--|
| <b>Filtre numérique</b>              | Circuit logiques intégrés   | <ul style="list-style-type: none"> <li>▶ Signaux numérisés</li> <li>▶ <math>F &lt; 100\text{MHz}</math></li> <li>▶ convient en grande série</li> <li>▶ entièrement programmable</li> </ul> |
| <b>Filtres passifs</b>               | Circuit discret L et C,<br>Composants piézoélectrique<br>(quartz) | <ul style="list-style-type: none"> <li>▶ F élevée</li> <li>▶ pas d'alimentation</li> <li>▶ non intégrable</li> </ul>   |
| <b>Filtres actifs</b>                | AIL, R et C   | <ul style="list-style-type: none"> <li>▶ <math>F &lt; 1\text{MHz}</math></li> <li>▶ besoin d'alimentation</li> <li>▶ tension filtrée faible <math>&lt; 12\text{V}</math></li> </ul>        |
| <b>Filtres à capacités commutées</b> | AIL, Interrupteur commandé MOS,<br>R et C intégré                 | <ul style="list-style-type: none"> <li>▶ <math>F &lt; \text{quelques MHz}</math></li> <li>▶ besoin d'alimentation</li> <li>▶ intégrable</li> <li>▶ fréquence programmable</li> </ul>       |

Tableau II.1 : Les types de filtre

### II.9.3. Rappels sur la théorie du filtrage

#### II.9.3.a. Notion de fonction de transfert



Le comportement d'un filtre est défini par l'étude fréquentielle de la fonction de transfert entre la tension de sortie et la tension d'entrée du filtre

$$H(j\omega) = \frac{V_2}{V_1}$$

$$H_{dB} = 20 \cdot \log \left| \frac{V_2}{V_1} \right| \quad \varphi = \text{Arctan}[H(j\omega)]$$

#### II.9.3.b. Notion de fonction d'atténuation

Parfois, on préfère définir un filtre par rapport à l'atténuation qu'il amène sur la grandeur

d'entrée :

$$A(j\omega) = \frac{1}{H(j\omega)} = \frac{V_1}{V_2}$$

#### II.9.3.c. Filtre réel – Gabarit

Un filtre idéal présente :

- Un affaiblissement nul dans la bande de fréquence que l'on désire conserver (Bande passante)
- Un affaiblissement infini dans la bande que l'on désire éliminer (Bande atténuée)

Il est impossible pratiquement de réaliser de tels filtres. Aussi se contente-t-on d'approcher cette réponse idéale en :

- conservant l'atténuation  $A$  inférieure à  $A_{max}$  dans la bande passante
- conservant l'atténuation supérieure à  $A_{min}$  dans la bande atténuée

Cela conduit ainsi à définir un gabarit définissant des zones interdites et des zones dans lesquelles devront impérativement se situer les graphes représentant l'atténuation du filtre en fréquence.

Suivant le type de réponse que l'on désire obtenir, on est amené à définir 4 familles de filtres :

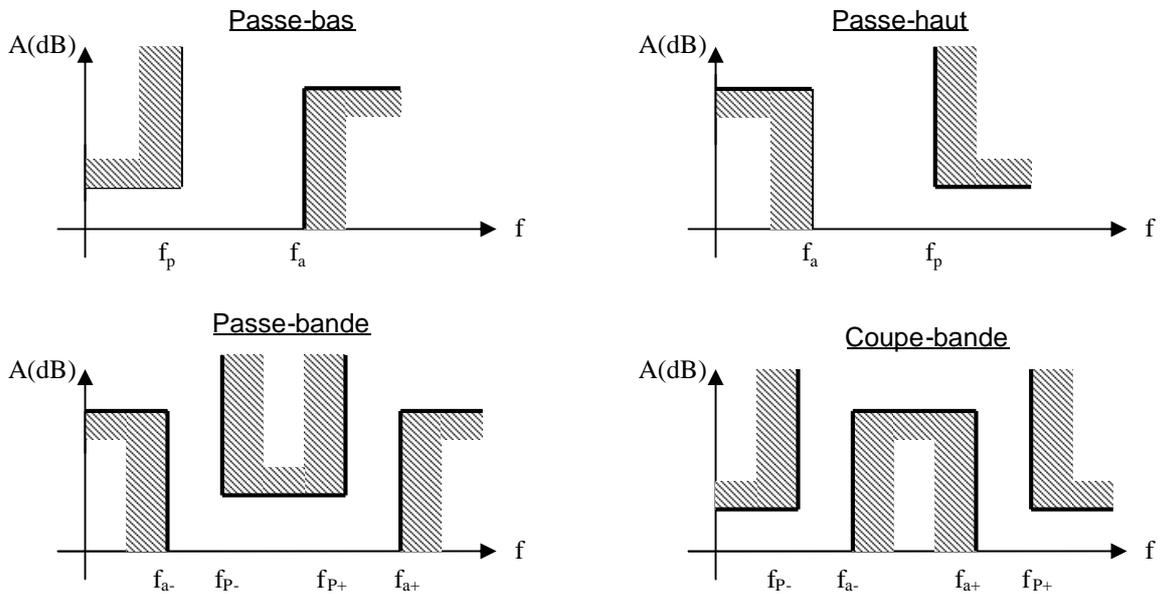


Figure II.28: Gabarit d'un filtre

**II.9.3.d. Notion de sélectivité et de bande relative**

Au lieu de conserver explicitement les fréquences frontières comme paramètres de calcul, il est plus simple et plus parlant de leur substituer les paramètres équivalents (mais sans dimension) que sont la sélectivité  $k$  et la largeur de bande relative  $W$ .

| Type de filtre | Sélectivité $k$                       | Bande relative $W$          | Fréquence de référence |
|----------------|---------------------------------------|-----------------------------|------------------------|
| Passe-bas      | $\frac{f_p}{f_a}$                     |                             | $f_p$                  |
| Passe-haut     | $\frac{f_a}{f_p}$                     |                             | $f_a$                  |
| Passe-bande    | $\frac{f_p^+ - f_p^-}{f_a^+ - f_a^-}$ | $\frac{f_p^+ - f_p^-}{f_o}$ | $f_o$                  |
| Coupe-bande    | $\frac{f_a^+ - f_a^-}{f_p^+ - f_p^-}$ | $\frac{f_a^+ - f_a^-}{f_o}$ | $f_o$                  |

*Pour un filtre très sélectif,  $k$  tend vers 1.*

Tableau II.2 : Caractéristiques des filtres

### II.9.3.e. Notion de temps de propagation de groupe

Il est défini par :  $\tau = \frac{d\varphi}{d\omega}$

Il caractérise le retard apporté par le filtre sur les différents harmoniques du signal d'entrée.

**Remarque :** pour un signal audio, il faut qu'il soit constant

## II.9.4. Recherche de la fonction de transfert d'un filtre

### II.9.4.a. Normalisation en fréquence

Elle consiste à choisir comme unité de fréquence, non plus le Hertz, mais une fréquence de référence associée au gabarit.

On utilise généralement la fréquence de coupure :

- $f_p$  pour les filtres passe-bas
- $f_a$  pour les filtres passe-haut
- $f_o$  pour les filtres passe-bande et coupe-bande

On essaie le plus souvent possible de symétriser les gabarits des filtres coupe-bande et passe-bande.

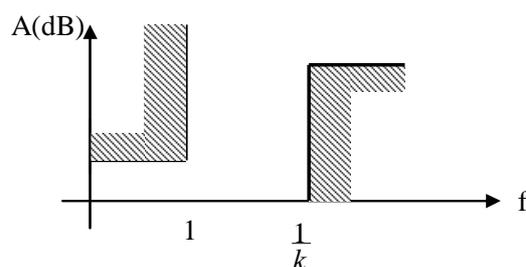


Figure II.29: Passe-bas normalisé

### II.9.4.b. Transposition

On peut ramener l'étude d'un filtre passe-haut, passe-bande symétrique ou coupe-bande symétrique normalisé à celle d'un filtre passe-bas.

C'est une simplification considérable qui justifie à elle seule que l'on recherche à représenter les spécifications d'un filtre par un gabarit simplifié symétrique.

