

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À  
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR  
FRANÇOIS NOUGAROU

STRUCTURE D'ÉGALISATION POUR L'ADSL G.DMT,  
TECHNOLOGIE DE TRANSMISSION À HAUTE VITESSE

AOÛT 2004

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

*"À ma mère, mon père et ma soeur"*

# ***REMERCIEMENTS***

Cette expérience enrichissante fut possible grâce à mon directeur de recherche, Pr. Daniel Massicotte, en acceptant de diriger ma maîtrise. En effet il m'offrit la chance d'intégrer le laboratoire des Signaux et Systèmes Intégrés et de collaborer avec la société de recherche en télécommunication, Axiocom. Je le remercie également pour son aide financière durant ces deux années d'étude.

Tout mon plus grand respect demeure pour Messaoud Ahmed Ouameur et Adel-Omar Dahmane qui ont su faire preuve à mon égard d'écoute, de bonne humeur et de patience. Leurs conseils et connaissances furent primordiaux à mon apprentissage, ma compréhension et au bon avancement de mon projet. Je souligne également l'aide et le soutien qui m'ont été offerts par Hugues Paquin lors de notre collaboration. Et je n'oublie pas mes autres collègues du LSSI avec lesquels il fut un plaisir de partager, dans une bonne ambiance, ces journées de travail.

Je remercie Annie Pellerin, qui m'a épaulé, encouragé et conseillé, ainsi que sa famille pour m'avoir accueilli comme ils l'ont fait. Enfin ma plus profonde pensée s'adresse à ma mère, mon père et ma soeur qui, depuis de la France, me soutiennent et m'encouragent sans cesse.

# ***TABLE DES MATIÈRES***

	<b>Page</b>
<b>REMERCIEMENTS.....</b>	<b>III</b>
<b>TABLE DES MATIÈRES .....</b>	<b>IV</b>
<b>LISTE DES TABLEAUX .....</b>	<b>VII</b>
<b>LISTE DES FIGURES.....</b>	<b>VIII</b>
<b>ABRÉVIATIONS .....</b>	<b>XII</b>
<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE 1 : CARACTÉRISTIQUES ET VARIANTES DE LA TECHNOLOGIE DSL.....</b>	<b>6</b>
<b>1.1. HISTORIQUE DE LA TECHNOLOGIE DSL .....</b>	<b>6</b>
<b>1.2. BUT, INTÉRÊT ET PRINCIPE DE LA TECHNOLOGIE DSL.....</b>	<b>7</b>
1.2.1. But de la technologie DSL .....	7
1.2.2. Intérêt de la technologie DSL .....	7
1.2.3. Principe de la technologie DSL.....	7
<b>1.3. SÉPARATION DES CANAUX .....</b>	<b>8</b>
1.3.1. Nécessité de la séparation des canaux dans la DSL.....	8
1.3.2. Techniques de séparation des canaux .....	9
<b>1.4. MODULATIONS DANS LA TECHNOLOGIE DSL.....</b>	<b>11</b>
1.4.1. Absence d'égalisation totale .....	11
1.4.2. Modulation CAP .....	12
1.4.3. Modulation DMT .....	14
<b>1.5. LES VARIANTES DE LA TECHNOLOGIE DSL .....</b>	<b>16</b>
1.5.1. HDSL/HDSL2.....	16
1.5.2. SDSL .....	17
1.5.3. ADSL .....	18
1.5.4. VDSL .....	20
<b>1.6 : CONCLUSION.....</b>	<b>21</b>

**CHAPITRE 2 : LA MODULATION DMT POUR L'ADSL G.DMT .....23**

**2.1. DMT POUR LA TECHNOLOGIE ADSL G.DMT ..... 23**  
**2.2. ÉTAPES DE LA DMT POUR L'ADSL G.DMT..... 26**  
    2.2.1. Conversion série/parallèle..... 26  
    2.2.2. Modulation QAM..... 27  
    2.2.3. Miroir et IFFT ..... 29  
    2.2.4. Conversion parallèle/série..... 30  
**2.3. LA DMT INVERSE ..... 30**  
**2.4 : CONCLUSION..... 31**

**CHAPITRE 3 : PROBLÉMATIQUE DE LA DMT ET ÉGALISATIONS DANS LA G.DMT .....32**

**3.1. INTERFÉRENCES DANS LA DMT ..... 32**  
**3.2. LE PRÉFIXE CYCLIQUE..... 33**  
    3.2.1. Réalisation du préfixe cyclique..... 34  
    3.2.2. Inconvénient du préfixe cyclique..... 34  
**3.3. ÉGALISATION DANS UN SYSTÈME DMT ..... 35**  
    3.3.1. Rôles du TEQ optimal..... 37  
    3.3.2. Rôle du FEQ..... 38  
**3.4. MÉTHODES TEQ POUR LA G.DMT ..... 40**  
    3.4.1. Méthode MMSE..... 41  
    3.4.2. Méthode MSSNR..... 43  
    3.4.3. Méthode MGSNR ..... 45  
    3.4.4. Méthode MBR..... 48  
**3.5. CONCLUSION..... 51**

**CHAPITRE 4 : MÉTHODES D'ÉGALISATION PROPOSÉES POUR L'ADSL G.DMT .....53**

**4.1. MÉTHODES POUR TEQ PROPOSÉES ..... 53**  
    4.1.1. Structure de McCanny [14]..... 55  
    4.1.2. Présentation de TEQ-L..... 57  
    4.1.3. Présentation de TEQ-NL..... 64  
**4.2. MÉTHODES POUR FEQ PROPOSÉES ..... 74**  
    4.2.1. Structure générale d'un FEQ..... 74  
    4.2.2. Algorithme d'adaptation utilisé..... 76  
    4.2.3. Structures des 4 méthodes proposées..... 79  
**4.3. CONCLUSION..... 82**

<b>CHAPITRE 5 : PERFORMANCES DES MÉTHODES PROPOSÉES .....</b>	<b>84</b>
<b>5.1. CONDITIONS DE SIMULATION .....</b>	<b>85</b>
5.1.1. Modélisation de la boucle locale.....	85
5.1.2. Paramètres sur la séquence émise et la DMT.....	86
<b>5.2. PERFORMANCES DES MÉTHODES TEQ-L ET TEQ-NL .....</b>	<b>86</b>
5.2.1. Paramètres de TEQ-L et TEQ-NL .....	86
5.2.2. Convergence des deux méthodes .....	87
5.2.3. Réduction du canal des 2 méthodes .....	88
5.2.4. Débits de transmission atteints pour les 2 méthodes.....	91
5.2.5. Taux d'erreurs sur le bit pour les 2 méthodes.....	94
5.2.6. Résultats globaux des 2 méthodes .....	97
<b>5.3. ÉTUDE COMPARATIVE DES MÉTHODES POUR TEQ .....</b>	<b>98</b>
5.3.1. Résultats en réduction du canal.....	100
5.3.2. Résultats en débit de transmission .....	101
5.3.3. Choix des deux meilleures méthodes.....	102
<b>5.4. COMPARAISON ENTRE MIN-ISI ET TEQ-NL .....</b>	<b>102</b>
5.4.1. Pour un canal linéaire sans erreur d'estimation .....	103
5.4.2. Pour un canal linéaire avec erreurs d'estimation .....	105
5.4.3. Pour un canal non-linéaire .....	110
<b>5.5. RÉCAPITULATION DES RÉSULTATS OBTENUS.....</b>	<b>113</b>
<b>CONCLUSION .....</b>	<b>115</b>
<b>RÉFÉRENCES .....</b>	<b>119</b>
<b>ANNEXE A : STANDARD CSA .....</b>	<b>122</b>
<b>ANNEXE B : ESTIMATEUR DE CANAL .....</b>	<b>134</b>
<b>ANNEXE C : PROGRAMMES MATLAB .....</b>	<b>136</b>
STRUCTURE MIN-ISI/3-TAPS .....	137
STRUCTURE TEQ-NL/3-TAPS .....	142
<b>ANNEXE D : PROGRAMMES C .....</b>	<b>147</b>
PROGRAMME C DE TEQ-L .....	148
PROGRAMME C DE TEQ-NL .....	151

# ***LISTE DES TABLEAUX***

	<b>Page</b>
Tableau 1 : Applications multimédias pour particuliers avec débits nécessaires par courant.....	1
Tableau 2 : Applications multimédias pour professionnels avec débits nécessaires par courant.....	1
Tableau 1.1 : Débits obtenus par la technologie ADSL G.DMT en fonction de la distance [2].....	20
Tableau 1.2 : Tableau récapitulatif des caractéristiques des différentes variantes présentées de la technologie DSL .....	21
Tableau 3.1 : Tailles fixées par le standard ANSI T1.413 des trames émises, du préfixe cyclique et du canal réduit pour les courants montant et descendant en nombre d'échantillon. ....	37
Tableau 5.1 : Débits de transmission obtenus après égalisation, ceux optimums pouvant être atteints et les pourcentages d'exploitation pour TEQ-L et TEQ-NL, pour $-140\text{dBm/Hz}$ .....	92
Tableau 5.2 : Performances en SSNR, en débit de transmission obtenu avec l'optimum associé et en pourcentage d'exploitation du canal pour les méthodes MMSE, MSSNR, MGSNR, MBR, Min-ISI, TEQ-L et TEQ-NL, avec le canal CSAloop#4 et une puissance de bruit de $-140\text{dBm/Hz}$ . Pour chaque domaine d'évaluation apparaît le classement des méthodes de 1 à 7.....	99

# LISTE DES FIGURES

	<b>Page</b>
Figure 1 : Utilisations de la paire cuivre ( <i>copper</i> ), de la fibre optique ( <i>fiber</i> ) et du câble coaxial ( <i>coax</i> ) en local en fonction des années [2].....	2
Figure 1.1 : Découpage de bande passante de la boucle locale effectué par la FDM [5].....	10
Figure 1.2 : Découpage de bande passante de la boucle locale effectué par FDM-EC [2].....	10
Figure 1.3 : Fonctionnement de la modulation DMT : Division du canal en sous-canaux et chargement du nombre de bits en fonction du canal [5].....	14
Figure 1.4 : Fonctionnement du splitter [1].....	19
Figure 2.1 : Division du canal de transmission en sous-canaux faite par la DMT.....	24
Figure 2.2 : Division DMT par FDM-EC [5].....	25
Figure 2.3 : Division DMT par le multiplexage fréquentiel, FDM [2].....	25
Figure 2.4 : Partie émetteur d'un modem ADSL G.DMT.....	26
Figure 2.5 : Combinaisons binaires possibles pour une séquence de 4 bits.....	28
Figure 2.6 : Exemple de constellation d'une 16-QAM.....	28
Figure 2.7 : Fonctionnement du bloc « miroir ».....	29
Figure 2.8 : Partie récepteur d'un modem ADSL G.DMT, DMT inverse.....	30
Figure 2.9 : Émetteur et Récepteur DMT idéal.....	31
Figure 3.1 : Réalisation du préfixe cyclique.....	34
Figure 3.2 : Émetteur et récepteur DMT d'un modem ADSL G.DMT.....	36
Figure 3.3 : Exemple de constellation de modulation 4-QAM, avec pour les deux graphes la constellation escomptée, puis la constellation sans utilisation d'un FEQ (a) et la constellation avec intégration d'un FEQ (b).....	39