En effet, ces transformations s'appliquent aussi bien aux gabarits qu'aux fonctions de transfert et aux impédances. (On peut vérifier qu'elle ne modifie pas la sélectivité)

Si l'on veut réaliser un filtre passe-haut, passe-bande ou coupe-bande dont les paramètres sont  $A_{max}$ ,  $A_{min}$  et  $k$ , il suffit alors d'étudier le filtre prototype passe-bas défini par ces mêmes paramètres et d'en transposer la fonction de transfert.

| Filtre Passe-bas                   | Filtre Passe-haut                  | Filtre Passe-bande   | Filtre Coupe-bande   |
|------------------------------------|------------------------------------|--|--|
| $p \rightarrow \frac{p}{\omega_0}$ | $p \rightarrow \frac{\omega_0}{p}$ | $p \rightarrow \frac{1}{W} \left( \frac{p}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{p} \right)$ | $p \rightarrow W \left( \frac{1}{\frac{p}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{p}} \right)$ |

Tableau II.3 : Transposition pour les différents filtres

#### II.9.4.c. Fonction de transfert de filtres analytiques

Lorsque l'on veut dimensionner un filtre, on ne sait calculer analytiquement qu'un petit nombre de fonctions caractéristiques convenant à la réalisation d'un gabarit.

Les différentes fonctions que l'on peut utiliser fixeront les propriétés physiques de notre filtre.

##### ► Filtres de Butterworth

- ordre élevé si l'on veut une grande sélectivité (problème de réalisation)
- pas d'ondulation dans la bande passante
- temps de propagation de groupe  $\approx$  constant (déphasage quasi linéaire)

##### ► Filtre de Tchebychev

- ordre plus petit pour une grande sélectivité
- si l'ordre est  $n$ , il présente  $n$  ondulations dans la bande passante
- temps de propagation de groupe non constant (déphasage non linéaire)

**► *Filtre de Bessel***

- coupure plus douce.
- temps de propagation de groupe constant (déphasage linéaire)
- minimisation des distorsions

**► *Filtre de Cauer***

- Filtre à coupure maximale

# CHAPITRE

III

CIRCUITS DE  
COUPLAGE

# CIRCUITS DE COUPLAGE



## III.1. INTRODUCTION

Les émetteurs récepteurs PLC utilisent des techniques de traitement du signal numérique sophistiquées, un amplificateur de transmission de puissance avec une très basse impédance de sortie et un récepteur avec une très large gamme dynamique ( $\geq 80\text{dB}$ ) pour surmonter l'atténuation du signal et le bruit inhérent de la communication sur le support à forte puissance. Afin de garder les pleines capacités des émetteurs récepteurs PLC il est exigent d'effectuer une sélection minutieuse de la circuiterie de couplage de cet émetteur récepteur. La partie suivante présente une vue d'ensemble des sources d'atténuation du signal afin de comprendre les choix effectués lors de la conception du circuit de couplage (filtrage).

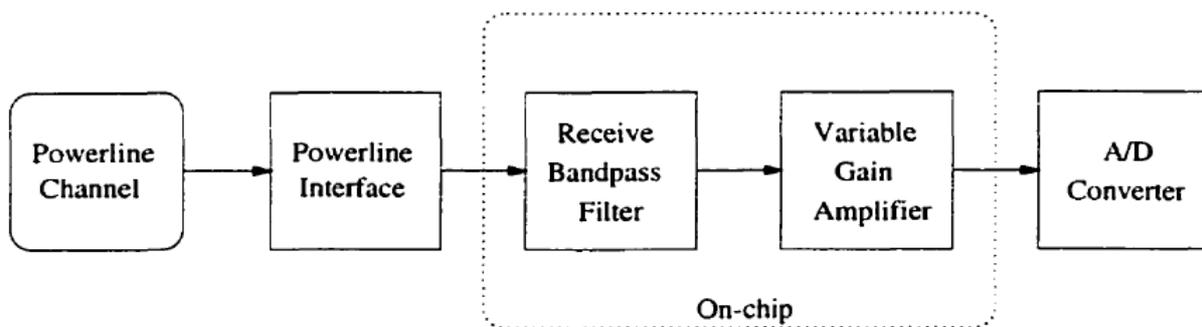


Figure III.1 : Figure fonctionnel de la chaîne de réception

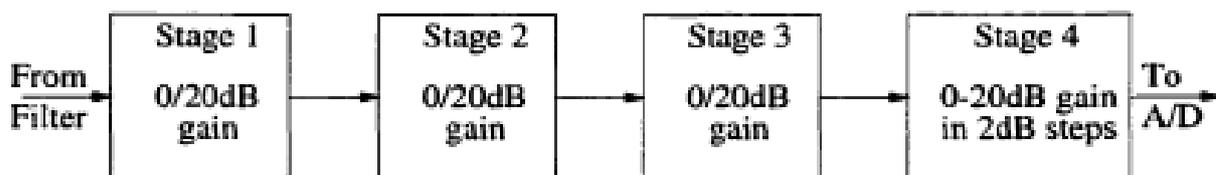


Figure III.2. Figure fonctionnel d'amplificateur de gain programmable à plusieurs étages

|           | <b>Emetteur</b> | <b>Récepteur</b> |
|-----------|-----------------|------------------|
| Gain      | 0 dB            | 0-80 dB          |
| Gain Step | -               | 2 dB             |
| SNR       | 72 dB           | 72 dB            |
| SDR       | 72 dB           | 72 dB            |

**Tableau III.1 : Caractéristiques de l'amplificateur**

L'atténuation est la différence entre le niveau du signal à la sortie de l'émetteur et le niveau de ce même signal à l'entrée du récepteur prévu. Cette atténuation est souvent définie comme le rapport des niveaux de puissance, c'est le rapport de la tension transmise du signal par la tension de ce même signal à l'entrée du récepteur. Il est plus commode de mesurer un rapport de tension parce que les mesures de puissance exigent la connaissance de l'impédance du circuit qui, dans notre cas, change en fonction de l'emplacement et du temps.

Dans les communications l'atténuation des signaux transmis recouvre une large gamme et cette atténuation est le plus commodément notée en décibels (dB), où l'atténuation de la tension en dB est définie comme  $20\log_{10}(V_{\text{transmit}}/V_{\text{reçu}})$ . Ainsi 20dB d'atténuation signifie que le signal a été réduit par un facteur de 10 avant qu'il ne soit arrivé au récepteur, 40dB d'atténuation correspond à un facteur de 100, 60dB à un facteur de 1000, et ainsi de suite. Un émetteur récepteur PLC est capable de communiquer sûrement sur une ligne à faible bruit, telle qu'une paire torsadée de conducteurs isolés ou un câble MT, où le signal transmis est atténué de 80dB (un facteur de 10.000). Ainsi un signal transmis à 15V peut être reçu une fois réduit à moins que 1,5 mV. C'est dans ce but qu'un amplificateur à la sortie du circuit de couplage est prévu. Notons que les câbles moyenne tension isolés sous terrains constituent un très bon support de transmission avec un faible bruit et donc une atténuation relativement faible.

### **III.2. Conception du circuit de couplage**

L'injection d'un signal de communication dans un circuit de puissance électrique est normalement effectuée en couplant la sortie de l'émetteur récepteur à la ligne électrique. En plus d'un condensateur de couplage, une inductance ou un transformateur sont, généralement, présents. Le condensateur de couplage et l'inductance, ou le transformateur, agissant ensemble

en tant que filtre passe-haut afin de recevoir le signal de communication. Le filtre passe-haut atténue les grandes amplitudes du courant alternatif ayant une fréquence de 50Hz ou 60Hz, tout en permettant le passage du signal de communication PLC de l'émetteur récepteur. La Figure III.4 montre un circuit de couplage basique.

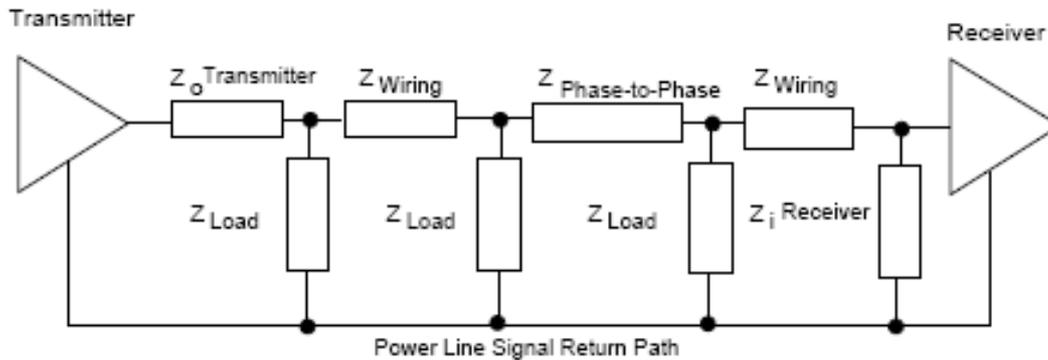


Figure III.3 : Modèle d'atténuation de la puissance

La valeur du condensateur est choisie pour être assez grande de sorte que son impédance aux fréquences de communication (1 à 30 MHz) soit assez basse, et qu'elle soit suffisamment grande aux fréquences du réseau électrique (50Hz ou 60Hz) là où se situent les grandes amplitudes du courant porteur. L'impédance du condensateur peut être considérée comme étant une partie de l'impédance de sortie de l'émetteur ( $Z_o$ ) représentée par la Figure III.3.

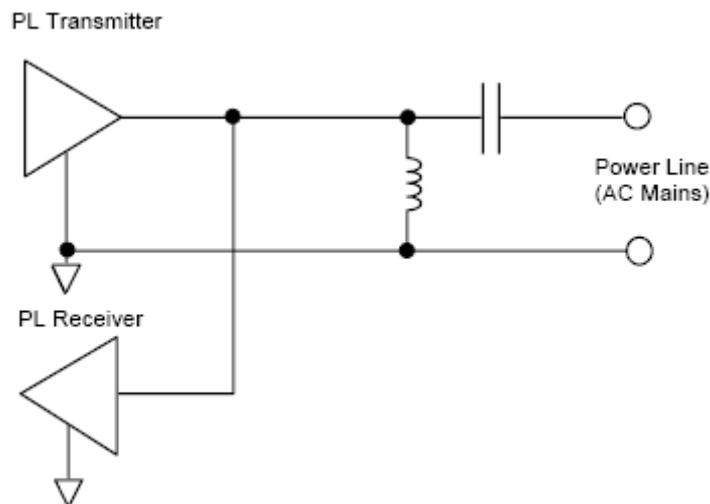


Figure III.4 : Circuit de couplage basique

A partir du modèle illustré ci-dessus on peut déduire que le fait de minimiser les impédances en série et augmenter les impédances en parallèles réduit l'atténuation du signal transmis.

Le fait de garder l'impédance du condensateur de couplage suffisamment basse permet de minimiser les pertes lors de l'injection du signal provoquée par le diviseur de tension formé entre l'impédance de sortie de l'amplificateur et les charges ( $Z_{Load}$ ).

La valeur de l'inductance est choisie afin d'avoir, relativement, une grande impédance aux fréquences de communication de l'émetteur récepteur PLC. L'impédance de l'inductance peut être considérée comme une partie de l'impédance d'entrée du récepteur ( $Z_i$  récepteur) représentée sur la Figure III.3. Le fait de maintenir l'impédance de l'inductance élevée mène à réduire au minimum tout type de perte du signal au niveau du récepteur dû au diviseur de tension constitué par l'impédance du câble et l'impédance d'entrée du récepteur.

Un facteur principal affectant le type du circuit de couplage à employer est le modèle de câblage du système de distribution d'énergie auquel le circuit de couplage sera relié. Les topologies de câblage changent d'une application à une autre, par exemple, pour les réseaux BT et réseaux MT, aussi bien que d'un pays à l'autre. Les modèles de câblage peuvent être divisés en deux catégories principales : systèmes de câblage où un conducteur de terre séparé est présent et accessible, et systèmes de câblage où il n'y a aucun conducteur de terre.

Quand un conducteur de terre est toujours présent, une méthode de couplage connue sous le nom de couplage **phase-terre** est préférée. Dans couplage phase-terre, le signal de communications est couplé à la ligne relative à la terre, et la terre est employée comme un chemin de retour du signal de communication. Cette technique de couplage est également connue en tant que couplage *earth-return*. Les restrictions locales pourraient s'appliquer à l'utilisation du couplage phase-terre. La Figure III.5 illustre un exemple simple d'un circuit de couplage phase-terre.

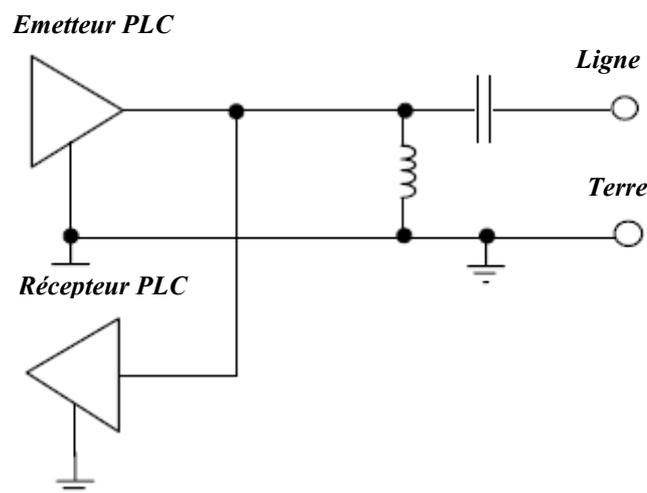


Figure III.5 : Méthode de couplage phase-terre

Pour comprendre l'avantage du couplage phase-terre, rappelons qu'un élément important d'atténuation du signal est dû aux charges présentées par les dispositifs qui sont reliés au réseau électrique entre la ligne et les fils neutres. Ces charges n'affectent pas l'atténuation du signal quand le couplage phase-terre est employé. Les mesures sur le terrain ont montré des améliorations représentées par le rapport signal/bruit atteignant 15dB et ceci pour les émetteurs récepteurs utilisant le couplage phase-terre. Pour cette raison, quand une prise de terre de sécurité au sol est disponible dans tout le système de câblage, un arrangement de couplage phase-terre est préférable.

Dans les cas où une prise de terre au sol n'est pas disponible, ou bien si le couplage phase-terre est exclu par des règlements locaux, le circuit de couplage doit être connecté entre la ligne et les fils neutres. Ce modèle de couplage est connu en tant que couplage *phase-neutre* ou à retour neutre. Le couplage phase-neutre est recommandé dans le monde entier pour des applications *indoor* (illustré sur la Figure III.6).

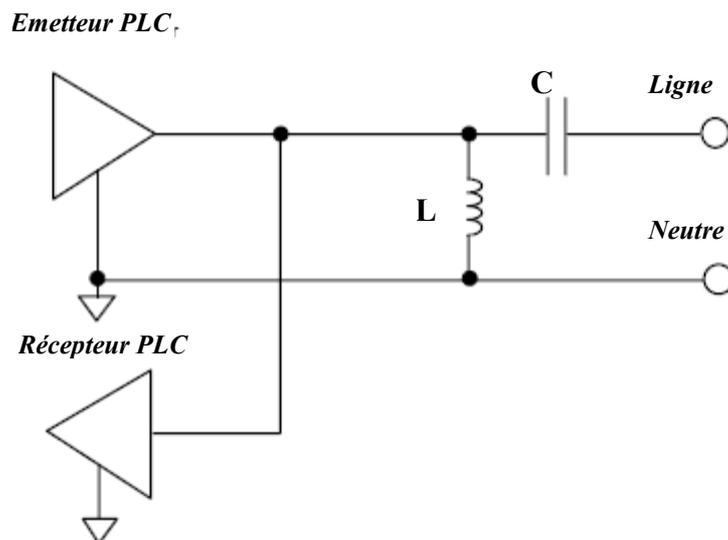


Figure III.6 : Modèle de couplage phase-neutre

Dans la section suivante les circuits simples représentés sur les Figures III.4 et III.5 sont améliorés pour les rendre pratiques dans de vraies applications. La discussion suivante s'applique au couplage phase-neutre et au couplage phase-terre, car la topologie du circuit de couplage est identique pour les deux. Par la suite, les Figures des circuits de couplage recommandés pour le circuit de couplage triphasé non isolé et le circuit de couplage triphasé isolé.[11]

### III.3. Dimensionnement du filtre

La figure ci-dessous montre le modèle du filtre passe haut que l'on a choisi d'utiliser :

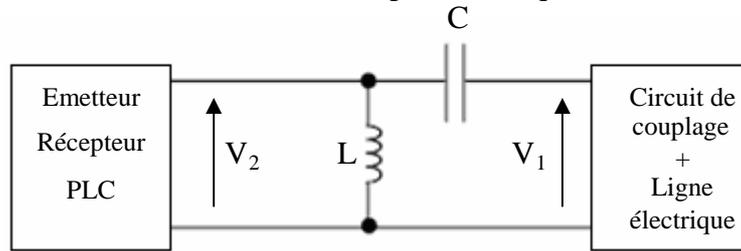


Figure III.7 : filtre passe haut

Afin que le circuit de filtrage soit utilisable il est nécessaire de bien dimensionner les valeurs des composants utilisés et ceci en effectuant certains calculs qui en imposant des conditions telles que l'atténuation dans la bande passante nous permettront de bien choisir L et C

Tout d'abord, voici la fonction de transfert du circuit représenté sur la figure précédente :

$$\frac{V_2(\omega)}{V_1} = \frac{L.C.\omega^2}{L.C.\omega^2 + 1}$$

La condition à poser afin de pouvoir déduire la valeur du coefficient LC est que l'atténuation à 3dB corresponde à une fréquence de 1MHz ( $\omega = 10^6 \cdot 2 \cdot \pi$ )

$$20 \log \left( \frac{V_2}{V_1}(\omega = 10^6 \cdot 2 \cdot \pi) \right) = 20 \log \left( \frac{L.C. (10^6 \cdot 2 \cdot \pi)^2}{L.C. (10^6 \cdot 2 \cdot \pi)^2 + 1} \right) = 3dB$$