Figure 3.4 :	Schéma de principe de la méthode MMSE .....	41
Figure 3.5 :	Décomposition des passages du signal et des ISI dans le temps [3] .....	49
Figure 4.1 :	Schéma de principe de la méthode MMSE [3] .....	55
Figure 4.2 :	Structure complète d'égalisation TEQ présentée par McCanny [14] .....	56
Figure 4.3 :	La forme directe d'un filtre à réponse impulsionnelle finie [30] .....	58
Figure 4.4 :	Schéma explicatif de l'algorithme LMS .....	59
Figure 4.5 :	Structure complète de la méthode TEQ-L .....	61
Figure 4.6 :	Structure complète de la méthode TEQ-NL .....	64
Figure 4.7 :	Structure du réseau de neurones multicouche utilisé dans TEQ-NL .....	65
Figure 4.8 :	Schéma interne d'un neurone formel .....	67
Figure 4.9 :	Exemples de fonction de d'activation .....	67
Figure 4.10 :	Structure complète du réseau de neurones multicouche TEQ-NL .....	68
Figure 4.11 :	Structure complète de la méthode TEQ-NL avec toutes ses variables .....	71
Figure 4.12 :	Schéma général d'un système FEQ .....	75
Figure 4.13 :	Contenu général du bloc d'adaptation du sous-canal $n$ d'un FEQ .....	75
Figure 4.14 :	Schéma du bloc d'adaptation et de son algorithme du $n^{\text{ième}}$ sous-canal utilisé pour nos quatre méthodes .....	76
Figure 4.15 :	Schéma de la provenance des signaux désirés du bloc d'adaptation d'un FEQ .....	77
Figure 4.16 :	Bloc adaptation d'un FEQ one-tap ou «1-tap» .....	80
Figure 4.17 :	Bloc adaptation d'un FEQ two-taps inférieur ou «2-taps inf» .....	81
Figure 4.18 :	Bloc adaptation d'un FEQ two-taps supérieur ou «2-taps sup» .....	81
Figure 4.19 :	Bloc adaptation d'un FEQ three-taps ou «3-taps» .....	82

Figure 5.1 :	Courbes dans le domaine du temps (a) et dans le domaine des fréquences (b) de la boucle locale CSAloop#4 .....	85
Figure 5.2 :	Courbe de l'erreur de TEQ-L (a) sur une moyenne de 30 itérations et la courbe de l'erreur de TEQ-NL en semi-logarithmique (b) sur une moyenne de 10 itérations .....	87
Figure 5.3 :	Courbes comparatives de la réponse du canal égalisé par le TEQ (SIR) et celle du TIR dans la fenêtre cible pour TEQ-L.....	88
Figure 5.4 :	Courbes illustratrices du phénomène de réduction avec la réponse du canal, la réponses du canal égalisé par TEQ-L et de la fenêtre cible idéale avec un bruit de $-140\text{dBm/Hz}$ .....	89
Figure 5.5 :	Valeurs moyennes sur 30 itérations des SSNR calculés pour TEQ-L et TEQ-NL en fonction de la puissance du bruit additif en $\text{dBm/Hz}$ .....	90
Figure 5.6 :	Courbes comparatives des SNR maximums pouvant être atteints par chaque sous-canal, la courbe MFBi, et la courbe des SNR finalement obtenus après égalisation pour chaque sous-canal, $\text{SNR}_i$ , pour les méthodes TEQ-L (a) et TEQ-NL (b) .....	91
Figure 5.7 :	Courbes moyennes sur 30 itérations des débits en Mbps obtenus pour le MFB, la méthode TEQ-L et la méthode TEQ-NL en fonction de la puissance de bruit additif en $\text{dBm/Hz}$ . .....	93
Figure 5.8 :	Courbes des BER bruts moyens sur 10 itérations pour TEQ-L couplé avec chacun des 4 FEQ proposés en fonction du bruit additif en $\text{dBm/Hz}$ pour le canal CSAloop#4 .....	95
Figure 5.9 :	Courbes des BER bruts moyens sur 10 itérations pour TEQ-NL couplé avec chacun des 4 FEQ proposés en fonction du bruit additif en $\text{dBm/Hz}$ pour le canal CSAloop#4 .....	96
Figure 5.10 :	Courbes des BER bruts moyens sur 20 itérations en fonction du bruit additif, en $\text{dBm/Hz}$ , pour les méthodes Min-ISI et TEQ-NL couplées avec les FEQ «1-tap» (a) et «3-taps» (b) avec le canal CSAloop#4 linéaire sans erreur d'estimation .....	103
Figure 5.11 :	Courbes moyennes sur 20 itérations des SSNR (a) et des débits de transmission (b) obtenus pour les méthodes Min-ISI et TEQ-NL en fonction du bruit additif en $\text{dBm/Hz}$ avec le canal CSAloop#4 linéaire sans erreur d'estimation .....	104
Figure 5.12 :	Présentation de la chaîne de communication générale.....	106

Figure 5.13 : Courbes agrandies de la réponse du canal de transmission CSAloop#4 et celles de la réponse du canal estimé pour 1, 2, 5, 10 itérations pour un bruit additif de -140dBm/Hz.....	107
Figure 5.14 : Courbes moyennes sur 100 itérations des SSNR (a) et des débits de transmission (b) obtenus pour les méthodes Min-ISI et TEQ-NL en fonction du nombre d'itérations de la technique d'estimation du canal de transmission pour le canal CSAloop#4 et un bruit additif de -140dBm/Hz.....	108
Figure 5.15 : Courbes des BER bruts moyens sur 100 itérations obtenus pour les méthodes Min-ISI et TEQ-NL couplées avec le FEQ 1-tap en fonction du nombre d'itérations de la technique d'estimation du canal de transmission pour le canal CSAloop#4 et un bruit de -140dBm/Hz.....	109
Figure 5.16 : Courbes représentative d'une amplification linéaire et non-linéaire dont la fonction est la suivante : $Y=(20/(1+e^{(-0.2X)}))-10$ .....	110
Figure 5.17 : Courbes moyennes sur 30 itérations des performances en SSNR (a), en débit de transmission (b), BER bruts couplées avec le «1-tap» (c) et le «3-taps» (d) pour les méthodes Min-ISI et TEQ-NL en fonction du nombre d'itérations de la technique d'estimation du canal CSAloop#4 avec ajout des non-linéarités décrites ci-dessus et un bruit additif de -140dBm/Hz.....	111
Figure A.1 : Transmission inter-centrale téléphonique.....	123
Figure A.2 : Caractéristiques en feet/nombre_de_paire des huit boucles locales certifiées CSA .....	125
Figure A.3 : Courbes dans le domaine du temps et des fréquences de la CSAloop#1 .....	126
Figure A.4 : Courbes dans le domaine du temps et des fréquences de la CSAloop#2 .....	127
Figure A.5 : Courbes dans le domaine du temps et des fréquences de la CSAloop#3 .....	128
Figure A.6 : Courbes dans le domaine du temps et des fréquences de la CSAloop#4 .....	129
Figure A.7 : Courbes dans le domaine du temps et des fréquences de la CSAloop#5 .....	130
Figure A.8 : Courbes dans le domaine du temps et des fréquences de la CSAloop#6 .....	131
Figure A.9 : Courbes dans le domaine du temps et des fréquences de la CSAloop#7 .....	132
Figure A.10 : Courbes dans le domaine du temps et des fréquences de la CSAloop#8 ....	133

# *ABRÉVIATIONS*

Abréviations	Descriptions
ADSL	Asymmetric DSL
ANSI	American National Standards Institute
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CAP	Carrier-less Amplitude Phase
CDSL	Consumer DSL
CSA	Carrier Serving Area
DC	Divide-and-conquer
DFE	Decision Feedback Equalizer
DMT	Discret Multi-Tone Modulation
DSL	Digital Subscriber Line
EC	Echo Cancellation
FDM	Frequency Division Multiplexing
FEQ	Frequency-domain Equalizer
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
G.DMT	version de l'ADSL qui exploite au maximum les ressources du canal
G.Lite	version légère ADSL, appelée aussi CDSL
GSNR	Geometric Signal-to-Noise Ratio
HDSL	High Bit Rate DSL
ICI	Inter-Carriers Interferences
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform

ISI	Inter-Symbols Interferences
LMS	Least Mean Square
MBR	Maximum Bit Rate, <i>méthode TEQ</i>
MCM	Multi-Carrier Modulation
MFB	Matched Filter Bound
MGSNR	Maximum Geometric SNR, <i>méthode TEQ</i>
Min-ISI	Minimum ISI, <i>méthode TEQ</i>
MMSE	Minimum Mean Square Error, <i>méthode TEQ</i>
MSSNR	Maximum Shortening SNR, <i>méthode TEQ</i>
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
PC	Préfixe Cyclique
POTS	Plain Old Telephone System
PSTN	Public Switched Telephone Network
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RNM	Réseau de Neurones Multicouche
SDSL	Single Line DSL
SIR	Shortening Impulse Response
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SSNR	Shortening Signal-to-Noise Ratio
TEQ	Time-domain Equalizer
TEQ/FEQ	Structure d'égalisation associant un TEQ avec un FEQ
TIR	Target Impulse Response
UEC	Unit-Energy Constraint
UTC	Unit-Tap Constraint
VDSL	Very High bit-rate DSL

# INTRODUCTION

L'avancement dans les applications multimédias et le développement d'Internet ont créé une grande demande qui a suscité le besoin de communications numériques à haute vitesse [5]. Les tableaux 1 et 2 [5] énumèrent quelques applications pour les particuliers et les professionnels avec les débits nécessaires à leur fonctionnement. Cela démontre l'intérêt de concevoir des systèmes de communications fiables transitant de l'information à plusieurs mégabits par seconde.

Tableau 1 : Applications multimédias pour particuliers avec débits nécessaires par courant

Applications	Courant descendant débit en kbit/sec	Courant Montant débit en kbit/sec
Téléphone	16-64	16-64
Accès Internet	14-3000	14-384
Courrier électronique	9-128	9-64
TV haute définition	12000-24000	0
Vidéo diffusion	1500-6000	0
Musique à la demande	384-3000	9
enseignement à distance	384-3000	128-3000
Téléchargements de software	384-3000	9
Shopping à la maison	128-1500	9-64
Jeux vidéo	64-1500	64-1500

Tableau 2 : Applications multimédias pour professionnels avec débits nécessaires par courant

Applications	Courant descendant débit en kbit/sec	Courant Montant débit en kbit/sec
Fax	9-128	9-128
Intranet	64-3000	64-1500
Commerce électronique	28-384	28-384
Bureau à la maison	128-6000	64-1500
Interconnexions LAN	384-10000	384-10000
Vidéophone	128-1500	128-1500
Accès aux bases de donnée supercomputing	14-384 6000-45000	9 6000-45000

Les quatre principaux médiums de transmission capables de supporter la haute vitesse sont les boucles locales téléphoniques, soit la partie du réseau téléphonique qui relie le site d'un abonné au central de communication le plus proche, le câble coaxial, la fibre optique et la transmission sans fils (*wireless*) [6]. Comme le montre la Figure 1 [1], le réseau téléphonique reste plus répandu que ceux du câble coaxial et de la fibre optique malgré leur expansion. La technologie permettant de faire transiter de l'information à haut débit à travers le réseau téléphonique possède donc l'intérêt majeur de fonctionner avec un médium déjà installé. Cette technologie est communément appelée DSL (*Digital Subscriber Line*) soit ligne d'abonné numérique. L'idée de base de la DSL consiste à repousser la barrière des 300 à 3400Hz de bande passante [2], normalement utilisée pour la communication téléphonique, à une bande de fréquence de plusieurs mégahertz. Il existe plusieurs variantes de la technologie DSL [1], [2] et [5] et c'est sur l'ADSL (*Asymmetric DSL*), qui est la plus populaire [1], que nous porterons notre étude et plus particulièrement sur la version ADSL G.DMT. Cette technologie permet de faire transiter des données

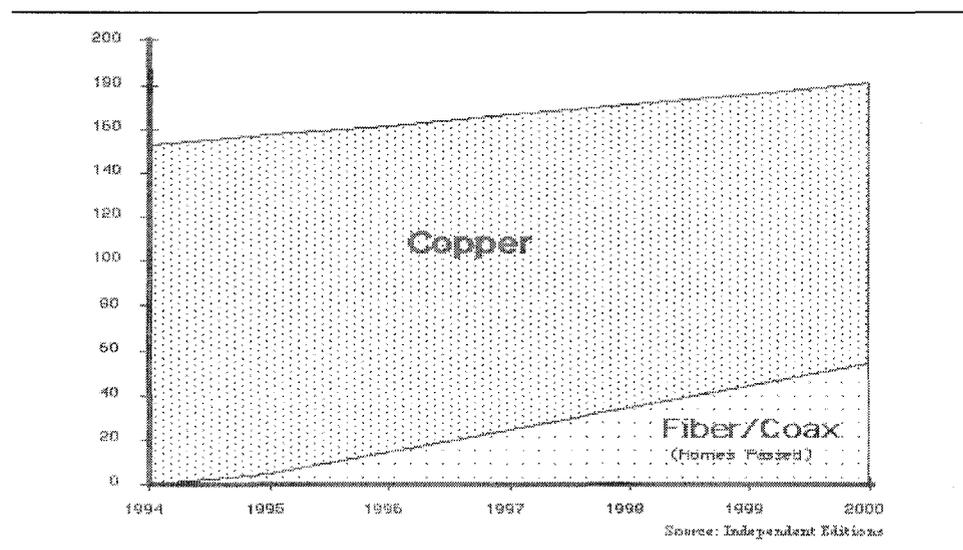


Figure 1 : Utilisations de la paire cuivre (*copper*), de la fibre optique (*fiber*) et du câble coaxial (*coax*) en local en fonction des années [2]

numériques à travers les paires de cuivres téléphoniques déjà existantes aux débits suivants: de 1.544 à 9 mégabits par seconde en courant descendant, soit du central téléphonique à l'abonné, et de 16 à 640 kilobits par seconde en courant montant, de l'abonné au central téléphonique [1] et [2].