D'où

$$LC = \frac{10^{-\frac{3}{20}}}{\omega^2 \left( 1 - 10^{-\frac{3}{20}} \right)} = 6.14011894 \cdot 10^{-14}$$

Voici la simulation effectuée sur *MATLAB* pour la fonction de transfert de ce circuit ainsi que pour la valeur indiquée de LC :

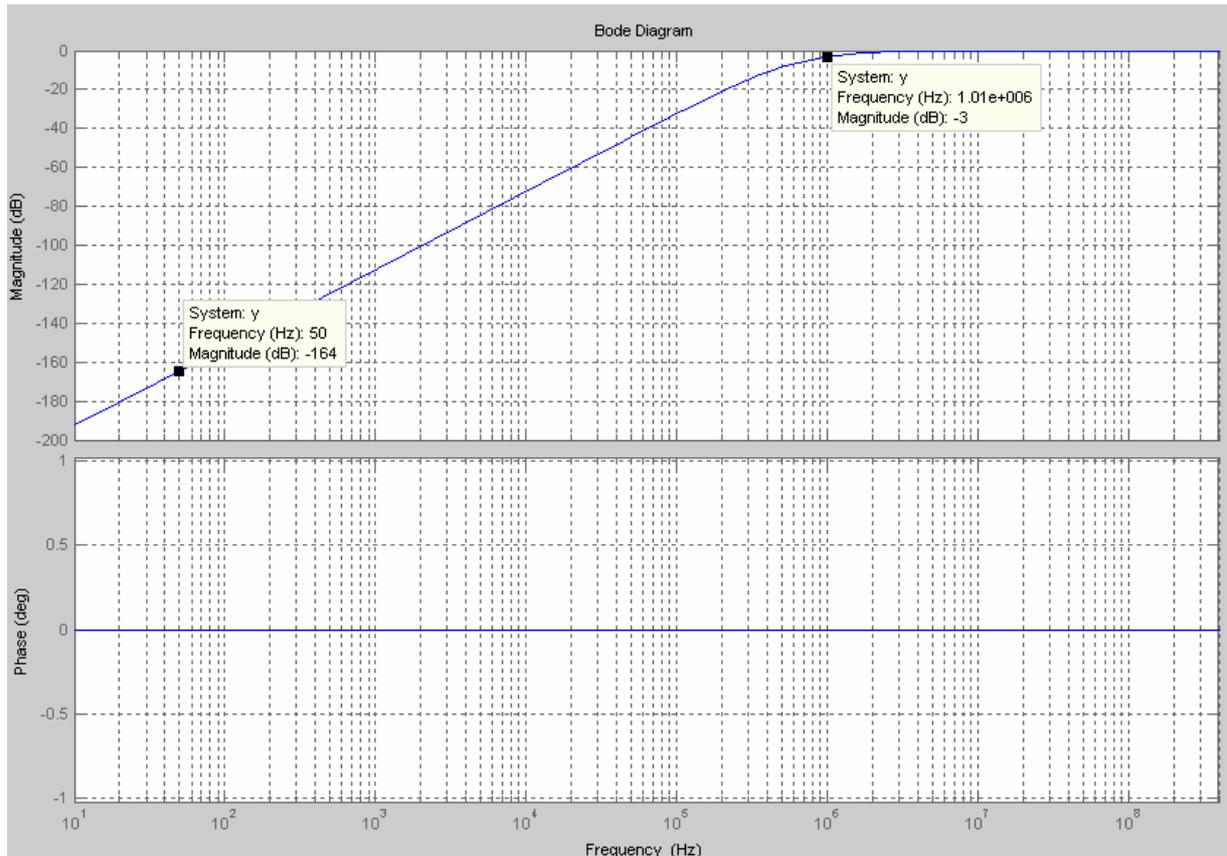


Figure III.8 : diagramme de Bode (Simulation MATLAB)

Donc il faut choisir des valeurs de L et C afin que leur produit soit égal à la valeur indiquée précédemment. On peut remarquer que l'atténuation du signal électrique est de l'ordre de 164 dB ce qui représente un rapport  $V_2/V_1=10^{-(164/20)} \Rightarrow V_2=0.000000006.V_1$ . Cette atténuation est suffisamment grande pour éliminer complètement le signal électrique moyenne tension reçu à l'entrée du circuit PLC.

Il est à préciser également que compte tenu du fait que la fonction de transfert de ce circuit est de premier ordre, on déduit qu'il n'y aura pas de déphasage qui sera apporté par ce circuit de filtrage, comme l'on peut le remarquer sur le diagramme de BODE.

### III.4. Détails du couplage PLC

Les circuits de couplage représentés sur les Figures III.4 et III.5 exigent l'addition d'un nombre restreint de composants pour les rendre pratiques. La Figure III.6 montre que

l'addition d'un condensateur de couplage à courant alternatif  $C2$  empêcherait de court-circuiter l'inductance à cause du courant continu qui pourrait provenir de l'amplificateur.

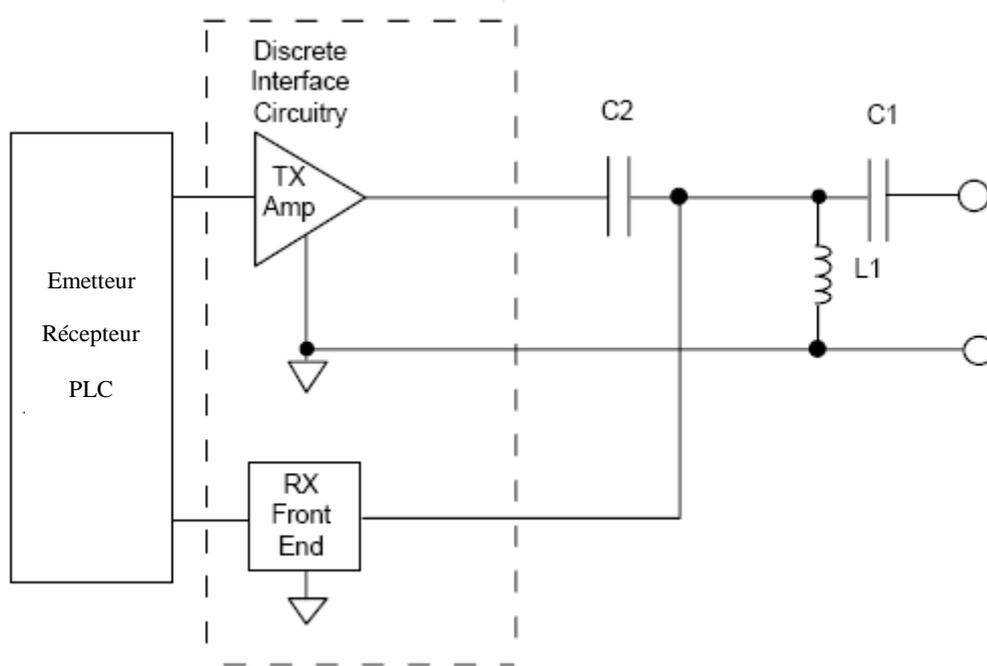


Figure III.9 : circuit de couplage simplifié avec un condensateur C.C de blocage

Etant donné le modèle d'atténuation présenté plus tôt sur la Figure III.3, une contrainte critique de conception est que la combinaison en série de  $C1$  et  $C2$  doit avoir une basse impédance aux fréquences de communication de l'émetteur récepteur PLC.

L'impédance de ces condensateurs, avec l'impédance de sortie de l'amplificateur PLC, correspond au «  $Z_o$  de l'émetteur » sur la Figure III.3. Puisque l'impédance équivalente de la ligne électrique varie dans les environs de 50 Ohms [3], l'impédance de ces condensateurs devrait être beaucoup plus faible que celle de la ligne électrique pour qu'elle ne s'y ajoute pas de manière significative à «  $Z_o$  de l'émetteur », tandis que les valeurs de  $C1$  et de  $C2$  peuvent être suffisamment élevées afin de réaliser ce but. Effectuer les choses de cette manière mènerait à augmenter de façon significative le coût des condensateurs. Comme le condensateur  $C1$  est un condensateur à haute tension donc on ne peut pas se permettre de trop en augmenter la valeur vu son coût élevé, mais puisque le condensateur  $C2$  est relié seulement à la basse tension, ceci lui permet d'avoir un prix moins élevés pour une valeur donnée, sa valeur peut être donc, relativement, plus grande que celle du condensateur  $C1$  placé sur la haute tension sans pour autant mené à un prix trop élevé.