De nombreuses sources de distorsions sévissent dans un réseau téléphonique ce qui ne facilite pas la transmission de données à haute vitesse. En effet dans un tel réseau, de multiples paires de fils sont regroupées en un même chemin de câbles cuivrés [10]. Des signaux transitant dans une paire de câbles adjacents et utilisant les mêmes spectres de fréquence sont susceptibles de créer de nombreuses interférences, par rayonnement les uns par rapport aux autres. Ce phénomène perturbateur s'appelle la diaphonie et est dû au médium [2], [7] et [10]. Un autre problème imposé par le médium est la dissipation d'énergie. En effet pour atteindre de haut débit de transmission, il est nécessaire d'utiliser des signaux hautes fréquences. Seulement à cause de la dissipation d'énergie, l'émission de signaux à haute fréquence ne peut se faire sur de longue distance sous peine de s'évanouir dans le bruit de fond [2] et [5]. L'utilisation des hautes fréquences afin d'augmenter les débits de données implique des boucles locales plus courtes.

En plus des distorsions décrites ci-dessus, un système DSL doit faire face aux interférences inter-symboles (ISI – *Inter-Symbols Interferences*) dues aux variations d'amplitude et de phase de la réponse en fréquence de la boucle locale, notre canal de transmission. Il existe deux approches pour lutter contre ces ISI : l'égalisation totale du canal, solution classique, et l'utilisation de techniques de modulation, comme la modulation multi-porteuses (MCM – *Multi-Carrier Modulation*) [3], [4] et [6], qui divise le canal en sous-canaux de bande

étroite et de même taille. Dans la technologie ADSL G.DMT, c'est la modulation DMT (Discrete Multi-Tone) [7], [8], [9], [10] et [12], de la famille des MCM, qui a été choisie. La DMT a su se montrer plus avantageuse que l'égalisation totale du canal dans ce contexte de transmission à haute vitesse. D'ailleurs cette modulation a été standardisée par l'ANSI (*American National Standards Institute*) pour l'ADSL sous l'appellation ANSI T1.413 [1].

Cela ne signifie pas que l'égalisation n'est pas requise dans un système basé sur la modulation DMT [3]. En effet, les interférences inter-symboles causées par le canal détruisent l'orthogonalité entre les sous-canaux qui ne peuvent donc ainsi plus être séparés au récepteur [16]. La solution pour palier à ce problème est d'ajouter des bits de garde sans contenu informationnel, appelés préfixe cyclique [3] [4] et [16], au début de chaque trame émise. Et si la taille de ce préfixe est au moins de celle de la réponse impulsionnelle du canal moins un, alors le système se trouve immunisé contre les ISI. Évidemment cette redondance de bit, si elle élimine les ISI, peut dramatiquement diminuer le débit de transmission (d'information utile), notamment si la réponse du canal est longue. Il est nécessaire de diminuer la taille du préfixe cyclique. Comme cette dernière dépend de celle du canal, pour réduire le préfixe cyclique il faut réduire la longueur de la réponse impulsionnelle du canal [16]. Cette réduction de canal est effectuée par un égaliseur de canaux placé en entrée du récepteur du modem ADSL. Ce système porte le nom de TEQ (*Time-domain Equalizer*) pour égaliseur dans le domaine du temps, de [13] à [24]. Ce qui donne un grand intérêt à ce système est qu'il peut également permettre d'améliorer les débits de transmission [3]. Notons qu'il s'ajoute à cet égaliseur dans la chaîne de réception d'un système basé sur la DMT, un autre égaliseur nommé FEQ (*Frequency-domain*

*Equalizer*) [3], égaliseur dans le domaine des fréquences. Son rôle est d'inverser la réponse en fréquence du canal égalisé par le TEQ afin d'éliminer les distorsions de phase engendrées par ce canal juste réduit et non totalement égalisé [9]. Le FEQ facilite la tâche du décodeur Reed Solomon [9] utilisé dans cette technologie pour atteindre un taux d'erreur sur le bit, TEB (BER – *Bit Error Rate*), inférieur à  $10^{-7}$  comme imposé par la norme [9]. On parle de structure d'égalisation TEQ/FEQ [3] et [9].

Le projet présenté à travers ce mémoire consiste en l'étude et la réalisation d'une structure d'égalisation TEQ/FEQ utilisée dans le récepteur d'un système ADSL G.DMT. Pour ce faire, le mémoire est divisé en 5 chapitres. Le premier nous plonge dans le monde de la DSL pour comprendre l'intérêt d'une telle technologie et cibler sa variante sur laquelle va reposer notre étude : ADSL G.DMT. Le chapitre 2 décrit la modulation DMT usitée dans l'ADSL G.DMT, passage nécessaire pour bien cerner la problématique liée à l'égalisation de la G.DMT, de [7] à [12]. Le chapitre 3, à partir des vérités énoncées dans le deuxième, pose le cheminement amenant à la problématique. Apparaissent ici de façon précise les rôles des TEQ et FEQ, égaliseurs de la technologie. Dans ce chapitre sont également présentées les méthodes TEQ recensées dans la littérature. Le chapitre 4 met à jour nos réalisations conçues pour être simple de complexité et pour faire face à d'éventuelles non-linéarités dues à la nature même de la DMT [31] et [32]. Il en résulte deux TEQ, de [26] à [30], et quatre FEQ [3], [29] et [25]. Enfin dans le dernier chapitre, nos structures d'égalisation sont évaluées dans l'environnement de l'ADSL G.DMT, analysées et comparées aux méthodes décrites dans le troisième chapitre pour différentes conditions de simulation.

# *CHAPITRE 1*

## **CARACTÉRISTIQUES ET VARIANTES DE LA TECHNOLOGIE DSL**

### **1.1. Historique de la technologie DSL**

Contrairement aux apparences, la technologie DSL n'est pas une idée neuve. Cette technologie a en effet été conçue et pensée il y a une vingtaine d'année par les laboratoires BellCore, qui ont développé le premier réseau DSL. L'intérêt porté à cette technologie est revenu au goût du jour dans le milieu des années 90, pour deux raisons [1].

Tout d'abord, le déploiement massif de la fibre optique, jusque chez l'abonné, envisagé au début des années 1990 s'est révélé un investissement trop onéreux et à la rentabilité hypothétique. Il fallait donc trouver une autre solution pour proposer des services assurant une transmission haut débit à moindre coût.

Ensuite, la réforme, en septembre 1996, des télécoms américaines mit un terme au monopole en matière de téléphonie locale, ouvrant ainsi la compétition entre compagnies régionales, câblo-opérateurs, opérateurs longue distance, etc. Les téléphonistes furent alors confrontés à la montée en puissance des solutions de type câble. Pour les contrer, une seule solution : doper le réseau téléphonique existant.

## 1.2. But, intérêt et principe de la technologie DSL

### 1.2.1. But de la technologie DSL

Le but de la technologie DSL, soit plus précisément « Digital Subscriber Line », en français « ligne d'abonné numérique », est de faire transiter de l'information sur une ligne téléphonique locale, du central téléphonique le plus proche à l'abonnée, à des débits atteignant les mégabits par seconde.

### 1.2.2. Intérêt de la technologie DSL

L'intérêt de la technologie DSL réside dans l'étendu de son médium de transmission. En effet, il s'agit en définitif du réseau téléphonique qui depuis l'apparition du téléphone n'a cessé de se développer afin d'en faire bénéficier le plus de personnes possibles. Notons que dans le monde il y a 900 millions de lignes téléphoniques et on estime que 70 à 80% d'entre elles peuvent accepter les procédés DSL [1] et [2].

### 1.2.3. Principe de la technologie DSL

Le principe de la DSL est de doper cette boucle locale téléphonique afin d'obtenir de hauts débits de transmission. À la base cette boucle locale est limitée à une bande passante allant de 300Hz à 3400Hz [5]. Cette bande passante suffit pour un transport de la voix audible. Une grande fidélité nécessiterait une bande de fréquence allant de 10Hz à 20kHz, mais il suffit que les deux interlocuteurs se comprennent, même si les voix de femmes ressemblent à celles des hommes parce que les sons aigus manquent. Cette bande passante limitée est celle utilisée pour les communications téléphoniques, soit pour le Réseau Téléphonique Commuté Public (RTCP), en anglais POTS (*Plain Old Telephone System*) ou encore PSTN

(*Public Switched Telephone Network*) [6]. Si on retire le filtre passe bas, la bande passante réelle de la boucle locale dépasse le mégahertz, lorsque la paire de cuivre est en bon état et sa longueur ne dépasse pas les quelques kilomètres. À partir de cette bande passante de plusieurs mégahertz, il est possible d'atteindre de hauts débits. Le principe utilisé dans la DSL repose dans la division de cette bande passante en plusieurs sous-canaux de même taille et de quelques kilohertz [1] et [6].

On peut comprendre le principe avec un exemple [2]. Admettons que la bande passante de la boucle locale réelle est de 1MHz et que la taille d'un sous-canal est de 4kHz. Dans ce cas le nombre de sous-canaux est de  $1000 \div 4 = 250$ . Si un sous-canal permet de faire passer 33.6Kbps (Kbps = Kilobit par seconde), ce que fournit un modem analogique branché sur une ligne téléphonique traditionnelle, alors dans ce cas on dispose d'un débit total de  $(250 \times 33.6) \div 1000 = 8.4$ Mbps (Mbps = Mégabit par seconde).

### **1.3. Séparation des canaux**

#### 1.3.1. Nécessité de la séparation des canaux dans la DSL

Comme déjà évoqué dans l'introduction de ce mémoire, le médium de la technologie DSL impose un problème de diaphonie appelé « cross-talk » en anglais. En effet dans un réseau téléphonique, de multiples paires de fils téléphoniques sont regroupées en un même chemin de câble. Les signaux transitant dans une paire de câbles adjacents et utilisant les mêmes spectres de fréquence sont susceptibles de créer de nombreuses interférences par rayonnement électromagnétique les uns par rapport aux autres.

Dans la technologie DSL, il y a deux courants de circulation d'information : le courant montant qui définit la transmission de l'abonné au central téléphonique le plus proche et le

courant descendant qui détermine la transmission du central téléphonique vers l'abonné [5]. Ces deux courants, montant et descendant, peuvent être symétriques ou asymétriques suivant la technologie DSL utilisée. Symétrique signifie que les débits de transmission des deux courants sont les mêmes et quand le système est asymétrique alors les débits de transmission des deux courants sont différents. Cela signifie que lors d'une communication de type DSL sur une même boucle locale, cette même ligne sera susceptible de faire face à la transmission POTS, pour le téléphone traditionnel, ainsi que les courants montant et descendant du haut débit. Pour éviter les risques de diaphonie, une séparation des canaux s'impose sur la bande passante de la boucle locale [1].

### 1.3.2. Techniques de séparation des canaux

Dans la technologie DSL deux techniques de séparation de canaux se sont démarquées la FDM (*Frequency Division Multiplexing*) [5], soit le multiplexage fréquentiel, et la FDM-EC (*Frequency Division Multiplexing - Echo Cancellation*) [5], soit le multiplexage fréquentiel avec annulation d'écho [5]. Ces deux techniques de séparation de canaux sont utilisées suivant les variantes de la technologie DSL.

#### 1.3.2.1. Séparation par FDM

La technique FDM utilise différentes bandes de fréquence afin de transmettre les trois différents courants de données simultanément, c'est à dire le POTS du téléphone puis les courants montant (*upstream*) et descendant (*downstream*) pour le fonctionnement de la DSL. Le découpage de la bande passante de la boucle locale se fait de manière à ce que les bandes de fréquence des trois courants soient totalement indépendantes, Figure 1.1.

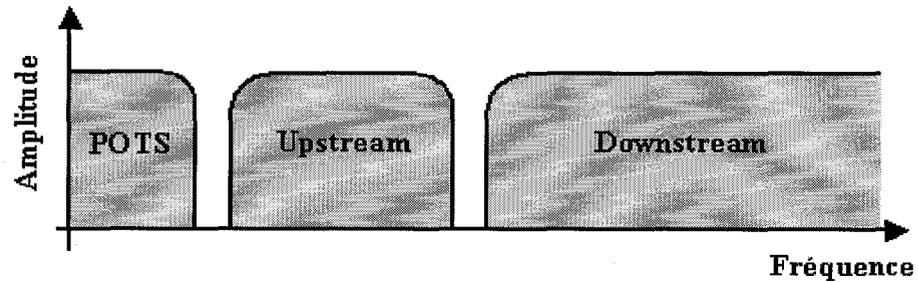


Figure 1.1 : Découpage de bande passante de la boucle locale effectué par la FDM [5]

La transmission de la voix pour le téléphone est « full duplex », soit totalement bidirectionnelle, alors que les courants montant et descendant sont « simplex », soit unidirectionnels. Cette technique permet donc de communiquer dans les deux sens de courant en s'affranchissant totalement du problème de diaphonie [5]. En contrepartie, cette technique simple réduit la bande passante disponible dans toutes les directions. Notons que, les largeurs de bandes des courants dépendent du type de la technologie DSL désignée.

#### 1.3.2.2. Séparation par FDM-EC

La technique FDM avec annulation d'écho (FDM-EC) sépare la bande passante de la boucle locale en deux parties distinctes, contrairement à la FDM avec trois parties [5]. La première partie est assignée à la bande POTS et la deuxième à la fois au courant montant et au courant descendant. Cette séparation de bande passante est montrée en Figure 1.2.

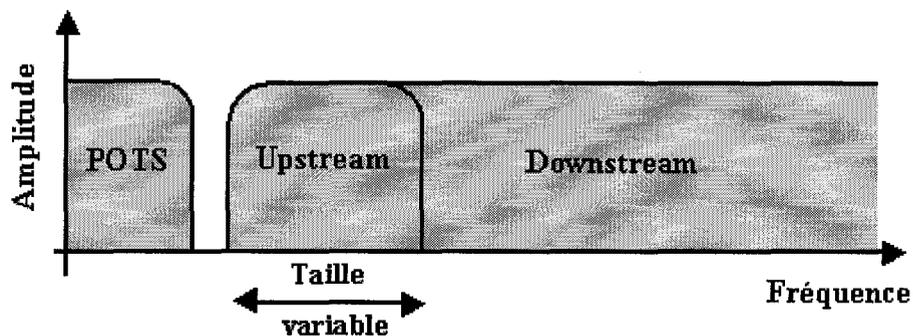


Figure 1.2 : Découpage de bande passante de la boucle locale effectué par FDM-EC [5]

Le système est «full duplex» dans la bande de fréquence des courants montant et descendant. Cette méthode plus complexe et onéreuse permet d'utiliser plus efficacement la bande passante. La taille de la bande passante du courant montant est variable. De cette manière, le courant descendant est optimisé en bande passante et donc en débit obtenu. Ce n'est pas le cas dans la séparation par la FDM puisque les bandes passantes allouées restent fixes. Dans la FDM-EC, les deux courants, montant et descendant, sont immunisés contre les risques de diaphonie, non pas par une stricte séparation de bande passante mais par un algorithme d'annulation d'écho [5].

#### **1.4. Modulations dans la technologie DSL**

Afin de lutter contre les interférences inter-symboles, notées ISI, et autres distorsions dues au canal de transmission, deux approches sont possibles [3] : l'égalisation totale du canal, qui a pour but de rendre la réponse du canal égalisée égale à une impulsion de Dirac, ou l'utilisation de techniques de modulation [5]. Dans la technologie DSL, ce sont les techniques de modulation qui ont été préférées pour immuniser le système face aux distorsions de transmission. Nous allons expliquer les raisons pour lesquelles l'égalisation totale a été rejetée au détriment des techniques de modulation.

##### **1.4.1. Absence d'égalisation totale**

L'égalisation du canal annule les effets de forme spectrale imposés par le canal de transmission en utilisant un filtre adaptatif appelé égaliseur. Ce dispositif est situé à l'entrée du récepteur. Son rôle est d'inverser la fonction de transfert du canal, domaine des fréquences, afin de faire paraître le passage par le canal égalisé comme le passage par un

simple fil. Soit sans aucune distorsion. On peut considérer deux grandes classes d'égaliseur : les égaliseurs linéaires et non linéaires.

- L'égaliseur linéaire, s'il est facile à réaliser, peut augmenter le bruit de transmission et ainsi dégrader les performances du système. Ce type d'égaliseur ne représente pas une solution suffisamment robuste pour la technologie DSL.
- L'égaliseur non linéaire, comme le DFE (*Decision Feedback Equalizer*), est plus performant, mais un de ses inconvénients est qu'il devient très complexe à des taux d'échantillonnage élevés [3]. Or les fréquences d'échantillonnage requises dans les technologies DSL sont très élevées ce qui peut se comprendre aisément étant donné les hauts débits de transmission atteints par de tels systèmes.

C'est donc à cause qu'une trop grande complexité de réalisation que l'égalisation totale du canal ne représente pas une solution raisonnable pour lutter contre les ISI dans la DSL. Les techniques de modulation alors principalement utilisées dans la technologie DSL sont : la modulation DMT (*Discret Multi-Tone Modulation*), qui fait partie de la famille des modulations multi-porteuses, nommée MCM (*Multi-Carrier Modulation*), et la modulation CAP (*Carrierless Amplitude Phase*) qui n'emploie qu'une porteuse. L'utilisation de l'une ou l'autre dépend du type de technologie DSL. Ces deux techniques de modulations sont décrites dans les paragraphes suivants.

#### 1.4.2. Modulation CAP

La CAP a été développée par la société Globespan Semiconductor, filiales de AT&T et Paradyne et est maintenant utilisée par d'autres constructeurs. Cette modulation est très proche de la modulation QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). En fait, ces deux

modulations sont identiques du point de vue mathématique, d'ailleurs certains ingénieurs ne les distinguent pas. Mais la différence provient surtout de leur implémentation. On peut dire que la modulation CAP est une modulation sans porteuse [5]. Une porteuse ne contient pas d'information, il est courant de ne pas la transmettre et de la recréer de manière électronique au niveau du récepteur. Notons que les méthodes qui consistent à ne pas envoyer la porteuse nécessitent plus de composants électroniques dans l'équipement du récepteur. Mais le prix des composants a fortement chuté d'années en années. La CAP peut être considérée comme une version améliorée de la modulation QAM.

La modulation QAM [5] fonctionne en définissant des constellations fondées sur deux valeurs du signal : son amplitude et sa phase. Ces constellations sont un ensemble de points bien définis. Chaque point est caractérisé par une phase et une amplitude de signal et à chacun de ces points correspond une séquence de bits, par exemple «0001» ou «0101». La CAP peut être comparée à la modulation QAM pour laquelle les constellations seraient libres de tourner, en effet il n'y a pas de porteuse pour fixer une valeur de référence. Une fonctionnalité, appelée « rotation function » et intégrée aux équipements CAP, permet de toujours déterminer les points de constellation. Ainsi pour simplifier, si on ajoute cette fonctionnalité à la chaîne de réception d'un équipement QAM et si on supprime l'envoi de la porteuse à la chaîne d'émission du même équipement QAM, on obtient un système CAP. La modulation CAP utilise l'intégralité de la bande passante de la boucle locale, à l'exception de la bande passante de 0 à 4kHz réservée à la transmission de la voix, bande de fréquence POTS. Le fonctionnement full duplex est assuré par le multiplexage fréquentiel ou l'annulation d'écho. La modulation CAP, grâce à ses origines, est mature, simple et maintenant bien maîtrisée.

### 1.4.3. Modulation DMT

La modulation DMT a été développée par les laboratoires Bell [5], il y a quelques années mais elle n'a été réalisée que tardivement, les modulations CAP et QAM répondant pleinement aux besoins des télécommunications.

La technologie DMT effectue une division de la bande passante disponible de la boucle locale analogique en bande passante de taille égale. Ces dernières sont appelées «sous-porteuses» ou «sous-canaux». Chaque sous-porteuse est modulée en QAM. Cela permet de gérer les sous-canaux de même taille individuellement. Certains pourront permettre de transmettre plus de bits que d'autres dépendamment du canal. Le débit total est la somme des bits transmis par tous les sous-canaux actifs, certains pouvant être inutilisés.

La Figure 1.3 illustre le fonctionnement de la DMT sur la boucle locale analogique. La partie supérieure de cette figure présente le fonctionnement dans les conditions idéales, par exemple avec des câbles de section constante, de longueur inférieure à 5km et sans bruit. L'atténuation est dans ce cas fonction de la distance et de la fréquence. Quant à la partie inférieure de la figure, elle correspond à des conditions plus réalistes.

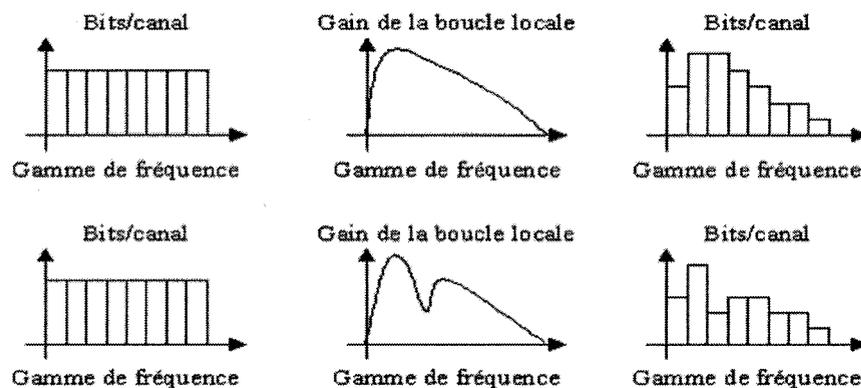


Figure 1.3 : Fonctionnement de la modulation DMT : Division du canal en sous-canaux et chargement du nombre de bits en fonction du canal [5].