Une manière simple et rentable de réaliser une basse impédance de transmission avec des valeurs de condensateurs de taille modeste est d'ajouter l'inductance  $L_2$ , comme sur la Figure III.10. Cette inductance forme un circuit série résonnant avec  $C_1$  et  $C_2$ , et sa valeur peut donc être choisie pour optimiser le couplage aux fréquences de communication de l'émetteur récepteur PLC tout en réduisant au minimum le coût de  $C_1$  et  $C_2$ . Les différentes valeurs de  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $L_1$  et  $L_2$  sont nécessaires pour optimiser l'exécution d'un coupleur dans la bande désirée.

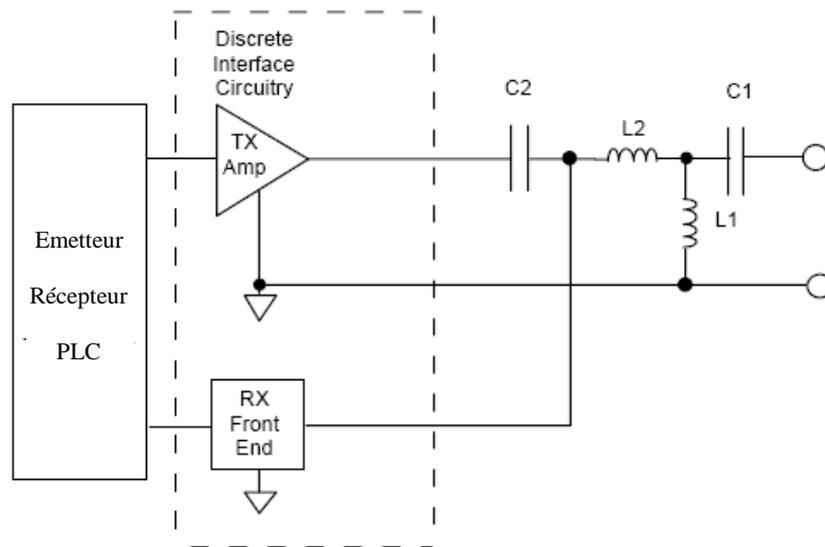


Figure III.10 : circuit de couplage simplifié avec inductance de résonance

Une contrainte importante dans le choix de  $L_2$  est que sa résistance de Courant Continu doit être maintenue très basse parce qu'elle est dans le circuit de transmission et parce qu'elle fait aussi partie de l'impédance de la sortie de l'émetteur. Des inductances peu coûteuses avec une résistance de Courant Continu sont largement disponibles.

Pour illustrer l'importance de maintenir un circuit avec une faible impédance, considérez l'exemple d'un noyau de ferrite avec une impédance d'une dizaine d'ohms à 1 MHz additionnée en série avec la ligne. Dans des conditions typiques, le récepteur au bout de la ligne devrait fonctionner normalement, cependant, la qualité de la communication à travers l'environnement de tout le réseau de distribution électrique est atténuée. Pour cette même raison, l'impédance des éléments de protection des circuits en série doit également être maintenue très basse.

Les condensateurs C1 et C2 doivent être conçu afin de réduire au minimum la résistance équivalente en série et fournir une immunité adéquate contre les pics de tension. La Figure III.11 montre des additions au circuit de couplage qui sont exigés pour le rendre entièrement fonctionnel. Le premier est une inductance, L3, reliée au circuit de filtrage de l'émetteur récepteur PLC. La seconde se compose des diodes, D1 et D2, reliés au circuit amplificateur de l'émetteur afin de protéger l'entrée de l'émetteur récepteur de PLC contre les régimes transitoires. Le condensateur C3 de déviation a également été. Une des fonctions de ce condensateur est de protéger l'alimentation  $V_A$  contre les montées subites de tension (*overshoot*) excessif allant de la ligne et se déchargeant à travers la diode D1. Puisque les montées subites de polarité positifs mènent les courants élevés à traverser D1 et C3 vers la terre, le tracé entre D1 et C3 devrait être au moins de 1.3mm et pas plus de 1.3cm de long. Pour commander correctement l'ondulation de la tension d'alimentation de l'amplificateur  $V_A$ , le tracé entre l'entrée  $V_A$  de l'amplificateur et C3 devraient également être d'au moins 1.3mm et ne pas dépasser les 2.5cm longs (voir la flèche pointillée au dessus de la Figure III.11).

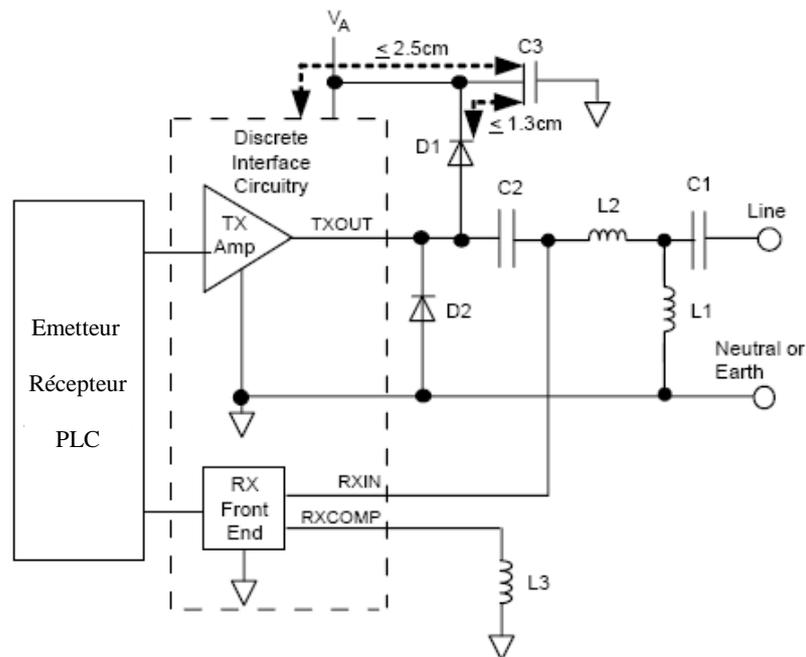


Figure III.11 : Schéma fonctionnel du circuit de couplage phase- neutre ou phase-terre.

Si les parasites de couplage posent un problème, des réglages peuvent être généralement effectués en ajustant l'endroit ou l'orientation du dispositif rayonnant relativement aux inductances du circuit de couplage. Alternativement, des inductances isolées ou des tores peuvent être utilisés pour réduire l'effet du couplage magnétique. Si, cependant, un tore ou

une inductance isolée est utilisé au lieu de L2, alors la partie choisie devra faire face au courant de sortie maximal de l'amplificateur de l'émetteur récepteur PLC sans atteindre la saturation. Si L2 se rapproche de la zone de saturation elle peut rajouter des harmoniques au signal de l'émetteur récepteur PLC ce qui pourrait avoir comme conséquence une atténuation du signal de communication, et donc, l'échec de la communication elle-même si cette atténuation est trop importante. Pour cette raison, une inductance isolée ou un tore est utilisé pour L2.

### III.5. Mesures de sécurité

Le but de la partie suivante est de présenter certaines mesures de sécurité liées à la conception du circuit en utilisant l'émetteur récepteur PLC.

Beaucoup de produits incluent une barrière d'isolation ce qui permet à l'utilisateur de se munir contre tous les problèmes inattendus susceptibles de se produire sur les conducteurs. Un exemple typique d'isolation consiste en un simple commutateur derrière lequel l'émetteur récepteur PLC et tous les autres composants électriques sont reliés. Le type de circuit de couplage pouvant être employé dans ce genre d'application est appelé : « *circuit de couplage non isolé* ». Un circuit de couplage non isolé exige généralement des composants à prix réduit, le rendant particulièrement souhaitable pour l'usage dans les produits grand public (*indoor*). Tous les exemples de circuits de couplage vus jusqu'ici sont du type non isolé. Par exemple, une carte PLC qui utilise un circuit de couplage phase-neutre non isolé en même temps qu'un émetteur récepteur PLC, dont les entrées-sorties sont accessibles à l'utilisateur, présenterait un risque potentiel de choc électrique. Puisque le fil neutre est relié directement au circuit commun de la carte, l'utilisateur pourrait être exposé à une tension dangereuse au niveau du connecteur de l'entrée-sortie. Des circuits additionnels sont nécessaires dans un tel produit pour fournir une barrière d'isolement efficace entre le connecteur d'entrée-sortie accessible à l'utilisateur et les conducteurs phase et neutre. La solution la plus commune est de fournir l'isolement dans le circuit de couplage en modifiant le simple circuit décrit plus tôt. Ce modèle de circuit de couplage sera désigné sous le nom de *circuit de couplage isolé*.