Si on considère le premier cas, à gauche en haut, nous trouvons le nombre de bits par sous-canaux que l'équipement devrait envoyer et recevoir. Le graphe du milieu présente l'atténuation en fonction de la fréquence sur la boucle locale, soit la réponse en fréquence du canal de communication. Notons que l'atténuation y est plus forte d'une part aux basses fréquences du fait du bruit et de la diaphonie, et d'autre part aux hautes fréquences. Pour les hautes fréquences, c'est principalement l'effet de la distance.

L'équipement DMT est capable de mesurer cette atténuation pour chaque sous-canal et d'ajuster en fonction le nombre de bits par sous-canaux. C'est ce que l'on appelle le « bits loading » [12], soit le chargement de bit par sous-canaux. La partie du bas montre cette faculté du système DMT d'assigner le nombre de bits à envoyer par sous-canal. Les avantages de cette modulation pour la technologie DSL sont présentés dans le prochain paragraphe.

#### 1.4.4. Les avantages de la modulation DMT

- Elle évite l'égalisation totale du canal;
- Elle est robuste contre le bruit impulsif et les « fading » brusques;
- Elle utilise la bande passante disponible efficacement, en effet elle évite les distorsions des bandes étroites simplement en ne prenant pas en compte un ou plusieurs sous-canaux;
- Elle optimise la transmission pour chaque sous-canal car elle contrôle de façon continue la puissance et le nombre de bits pour chaque sous-canal;
- Coût et disponibilité des composants électroniques;
- Bonne interopérabilité entre équipements.

Cette modulation est pleinement adaptée aux conditions de transmission dans la boucle locale. Tous ces avantages ont permis de faire standardiser la modulation DMT par l'ANSI (*American National Standards Institute*) sous l'appellation ANSI T1.413 [2] pour la plus populaire des technologies DSL : l'ADSL. Nous allons présenter désormais les principales variantes de la technologie DSL et leurs caractéristiques.

### **1.5. Les variantes de la technologie DSL**

La technologie DSL, comme déjà dit dans l'introduction, est composée de plusieurs variantes. Chacune d'elles possède des caractéristiques propres. Les principales caractéristiques pouvant varier de l'une à l'autre sont les débits de transmission atteints, la distance possible jusqu'à laquelle elles peuvent faire transiter de l'information, le caractère symétrique ou asymétrique de leur courant de transmission ou encore les techniques internes de séparation des canaux et de modulation. Nous allons présenter dans cette partie les principales technologies DSL.

#### **1.5.1. HDSL/HDSL2**

La technologie HDSL (*High bit-rate DSL*) est la première technique issue de la famille DSL. Au début des années 90, cette technologie a consisté à diviser le tronc numérique du réseau T1, réseau des États Unis, et E1, réseau en Europe, sur plusieurs paires de fils. On arriva à 1168kbits/s, tout en respectant la longueur de 5km pour la boucle locale, sans adjonction de répéteur. Au vu de l'amélioration sensible des performances, on baptisa cette méthode HDSL, pour « High Bit Rate DSL », c'est à dire DSL à haut débit.

La HDSL est une technologie avec des courants symétriques. Cela signifie que les courants descendants, du central téléphonique à l'abonné, et les courants montants, de l'abonné au central téléphonique, possèdent des taux de débits équivalents. Ce débit bidirectionnel atteint 1.544Mbps (bps = bits par seconde). Mais la particularité de cette technologie DSL est qu'elle nécessite d'utiliser plusieurs paires de fils. Les autres variantes de la technologie DSL font transiter de l'information à haut débit avec une seule paire cuivrée. Ce débit de 1.544Mbps est obtenu en utilisant 2 paires de cuivres, notons que si la HDSL utilise 3 paires de cuivre, on peut recevoir des données à 2.048Mbps. Cette technologie permet d'atteindre de tel débit jusqu'à 3.658km [5]. Une version plus récente, nommée HDSL2, transmet de l'information à ce même débit de 2.048Mbps avec les propriétés de la HDSL mais avec une seule paire de cuivre. Cette dernière a été également conçue pour garantir l'interopérabilité des systèmes des différents constructeurs.

### 1.5.2. SDSL

La technologie SDSL (*Single Line DSL*) opère avec les mêmes caractéristiques que la HDSL, mais en utilisant une seule paire de cuivre. Le flux de données est donc également symétrique, et les débits atteints sont aussi de 1.544Mbps jusqu'à une distance 3.658km. Mais cette variante, qui était plus performante que la HDSL, est devenue obsolète face à HDSL2. Elle devrait disparaître petit à petit.

Notons que ces technologies, HDSL, HDSL2 et SDSL, possèdent l'avantage de proposer des flux symétriques à des débits relativement élevés. Cela est parfait pour des applications nécessitant des flux montant et descendant égaux comme nécessaire par exemple pour la visioconférence, soient des technologies plus dédiées à des applications professionnelles.

### 1.5.3. ADSL

Comme son acronyme le suggère « Asymmetric DSL », la technologie ADSL a pour caractéristique principale de fonctionner avec des courants montant et descendant possédant des débits différents, soit des débits asymétriques. C'est la plus populaire des technologies DSL. Elle assure un débit plus important dans la direction du commutateur public vers l'abonné qu'en sens inverse.

C'est en étudiant le comportement des transmissions de données de type DSL que l'on s'aperçut qu'il était possible de transmettre les données plus rapidement depuis le central du réseau public (commutateur) vers l'utilisateur final [1]. Ce "phénomène" s'explique dans la mesure où la concentration de câbles est plus grande lorsqu'on se rapproche du central : il se génère potentiellement plus de diaphonie à proximité du commutateur. Les signaux, qui proviennent du site utilisateur étant plus atténués, sont également plus sensibles aux bruits causés par les radiations électromagnétiques. D'où l'idée d'utiliser des systèmes asymétriques, soit avec un débit plus faible en direction du central, en se servant soit des techniques FDM ou FDM-EC, avec les fréquences basses pour les données allant vers le central et les fréquences hautes pour les données se dirigeant dans l'autre direction. Les systèmes utilisant ces techniques ont été baptisées ADSL pour « Asymmetric DSL ».

Notons que dans cette technologie, il existe également des variantes [2]. On en trouve deux : l'ADSL G.lite appelée également CDSL (*Consumer DSL*) ou encore sous l'appellation de norme « G.992.2 » et l'ADSL G.DMT, norme « G.992.1 ». Nous allons décrire les particularités de ces deux technologies établies sur les mêmes principes de base, ceux de l'ADSL.

### 1.5.3.1. ADSL G.lite

L'ADSL G.lite, est une norme qui définit une version « légère » de l'ADSL et fixe les règles suivantes :

- 1.544Mbps dans le sens descendant et à 512kps en sens montant;
- Intégration du « splitter » dans le modem, on parle de « splitterless ADSL »;
- Modem auto-configurable (*Plug and Play*);
- Modulation DMT, standard ANSI T1.413.

Il s'agit d'une version commerciale, car commode pour le consommateur, d'où son autre appellation « Consumer DSL ». L'intégration du splitter dans le modem représente un point très intéressant. En effet le splitter est un dispositif constitué d'un filtre basse passe bas auquel on raccorde le téléphone analogique et d'un filtre passe haut auquel on raccorde le modem DSL, Figure 1.4. Et ce système, présent dans la plupart des technologies DSL, demande la présence d'un installateur car il est complexe de mise en fonctionnement. Donc en plus de faciliter la mise en place (*Plug and Play*), on annule les coûts d'installation.

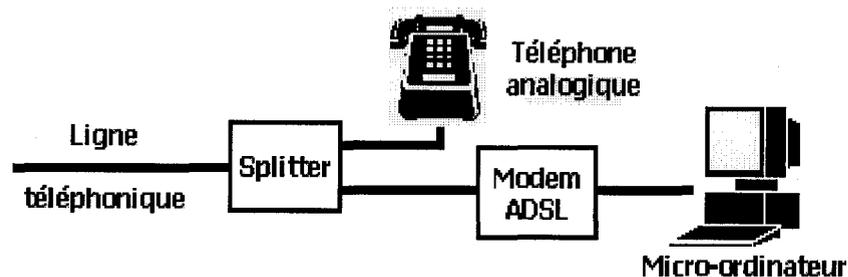


Figure 1.4 : Fonctionnement du splitter [1]

Notons que cette version de l'ADSL ne fournit pas les débits optimums pouvant être atteint par cette technologie. Elle offre des débits raisonnables, suffisants pour la majorité des utilisateurs. Ce manque de recherche de performance réduit les coûts du modem CDSL.

### 1.5.3.2. ADSL G.DMT

L'ADSL G.DMT est une technologie basée sur le même principe que l'ADSL : Les courants de transmission sont asymétriques et c'est la modulation DMT qui a été choisie suivant le standard de l'ANSI.

Cette variante n'est pas bridée comme la version G.lite. Elle permet d'exploiter totalement les capacités du médium de transmission. Ainsi la G.DMT atteint de meilleures performances en débit, Tableau 1.1.

Tableau 1.1 : Débits obtenus par la technologie ADSL G.DMT en fonction de la distance [2]

D i s t a n c e s	D é b i t s
5,5 km (18 000 ft)	1,544 Mbps
4,9 km (15 000 ft)	2,048 Mbps
3,7 km (12 000 ft)	6,312 Mbps
2,7 km (9 000 ft)	8,448 Mbps

Cette technologie contrairement au CDSL ne cherche pas à être intéressante pour le client en terme de performance par rapport au prix mais bien en terme de débit. C'est cette variante de la technologie DSL, la G.DMT, qui fera l'objet de notre étude. En effet en plus d'être populaire pour sa caractéristique de courants asymétriques, elle exploite le canal de transmission dans un souci de performance.

### 1.5.4. VDSL

L'abréviation VDSL signifie « Very High bit-rate DSL », soit la DSL à très haut débit. Cette technologie est asymétrique et permet d'obtenir des débits de 13 à 52Mbps en courant descendant et de 1.5 à 2.3Mbps en courant montant dans une simple paire cuivrée. Le

compromis de cette augmentation considérable du débit se révèle en terme de distance. En effet la distance maximale de transmission est limitée à 1km.

Tableau 1.2 : Tableau récapitulatif des caractéristiques des différentes variantes présentées de la technologie DSL

Nom		Courant	Débit	Distance max.	Modulation
HDSL & HDSL2	High data rate DSL	Symétrique	1,544Mbit/s	4,5km	CAP
		Symétrique	2,048Mbit/s		
SDSL	Single Line DSL	Symétrique	1,544Mbit/s	3km	CAP
ADSL G.Lite	Asymmetric DSL	Montant	16 à 512Kbit/s	5,5km	DMT
		Descendant	1,544Mbit/s		
ADSL G.DMT	Asymmetric DSL	Montant	16 à 640Kbit/s	5,5km	DMT
		Descendant	1,544 à 9Mbit/s		
VDSL	Very high data rate DSL	Montant	1,544 à 6Mbit/s	1km	DMT
		Descendant	13 à 52Mbit/s		

### 1.6 : Conclusion

Ce chapitre nous a permis de faire la lumière sur les principales caractéristiques de la technologie DSL, dont le but et l'intérêt sont de faire transiter de l'information à haut débit à travers le réseau téléphonique existant.

Mis à part le combat contre la diaphonie par les méthodes de séparation de canaux FDM ou EC, il fut intéressant de constater que contrairement à la majorité des systèmes de communication, les ISI, elles, ne sont pas annulées par égalisation du canal dans cette

technologie. Ce sont les techniques de modulation DMT ou CAP qui ont été préférées car plus adéquates en terme de complexité et de robustesse pour la transmission haut débit à travers les paires de cuivre.

L'énumération des principales variantes de la technologie DSL, nous a permis de choisir celle sur laquelle nous allons baser notre étude : ADSL G.DMT. En effet ses flux asymétriques l'ont rendu populaire car dédiée au plus grand nombre, des hauts débits venant du central téléphonique étant plus nécessaires que du haut débit venant de l'abonné. Un autre fait intéressant de la G.DMT, cette fois-ci par rapport à la G.Lite, est que celle-ci cherche à atteindre les performances maximales en débit de transmission. Cette technologie ne se borne pas à atteindre des débits suffisants mais tend à exploiter réellement les capacités du canal de transmission. Enfin, sous l'appellation ANSI T1.413, l'ADSL G.DMT bénéficie de la modulation DMT. Cette dernière possède la faculté de s'adapter dans le temps aux conditions changeantes de la ligne par son contrôle de puissance et du nombre bits par sous-canal.

Le prochain chapitre décrit la modulation DMT pour l'ADSL G.DMT. Cela va nous conduire à mieux comprendre le fonctionnement de l'ADSL G.DMT et par la suite à mieux saisir la problématique de cette modulation et l'utilisation de l'égalisation qui apparaît jusqu'à présent inutile dans cette technologie.

# *CHAPITRE 2*

## **LA MODULATION DMT POUR L'ADSL**

### **G.DMT**

Le chapitre précédent nous a conduit à effectuer une compréhension générale de la technologie DSL et faire le choix de la variante de la technologie DSL avec laquelle sera faite notre étude : l'ADSL G.DMT. Comme déjà dit, la modulation DMT (*Discrete Multi-Tone*) a été standardisée par l'ANSI pour la technologie ADSL, ANSI T1.413. Étant donné que notre étude porte sur la technologie ADSL G.DMT, il nous faut décortiquer le fonctionnement de la modulation DMT pour en entrevoir la problématique qui nous mènera à ce qui nous intéresse plus particulièrement : l'égalisation dans l'ADSL G.DMT. Notons qu'une approche descriptive de la DMT, comme faite dans ce chapitre, est suffisante pour parvenir à cet effet. Toutefois des précisions sur la DMT, plus mathématique, sont présentes dans [6]. Nous allons alors dans un premier temps exposer les caractéristiques de la DMT pour l'ADSL G.DMT, puis dans un deuxième en détailler ses étapes.

#### **2.1. DMT pour la technologie ADSL G.DMT**

Nous avons évoqué auparavant que la modulation DMT est une modulation multi-porteuses, soit MCM [6]. La modulation DMT divise la bande passante disponible de la boucle locale analogique en bandes de fréquence de même taille. Ces portions de la bande passante de même taille sont appelées le plus souvent « sous-canaux ». La bande passante

totale de la technologie G.DMT est comprise dans l'intervalle entre 0hz et 1.1MHz, plus précisément 1.104Mhz. La DMT pour l'ADSL G.DMT divise cette bande passante en 256 sous-canaux de 4.3125khz [5] de bande passante (ce qui fait bien une bande passante totale de  $256 \times 4.3125\text{kHz} = 1.104\text{MHz}$ ), comme le montre la Figure 2.1.

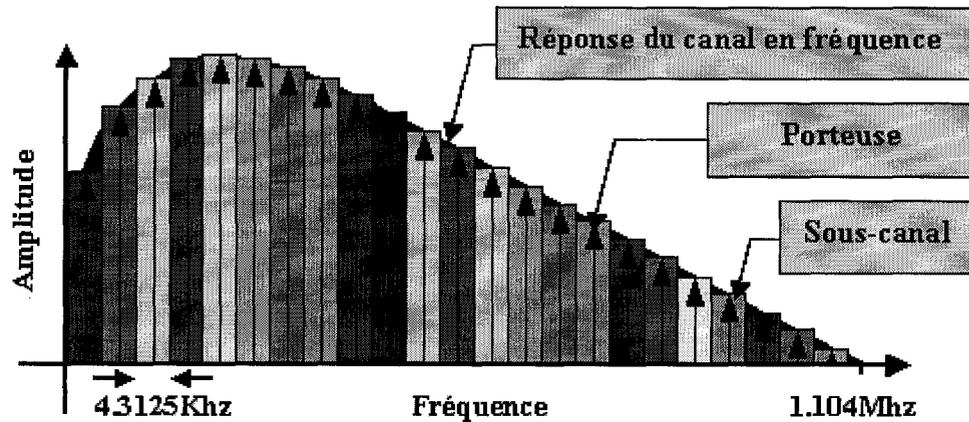


Figure 2.1 : Division du canal de transmission en sous-canaux faite par la DMT

La plupart des systèmes DMT n'utilisent que 249 ou 250 sous-canaux au lieu de 256 pour véhiculer l'information [5]. En effet les sous-canaux de 1 à 6 sont utilisés pour la voix analogique, soit pour la communication full duplex du téléphone, noté POTS. Cela laisse une bande passante de 25.875kHz pour transmettre la voix. Généralement, les services ADSL commencent après une bande de garde à la fréquence de 25kHz. Signalons aussi que l'atténuation des fréquences élevées sur la boucle locale devient très importante, c'est pour cela que les sous-canaux correspondant à ces fréquences sont rarement utilisés.

Le groupement concernant les courants montant et descendant dépend du type de séparation de canaux utilisés : multiplexage fréquentiel avec annulation d'écho, FDM-EC, ou multiplexage fréquentiel, FDM [5]. Pour la FDM-EC, la DMT définit 32 sous-canaux pour le courant montant et 250 pour le courant descendant, comme le montre la Figure 2.2.

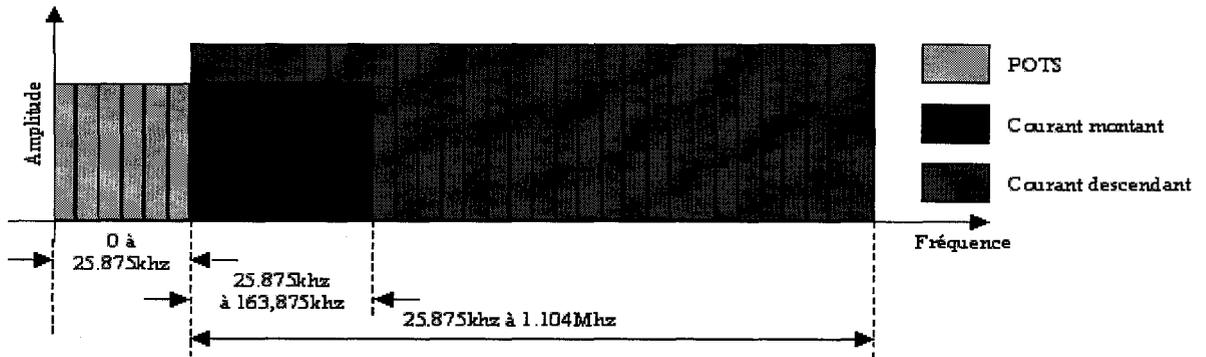


Figure 2.2 : Division DMT par FDM-EC [5]

Dans le cas du multiplexage fréquentiel, seulement 218 sous-canaux sont dédiés au courant descendant. Le courant montant et le POTS possèdent le même nombre de sous-canaux que dans l'annulation d'écho, c'est à dire respectivement 32 et 6 sous-canaux [5]. Ce découpage est présenté Figure 2.3. Les sous-canaux du sens montant utilisent les sous-canaux correspondant aux basses fréquences. L'atténuation y est moins importante et comme la puissance d'émission des équipements chez l'abonné est moins forte que ceux du fournisseur de service, cela présente un réel intérêt.

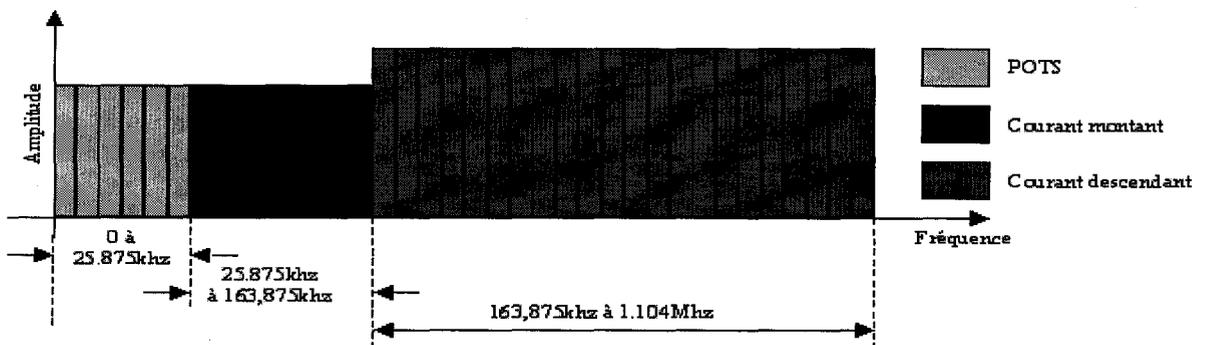


Figure 2.3 : Division DMT par le multiplexage fréquentiel, FDM [2]

Nous venons de définir précisément la façon dont la DMT divise le canal de la boucle locale pour la technologie ADSL G.DMT. Maintenant nous allons voir comment est réalisée cette modulation multi-porteuse en énumérant les étapes internes de cette modulation.

## 2.2. Étapes de la DMT pour l'ADSL G.DMT

La Figure 2.4 représente les étapes principales de la modulation DMT pour l'ADSL G.DMT mis sous forme de schéma bloc [8] et [9].

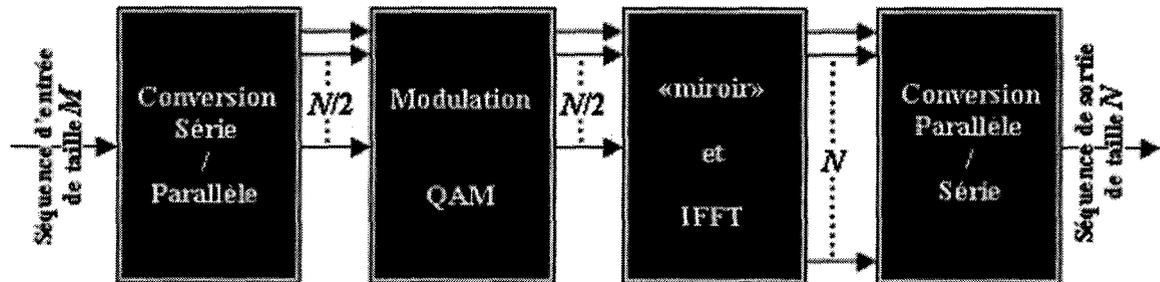


Figure 2.4 : Partie émetteur d'un modem ADSL G.DMT

On distingue donc quatre étapes principales dans la réalisation de la modulation DMT pour la technologie ADSL : la conversion série à parallèle, la modulation QAM, le miroir et la IFFT et la conversion parallèle à série. Notons que la séquence d'entrée dans le système DMT, que nous poserons de longueur  $M$ , est une séquence binaire composée uniquement de 1 et de 0. La longueur  $N$  qui apparaît sur le schéma représente la taille de la IFFT. Dans la technologie G.DMT, cette longueur est de 512 [9]. Donc  $N/2$  vaut 256, chiffre qui correspond au nombre de sous-canaux de taille 4.3125kHz. Nous allons maintenant considérer chaque étape de la DMT.