Les circuits de couplage d'isolation préférable à l'emploi utilisent des transformateurs d'isolement. Le transformateur d'isolement exige l'utilisation d'un transformateur ayant les

caractéristiques appropriées de communication au lieu de L1 (c'est-à-dire qu'il doit supporter le passage de signaux émis à des fréquences comprises entre 1 et 30 MHz). Le Transformateur d'isolement peut être employé pour le couplage phase-neutre et phase-terre. Le couplage isolé par un transformateur à l'avantage que l'inductance de résonance L2 peut être incorporé au transformateur d'isolement en concevant l'inductance de fuite du transformateur pour la coupler avec la valeur de L2. Un circuit de couplage transformateur d'isolement est montré sur la Figure III.12, où l'on peut voir que le transformateur isole l'émetteur récepteur PLC de la phase et du conducteur de neutre ou de terre.

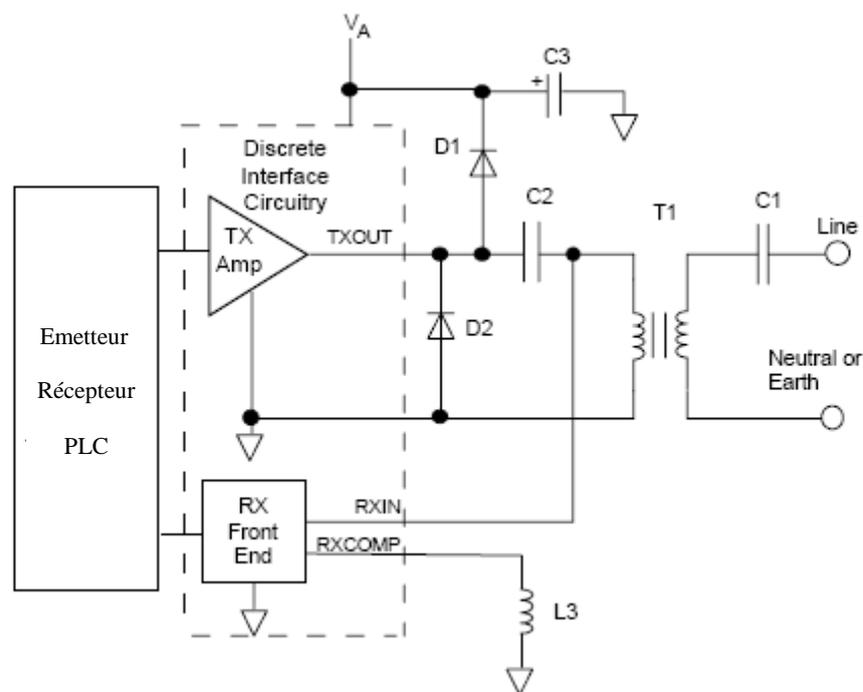


Figure III.12. Transformateur d'isolement fonctionnel du circuit de couplage

Une limite pratique dans l'utilisation du couplage phase-terre existe également. Beaucoup de d'interrupteurs de défaut de terre (GFIs : ground fault interrupters), également connus sous le nom de dispositifs à courants résiduels, pouvant être déclenchés avec des courants de fuite très bas. Si chaque émetteur récepteur PLC utilisant le couplage phase-terre, alors seulement un tel émetteur récepteur peut être installé sur chaque circuit de protection GFI. Pour cette raison le couplage phase-terre ne pourrait pas convenir à quelques applications avec des GFIs à faible courant, et le couplage phase-neutre devrait être employé à sa la place. Les règlements locaux pourraient également interdire l'utilisation de la terre comme chemin de retour pour un système de signaux.

Les condensateurs de couplage représentés dans les Figures précédentes peuvent maintenir la charge substantielle même après qu'un dispositif Émetteur PLC soit déconnecté du réseau électrique. Ceci peut être significatif concernant les applications où un utilisateur pourrait entrer en contact avec la ligne après avoir déconnecté le circuit du réseau électrique. Pour réduire au minimum ce risque de choc potentiel, les circuits de couplage devraient inclure une grande résistance de fuite pour décharger les condensateurs de couplage après leur déconnexion du réseau. Même dans les applications où la connexion au réseau est de manière permanente, il est dans de bonnes pratiques d'inclure la résistance pour protéger le personnel de service. La figure du circuit de couplage illustré plus loin dans ce chapitre incluent les résistances de fuites appropriées. Si un moyen alternatif pour décharger ce condensateur existe, on peut éliminer cette résistance de fuite.

### III.6. Circuits de couplage triphasés

Quand des dispositifs PLC sont situés sur différentes phases comme c'est le cas dans la moyenne tension, une partie significative de l'atténuation globale entre ces dispositifs est provoquée par la perte entre phases (typiquement 10-20dB). La majeure partie de cette perte peut être évitée si les deux noeuds communicants sont reliés à toutes les phases de puissance comme illustré sur la Figure III.13. Si toutes les communications sont un dispositif situé sur un panneau électrique central, alors l'utilisation d'un circuit triphasé de couplage est recommandée afin de maximiser la distance de communication. Étant donné que ce dispositif doit faire face à l'impédance combinée en parallèle des trois phases, un signal de communication d'amplitude plus élevée est recommandé dans ce cas de Figure donc un amplificateur est recommandé à ce niveau.

Notez que le chemin de retour pour un circuit triphasé de couplage moyenne tension ne peut être que la terre. Notez également qu'un circuit triphasé à retour à la terre n'a pas les mêmes conséquences qu'un circuit de couplage monophasé de retour à la terre, car le courant de fuite vers la masse d'un circuit de couplage triphasé à retour à la terre est nominale nul. Ceci est dû à l'effet d'annulation des trois courants de fuite par C1A, C 1B, et C1C, qui sont déphasés de 120 degrés les uns des autres.[11]

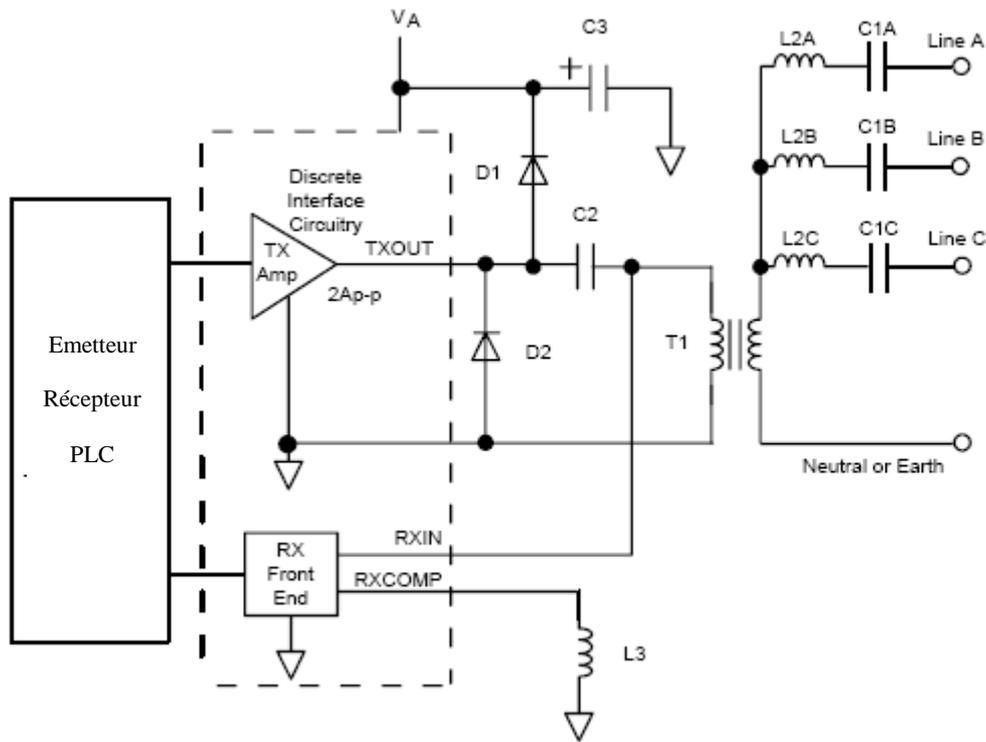


Figure III.13 Circuit de couplage triphasé à transformateur d'isolement

### III.7. Autre circuit de couplage en utilisant un filtre passe bande

Le filtre de passe bande sera implanté en tant qu'un filtre passif LC d'ordre réduit. Les conditions déjà définies incluent une atténuation de 72dB du signal hors de la bande passante (chose qui est facile à réaliser avec structures passif LC), et une bande passante de 1 MHz à 30 MHz. Des conditions additionnelles pour le filtre seront maintenant déterminées. L'ondulation dans la bande passante doit être la plus petite possible pour éviter d'atténuer le signal efficace de la communication.