### 2.2.1. Conversion série/parallèle

Dans un premier temps, la séquence d'entrée de  $M$  bits va passer dans le convertisseur série à parallèle. Ce convertisseur vise à diviser la séquence d'entrée de  $M$  bits en  $N/2$  groupes de bits. Nous avons dit précédemment que  $N/2$  vaut 256 et que ce nombre équivaut au nombre de sous-canaux de même taille qui constituent la bande passante totale de la boucle locale. Le convertisseur est accompagné d'un algorithme de chargement de bits (*bits loading*) [9]

et [12] qui détermine le nombre de bits à allouer à chacun de ces 256 groupes de bits, soit le nombre de bit à transmettre dans chaque sous-canal. Il existe plusieurs algorithmes permettant d'effectuer l'assignation des bits par sous-canal. Le plus commun des algorithmes de chargement de bits assigne les bits en fonction du SNR de chaque sous-canal et d'une constante  $\Gamma$  nommée «SNR gap», ou limite minimale de SNR, (2.1) [15] :

$$b_i = \left\lfloor \log_2 \left( 1 + \frac{SNR_i}{\Gamma} \right) \right\rfloor \quad (2.1)$$

où  $i$  correspond au  $i^{\text{ème}}$  sous-canal, donc  $b_i$  est le nombre de bits associé au  $i^{\text{ème}}$  sous-canal ainsi que  $SNR_i$  est la valeur du SNR du  $i^{\text{ème}}$  sous-canal et  $\lfloor x \rfloor$  définit le plus grand entier inférieur ou égal à  $x$ . La constante  $\Gamma$ , en dB, détermine la valeur minimale que peut avoir le SNR d'un sous-canal pour transmettre 2 bits. Les sous-canaux dont le SNR ne permet pas de transporter au minimum 2 bits, relativement à la valeur du «SNR gap», seront tout simplement inutilisés. En effet après la conversion série/parallèle, on applique la modulation QAM à chaque sous-canal, et l'on ne peut pas coder juste un bit avec la technique QAM. Notons que si le nombre minimum de bits à allouer à un sous-canal est de 2, le nombre de bits maximal accepté est lui de 15 bits [11].

### 2.2.2. Modulation QAM

Comme le montre la Figure 2.4, le bloc QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), en français la modulation en quadrature d'amplitude, prend en entrée  $N/2$ , soit 256, groupes de bits, dont le nombre dépend du chargement effectué par le « Bit loading » et donne 256,  $N/2$ , sorties. Ces 256 sorties, chacune correspondant à un sous-canal, sont des nombres complexes. En effet, la QAM a pour rôle de faire correspondre à une composition binaire,

soit un groupe de bit, une valeur de phase et d'amplitude précise, qui est représentée en sortie par un nombre complexe [5]. Pour mieux comprendre le fonctionnement de cette correspondance allant du binaire au domaine des fréquences, nous allons prendre un exemple. Soit une combinaison binaire de 4 bits entrant dans un bloc QAM. Il existe  $2^4=16$  combinaisons binaires possibles représentées Figure 2.5.

0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111
1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111

Figure 2.5 : Combinaisons binaires possibles pour une séquence de 4 bits

Afin d'effectuer sa conversion binaire à complexe, la QAM va associer à chacune des combinaisons une valeur de phase et une valeur d'amplitude. Pour cela la QAM va définir quatre valeurs d'amplitude que l'on peut appeler  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$  et  $A_4$ . Si l'on utilise toutes les combinaisons d'amplitude sur deux ondes en quadrature de phase (cosinus et sinus), on obtient 16 combinaisons. On parle de 16-QAM dont les 16 combinaisons sont représentées sur la constellation [5] Figure 2.6, avec par exemple  $A_1=1$ ,  $A_2=3$ ,  $A_3=-1$  et  $A_4=-3$ .

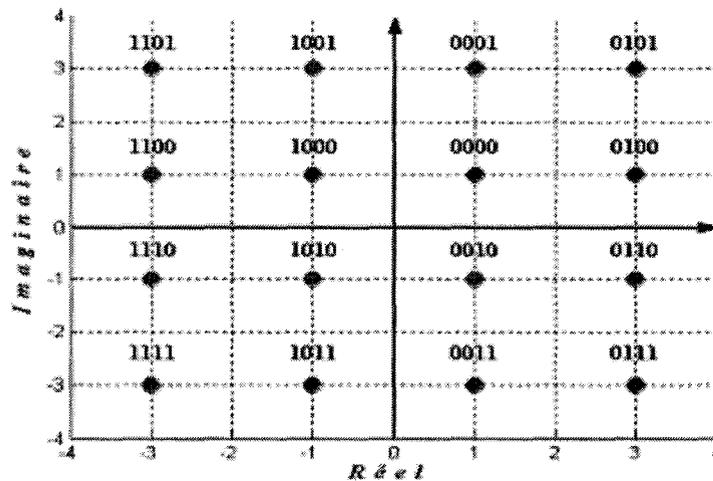


Figure 2.6 : Exemple de constellation d'une 16-QAM

Chaque sous-canal est codé de cette manière. Évidemment la constellation change en fonction du nombre de bits assigné dans le sous-canal. On obtient en sortie des nombres

complexes, en considérant que l'axe des abscisses de la constellation Figure 2.6 est l'axe des réels et que l'axe des ordonnées celui des imaginaires. Si on a le nombre binaire «1100» en entrée du QAM, avec la constellation de la Figure 2.6, on obtient en sortie le complexe  $A_4+jA_1$  soit  $-3+j$  avec les valeurs posées. Notons que si le nombre minimum de bits à assigner à un sous-canal est de 2, le nombre maximum doit être de 15. Cela peut donc mener à une  $2^{15}$ QAM=32768QAM, soit avec une constellation de 32768 points [11].

### 2.2.3. Miroir et IFFT

Le bloc IFFT, transformée de fourrier rapide inverse, de la Figure 2.4 a pour rôle d'effectuer le passage du domaine des fréquences au domaine des réelles. La norme ANSI, déjà nommée, pour le système ADSL, impose que la taille de cette IFFT à  $N=512$ . Ce bloc prend donc en entrée 256 valeurs complexes issues du bloc QAM mais doit en avoir 512, puisque la taille de la IFFT est de 512. C'est pour cela qu'avant de passer dans la IFFT, les 256 valeurs entrent dans le « miroir » qui a pour fonction, à partir des 256 valeurs complexes, d'en retourner 512. Ce bloc « miroir » se réalise en deux étapes : La première calcule les conjugués des 256 valeurs complexes sortant du bloc QAM et la seconde répartit ces 256 nouvelles données par symétrie axiale, d'où l'appellation « miroir ».

Le calcul des conjugués se réalise comme l'exemple suivant, pour les deux complexes  $A=a_1+ja_2$  et  $B=b_1-jb_2$  on obtient  $A_{conj}=a_1-ja_2$  et  $B_{conj}=b_1+jb_2$ . La symétrie [3] se fait comme en

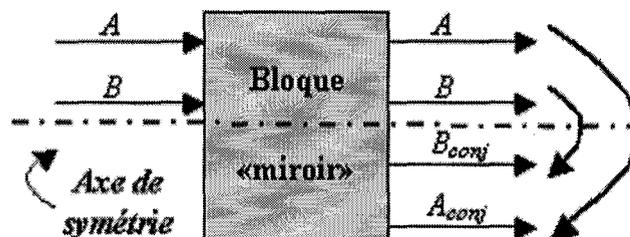


Figure 2.7 : Fonctionnement du bloc « miroir »

Figure 2.7. Les 512 données issues du miroir passe dans le bloc IFFT qui retrouve en sortie 512 données réelles en parallèle. L'intérêt de la IFFT dans la DMT est que ses propriétés permettent un transfert du domaine des fréquences au domaine du temps à énergie invariante et en assurant l'orthogonalité [8] entre les sous-canaux.

#### 2.2.4. Conversion parallèle/série

Le dernier bloc du système DMT effectue la mise en série des 512 données issues du bloc « miroir/IFFT ». Nous verrons dans le chapitre suivant que ce bloc inclue une autre fonction. Celle de l'ajout de bits de garde au début de cette trame de 512 données. Ces bits de garde sont appelés « Préfixe Cyclique ». Nous en expliquerons son utilité.

### 2.3. La DMT inverse

La Figure 2.8 montre le système situé dans la partie récepteur [3] du modem ADSL G.DMT. Ce récepteur réalise exactement les fonctions inverses de la DMT du transmetteur. On parle alors de DMT inverse. La séquence d'entrée représente les trames de 512 valeurs réelles après passage dans la boucle locale. Chaque trame de 512 données passe dans le convertisseur série/parallèle. De cette manière, le bloc FFT, transformée de Fourier rapide, obtient ses 512 valeurs réelles à transformer en autant de valeurs complexes. Comme le décodeur QAM ne décode que les 256 premières valeurs complexes, les 256 dernières

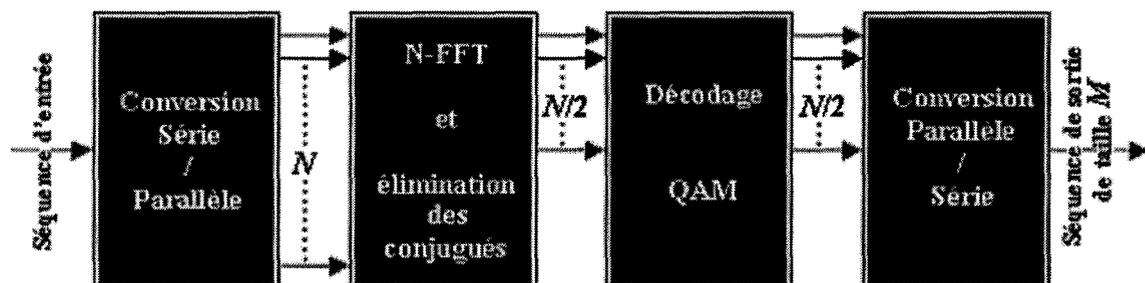


Figure 2.8 : Partie récepteur d'un modem ADSL G.DMT, DMT inverse

valeurs complexes conjuguées sont éliminées avant passage dans le bloc décodeur QAM. Ce bloc fait la transformation entre les valeurs complexes d'entrées et les valeurs binaires correspondantes. Cette transformation s'effectue en tenant compte de l'allocation des bits réalisée dans la DMT du transmetteur d'où sont issues les données d'entrée. Enfin les bits sont remis en série en passant dans le convertisseur parallèle/série.

#### 2.4 : Conclusion

Nous venons de détailler la modulation imposée par la norme ANSI T1.413 à la technologie G.DMT : la DMT. Nous savons maintenant que celle-ci divise la bande passante du canal (de 0 à 1.104MHz) en 256 sous-canaux de 4.3125kHz de largeur, et qu'elle assigne plus ou moins de bits à chaque sous-canal dépendamment de son SNR. La DMT contrôle le débit en fonction de la réponse en fréquence du canal. Il faut noter qu'un tel système, Figure 2.9, permettrait d'effectuer la transmission haute vitesse sans distorsion si la taille de la IFFT était de longueur infinie [9]. Or cela ne peut être obtenu en pratique. Le chapitre suivant montre les problèmes rencontrés par la DMT et solutions à y apporter.

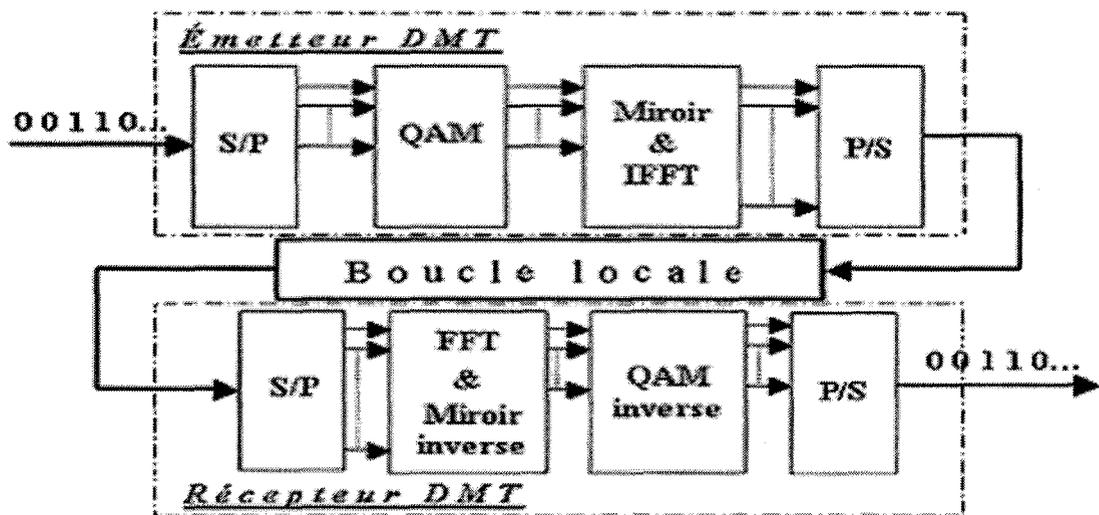


Figure 2.9 : Émetteur et Récepteur DMT idéal

# *CHAPITRE 3*

## PROBLÉMATIQUE

### DE LA DMT ET ÉGALISATIONS DANS LA G.DMT

Avec le système DMT, comme déjà évoqué en 1.4.1. du premier chapitre, l'égalisation totale du canal de transmission est convertie en une division du canal en sous-canaux de petites tailles (4.3125kHz), la modulation DMT. Cette technique s'est montrée plus efficace en terme de robustesse et de complexité que l'égalisation totale du canal pour la transmission à haute vitesse. Cependant cela n'implique pas que l'égalisation n'est pas nécessaire dans le système ADSL G.DMT contrairement au schéma de la Figure 2.9 des modulations DMT et DMT inverse théoriques montrées dans le chapitre précédant.