En dépit d'une certaine ondulation dans la bande passante, nous pouvons faire en sorte que la réponse soit de forme plus ou moins rectangulaire. En prenant en considération ces conditions et en se limitant à des structures LC, nous commencerons par concevoir un filtre passe bas du 3<sup>ème</sup> ordre de Tchebychev et ayant une atténuation dans la bande passante de 0.01 dB, pour cela nous nous baserons sur le schéma suivant :

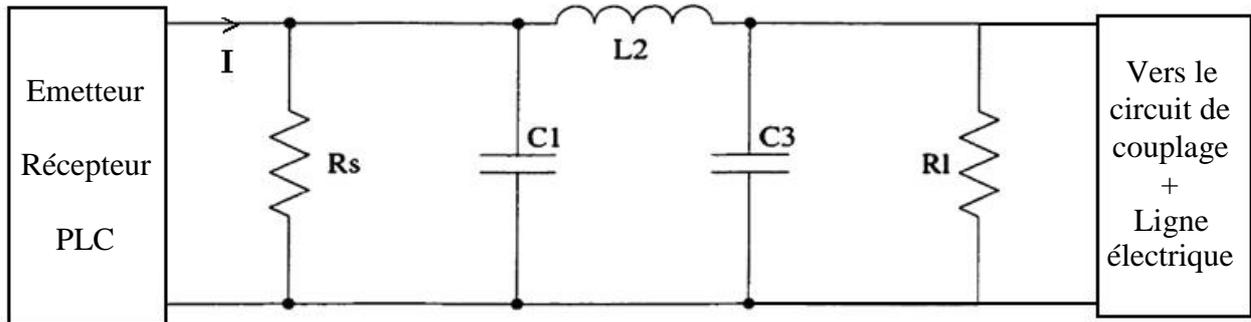


Figure III.14: Structure du filtre de Tchebychev de 3<sup>ème</sup> ordre

Les valeurs des composants normalisées pour un filtre de Tchebychev d'une ondulation de 0.01dB sont comme suit :  $R_S = R_L = 1$ ,  $C_1 = 1.1811$ ,  $L_2 = 1.8214$ ,  $C_3 = 1.1811$ . On doit effectuer le passage inverse afin de dénormaliser ces valeurs, la valeur de l'impédance de référence  $Z_{ref}$  doit être déterminée, aussi bien que la fréquence à 3dB  $\omega_{3dB}$ . Dans cette conception, la fréquence 3dB a été déjà définie en tant que 30 MHz, donc ce qui nous reste à déterminer est la valeur de l'impédance de référence.

Cette impédance de référence doit être choisie avec d'un point de vue pratiques. Mais avant nous remarquons que les valeurs des composants réels sont liées par les relations suivantes:

$$R_s = R_L = R'_s \cdot Z_{ref}$$

$$C_1 = \frac{C'_1}{\omega_{3dB} \cdot Z_{ref}}$$

$$L_2 = \frac{L'_2 \cdot Z_{ref}}{\omega_{3dB}}$$

$$C_3 = \frac{C'_3}{\omega_{3dB} \cdot Z_{ref}}$$

Nous allons voir maintenant les différences dans le choix de  $Z_{ref}$ . Le choix d'une valeur très petite rendra l'inductance exigée petite, et en contre partie de plus grands condensateurs. Une petite valeur rendra également la résistance de source exigée petite, chose qui est difficile à réaliser étant donné que l'impédance de la source est celle de la ligne électrique. En outre, une petite valeur de  $Z_{ref}$  signifie que l'impédance d'entrée du reste de la chaîne de réception sera petite, impliquant que la ligne électrique sera menée à conduire un fort courant, donc, la première option qui se présente est l'insertion d'un amortisseur « *Buffer* » à l'entrée du filtre. Cette première option est peu susceptible d'être satisfaite, vu la complexité que cette solution

entraînerait, ainsi que les problèmes de bruits et les contraintes de linéarité du circuit de réception.

Il est souhaitable donc de rendre  $Z_{ref}$  quelque peu grande. Ceci a également des inconvénients. L'augmentation de la valeur de  $Z_{ref}$  signifie l'augmentation de la taille de l'inductance. D'un point de vue pratique, un compromis existe entre la valeur de l'inductance et la fréquence de résonance. Au fur et à mesure que la valeur de l'inductance augmente la fréquence de résonance diminue, cette diminution se traduit par une difficulté de travail dans la gamme des hautes fréquences.

Il a été démontré que l'impédance de la ligne électrique moyenne tension dans la bande passante de 1 à 30 MHz varie légèrement dans les environs de 50  $\Omega$  et ne dépasse pas la valeur des 60  $\Omega$ , cette valeur définira la limite inférieure de  $Z_{ref}$ . [3]

Par mesure de précaution on prendra  $Z_{ref} = 5 \text{ k}\Omega$ . Les valeurs réelles des composants peuvent donc être calculées à ce niveau d'impédance de référence, avec la fréquence 3dB indiquée:

$$R_S = R_L = 5 \text{ k}\Omega,$$

$$C_1 = 1.2532 \text{ pF}$$

$$L_2 = 48.314 \text{ pH}$$

$$C_3 = 1.2532 \text{ pF}$$

Finalement pour produire un zéro de basse fréquence, nous pouvons ajouter un condensateur  $C_C$  en série avec l'inductance  $L_2$ . Sa valeur définit l'emplacement du point basse fréquence à 3dB d'atténuation, que nous voudrions placer à 1 MHz. Des simulations sont employées pour déterminer une valeur de  $C_C$  qui offre la réponse désirée :

$$C_C = 20 \text{ pF}.$$

Le schéma du circuit final est montré sur la Figure 3.8. La Figure suivante montre le diagramme de Bode de ce circuit. [5]

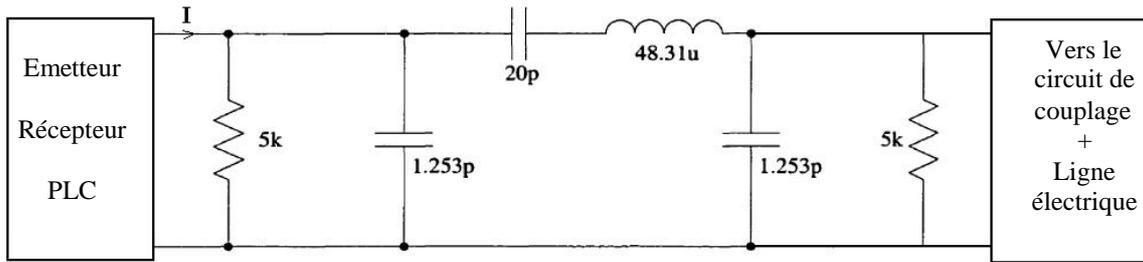


Figure III.15: Filtre passe Bande

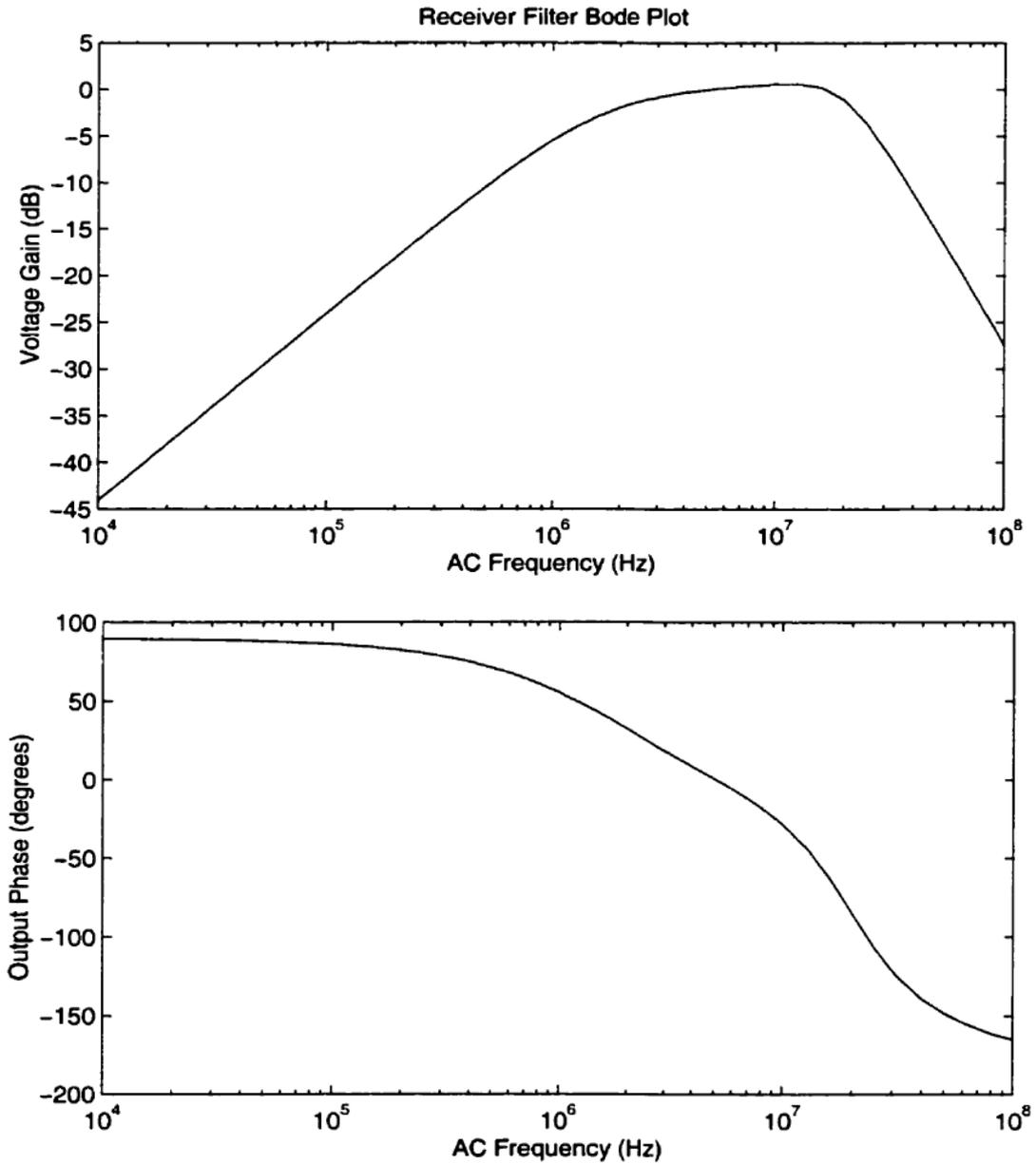


Figure III.16: Diagramme de Bode du filtre passe bande

# CONCLUSION

A decorative graphic consisting of a dark blue square in the top right corner and a vertical bar with a gradient from dark blue at the top to light blue at the bottom, extending from the square down the right side of the page. A horizontal line in dark blue extends from the left edge of the page to the right edge of the square.

# CONCLUSION

---

**C**e travail a été consacré à l'étude du circuit de couplage pour PLC utilisé dans les réseaux moyenne tension. Pour ce faire il nous a fallu acquérir les connaissances nécessaires concernant le support de transmission ainsi que la topologie de ce réseau, ensuite pour mieux comprendre les contraintes auxquelles ce type de communication est soumis on a vu les différentes modulations et codages utilisés ainsi qu'un rappel concernant le filtrage analogique.

Ce mémoire porte deux axes principaux, le premier concernant le moyen d'injecter ou de récupérer les données transmises sur le support de communication représenté par les lignes électriques, c'est-à-dire le moyen de couplage proprement dit, le deuxième axe porte sur la modélisation du circuit de filtrage permettant de supprimer les signaux à hautes amplitudes et basse fréquence (50 Hz). Les éléments à retenir concernant ces deux points sont respectivement :

- ❖ Pour les circuits de couplage nous avons constaté qu'il y a deux types : le couplage inductif se faisant à travers une self, et le couplage capacitif se faisant à travers une capacité comme son nom l'indique, nous retiendrons que le couplage inductif se fait surtout en installation outdoor et ceci pour trois raisons principales :
  - Le coût élevé de ce type de self qui doit supporter une large bande passante ce qui ne permet pas aux utilisateurs individuels de s'équiper de ce genre d'équipements,
  - Parce qu'on ne peut pas utiliser un couplage capacitif aussi aisément qu'un couplage inductif qui se connecte en parallèle et qui peut donc être relié à la ligne électrique sans devoir rentrer en contact direct avec, et donc sans devoir effectuer une coupure dans le circuit pour devoir raccorder cet équipement,

- Et troisièmement parce que ceci crée une isolation galvanique entre l'équipement PLC et la ligne électrique.

Le couplage capacitif quant à lui est surtout utilisé en indoor même si rien n'empêche réellement son utilisation en outdoor au niveau de certains postes de transformateur, cette utilisation en indoor s'explique par :

- Le coût peu élevé en comparaison avec un couplage inductif ce qui permet aux utilisateurs individuels de s'équiper de ce genre de configuration
  - Un couplage qui se fait en série avec le réseau électrique et donc qui permet de brancher l'équipement PLC directement et facilement sur une prise électrique.
- ❖ Quant aux circuits de filtrage nous avons vu dans cette étude un premier exemple de filtre passe haut s'occupant donc d'éliminer uniquement les basses fréquences sans se préoccuper des fréquences se situant au-delà de notre bande passante , c'est-à-dire 30 MHz, ceci représente en fait un avantage et un inconvénient :
- L'avantage est que ce genre de filtre nous permet d'utiliser des circuits très simples ce qui nous donne des fonctions de transfert de premier ordre, l'avantage réside dans le fait qu'il n'y a pas de déphasage avec ce genre de circuit.
  - L'inconvénient par contre est que les hautes fréquences qui ne sont pas filtrées peuvent être utilisées par d'autres applications, ce qui ne nous donne pas le droit de piétiner des bandes qui ne nous appartiennent pas.

Le second exemple qu'on a pris est un filtre passe bande, les filtres passes bandes sont divers et chacun avec ses propres avantages et ses propres inconvénients, mais généralement quelque que soit le type de filtre passe bande il y a toujours un inconvénient, qui est la complexité de ce types de filtre ce qui de plus nous donne des fonctions de transfert d'ordre élevé il y a donc un déphasage qui se crée, ce qui peut constituer un problème lors de la transmission des données. Certes ce genre de filtre nous assure un fonctionnement se limitant dans la bande passante voulue sans aller au delà de ses limites, mais ceci reste quand même la meilleure solution à développer en concevant des filtres plus performants et permettant d'obtenir de faibles déphasages.

A l'heure actuelle cette technologie demeure toujours en développement, mais les avancées technologiques permettront certainement d'optimiser ce genre de solutions.

Le développement futur prévoit l'utilisation d'une bande de fréquences de l'ordre du GHz, fournissant ainsi une bande passante de largeur beaucoup plus élevée et un flux de données plus important, de l'ordre de plusieurs centaines de Mbps.

La problématique qui se poserait serait le développement des moyens de couplage et de filtrage que ce soit pour la basse tension ou, surtout pour la moyenne et haute tension, car ils devront supporter une gamme de fréquences encore plus élevée.

# BIBLIOGRAPHIE



---

# BIBLIOGRAPHIE



---

[1] Y.HACCOUN, M.BAUDET, F.PODEVIN « CPL : Courant porteur en ligne », université de marne la vallée, Ingénieur 2000, 10 janvier 2006.

[2] Open PLC European Research Alliance (OPERA) , « D44 : REPORT PRESENTING THE ARCHITECTURE OF PLC SYSTEM, THE ELECTRICITY NETWORK TOPOLOGIES, THE OPERATING MODES AND THE EQUIPMENT OVER WHICH PLC ACCESS SYSTEM WILL BE INSTALLED », 29 décembre 2005.

[3] N.TOUADI, N.IABBASSEN, « Implantation d'un réseau PLC de ville », thèse d'ingénieur d'état à l'Ecole Nationale Polytechnique (E.N.P), département génie électrique, 24 Juin 2005.

[4] PLC Utilities Alliance (PUA), « White Paper on Power Line Communications (PLC), 2004 », 12 Octobre 2004.

[5] Agustin Lebron, « An Analog Front-End for Powerline Communications », Master of Applied Science, University of Toronto, 24 juillet 2001

[6] Open PLC European Research Alliance (OPERA) , « D2: Report of Installation Process of MV and LV Couplers, Filters and Line Conditioning Devices. Eichhoff's MV Clampable Coupler: Installation Instructions »,18 Juillet 2005.

[7] E.BRASSART, « NOTIONS DE BASE DES RESEAUX », Support de cours – Réseaux & Télécommunications, Institut Universitaire de technologie d'Amiens, Université de Picardie Jules Verne,

[8] P.KADIONIK, « BASES DE TRANSMISSIONS NUMERIQUES : Les modulations numériques », Cours de l'Ecole Nationale Supérieure Electronique, Informatique, & Radiocommunications BORDEAUX (ENSEIRB), 2000.

[9] Thierry BIENVENU, Bouchaib BASRI, « Les Courants Porteurs En Ligne & Power Over Ethernet », 23 février 2006

[10] Notes de cours « Le Filtrage », document : Le\_Filtrage.doc

[11] ECHELON Corporation, « PL 3120® / PL 3150® Power Line Smart Transceiver Data Book »,2005.