#### **3.1. Interférences dans la DMT**

Un système à modulation multi-porteuses, comme la DMT, théoriquement idéal utiliserait des espacements infiniment petits en fréquence entre les porteuses et, par conséquent, la taille de la IFFT du transmetteur se trouverait être de longueur infinie tout comme la longueur du symbole émis [16]. Le système se trouverait ainsi immunisé contre les distorsions du canal. En effet la taille (finie) de la réponse impulsionnelle du canal serait dans ce cas négligeable comparée à la taille du symbole émis.

Seulement, dans la pratique, l'espacement entre les porteuses n'est pas infiniment petit et la taille de la IFFT dans le transmetteur est finie de taille égale à 512 dans la technologie G.DMT. La taille de la réponse impulsionnelle du canal ne paraît donc pas négligeable face à la longueur d'un symbole de 512 échantillons. Les distorsions du canal agissent donc tout de même sur la séquence émise. On ne peut donc éviter les interférences inter-symboles, ISI, et les interférences inter-porteuses, ICI (*Inter-Carriers Interferences*). Ces interférences causées par le canal détruisent l'orthogonalité entre les sous-canaux, si bien que ces derniers ne peuvent être séparés au récepteur [3].

Un système DMT, tel que montré dans le chapitre précédent, ne se suffit pas à lui-même pour transmettre des données à haut débit sans erreur au récepteur. Les signaux émis subissent donc les distorsions dues aux variations d'amplitude et de phase de la réponse du canal en fréquence. Des solutions et des modifications dans la DMT sont à apporter.

### **3.2. Le préfixe cyclique**

La plus populaire des méthodes permettant de combattre les interférences rencontrées dans un système DMT est d'utiliser des bits de garde entre deux symboles émis par le système DMT. Ces bits de garde sont appelés préfixe cyclique [4], PC, car aux yeux du canal, avec l'ajout du préfixe au début de chaque symbole de 512 échantillons, la séquence émise apparaît périodique. Si on pose le nombre d'échantillons du canal égale à  $L$ , alors pour permettre une transmission sans interférence, la longueur,  $\nu$ , du préfixe cyclique à ajouter doit être au minimum égale à  $L-1$  [3]. On peut formuler ceci d'une autre manière. Si la taille du préfixe cyclique est de  $\nu$ , alors, pour éliminer les interférences, la longueur du canal doit être au plus égale à  $L=\nu+1$ .

### 3.2.1. Réalisation du préfixe cyclique

Comme déjà dit, le préfixe cyclique est réalisé dans le bloc « conversion parallèle/série » du diagramme de la DMT. En effet une fois le symbole DMT réalisé et constitué de 512 valeurs réelles, les  $v$  dernières valeurs de ce symbole sont dupliquées et ajoutées au début de la trame de 512 échantillons, comme montré Figure 3.1.

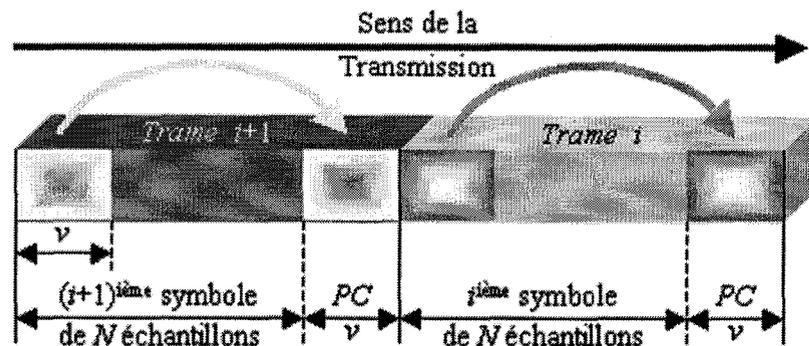


Figure 3.1 : Réalisation du préfixe cyclique

Le préfixe cyclique est retiré de la trame dans la partie récepteur du modem ADSL. Cette élimination de données redondantes se fait dans le « convertisseur série/parallèle » situé à au début de la DMT inverse, la chaîne de communication obtenue est montrée Figure 3.2.

### 3.2.2. Inconvénient du préfixe cyclique

Les données qui constituent le préfixe cyclique ne contiennent aucune information, ce sont des valeurs redondantes. Par exemple, si la longueur du canal est  $L=512$ , alors il faut au minimum que  $v$  soit égale à  $512-1=511$  échantillons. Donc dans ce cas, pour combattre les interférences, il est nécessaire de transmettre des trames de longueur totale égale à  $N+v=512+511=1023$  données. Ainsi le préfixe cyclique réduit le taux d'informations utiles transmises dans le canal d'un facteur de  $N/(N+v)=50,05\%$  [18]. Donc en présence d'un canal de grande taille, et c'est le cas en pratique, et avec l'utilisation du PC pour

combattre les ISI, les performances du système deviennent désastreuses. Le système devient immunisé contre les ISI mais il persiste une perte d'information utile de transmission bien trop élevée.

### 3.3. Égalisation dans un système DMT

Nous venons de voir que si le préfixe cyclique permet de palier à la faille que présente le système DMT, en éliminant les ISI, l'ajout de ce dernier fait baisser dramatiquement le taux d'information utile transmise. En effet le PC est sans contenu informationnel et sa taille,  $\nu$ , doit être égale celle de la réponse du canal moins un. Or le canal de transmission à une réponse impulsionnelle de taille non négligeable. Pour maintenir un taux d'information utile transmise satisfaisant, il est nécessaire de diminuer la taille un PC. Mais la taille du PC est fonction de la taille de la réponse impulsionnelle du canal, à cause de la relation  $\nu=L-1$  qui implique l'immunité face aux ISI. Cela signifie que pour réduire le PC et par là même maintenir un taux d'information utile transmise satisfaisant, il faut réduire la réponse impulsionnelle du canal. L'idée est donc de fixer la taille du préfixe,  $\nu$ , et de réduire la taille de réponse impulsionnelle du canal à  $L=\nu+1$  par égalisation [3], [4]. L'égalisation est donc belle et bien nécessaire dans la chaîne de transmission de la technologie ADSL. Cet égaliseur qui doit réduire la taille de la réponse du médium est appelé TEQ pour « Time-domain Equalizer », soit pour égaliseur dans le domaine du temps. Nous allons d'ailleurs voir que ce système, le TEQ, a d'autres buts à réaliser que la réduction du canal, même si ce dernier est essentiel.

Cette chaîne de transmission complète d'un modem ADSL est présentée Figure 3.2. L'ajout du préfixe cyclique, bloc PC, apparaît dans le bloc « Convertisseur parallèle/série » en

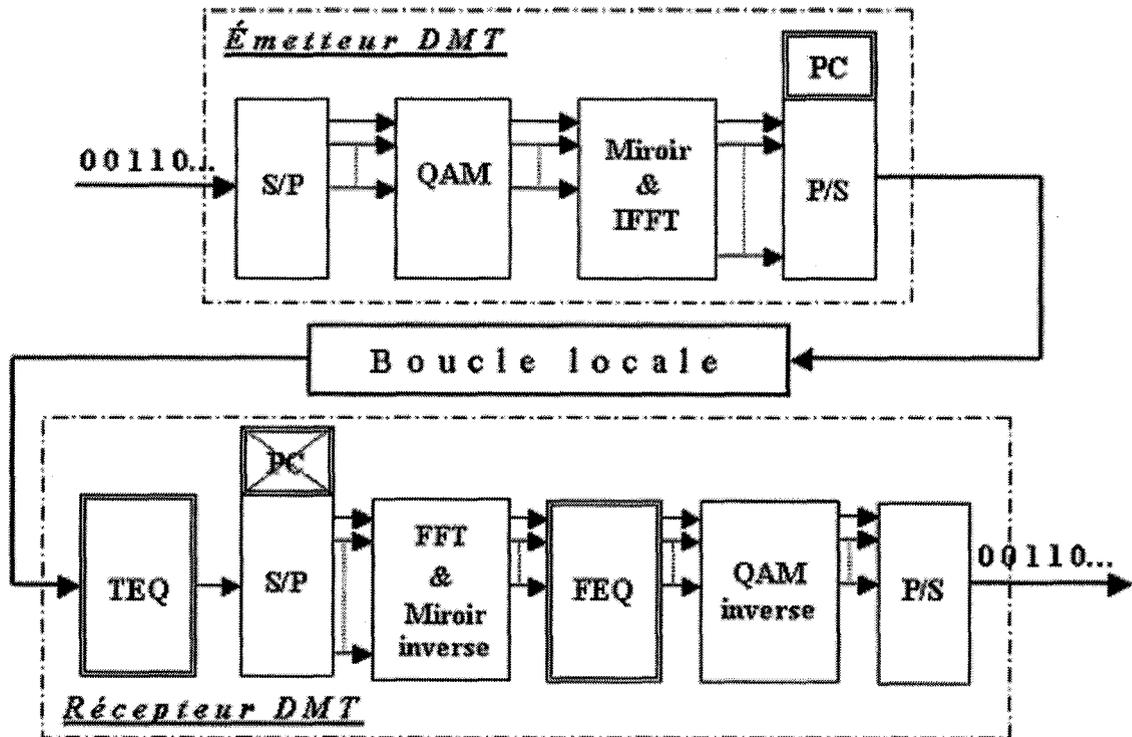


Figure 3.2 : Émetteur et récepteur DMT d'un modem ADSL G.DMT

sortie de l'émetteur. Une fois le passage dans le canal de transmission effectué (voir Annexe A pour plus de précision sur la boucle locale), les signaux traversent le TEQ placé à l'entrée du récepteur. Après quoi les bits de garde du PC qui ont permis d'encaisser le canal sont éliminés dans le « Convertisseur série/ parallèle » situé juste après le TEQ. On remarque l'apparition d'un autre bloc dans la chaîne du récepteur comparativement à la Figure 2.9 du chapitre précédent. Le bloc FEQ pour « Frequency-domain Equalizer », égaliseur dans le domaine des fréquences, a été ajouté entre les blocs « FFT & Miroir inverse » et « QAM inverse ». Comme son nom l'indique, il s'agit d'un égaliseur. Son rôle est tout autre que celui du TEQ, mais l'un ne peut aller son l'autre. Ces deux systèmes sont complémentaires pour effectuer une égalisation parfaite répondant aux attentes de la

technologie ADSL. D'ailleurs on parle de structure d'égalisation TEQ/FEQ [3]. Nous allons maintenant expliquer les rôles de chacun de ces deux égaliseurs.

### 3.3.1. Rôles du TEQ optimal

Pour être optimal un TEQ pour la technologie ADSL G.DMT doit présenter trois caractéristiques particulières [3] et [21]. Nous allons énoncer ces propriétés afin de comprendre la problématique liée à la réalisation de tels égaliseurs.

- Comme déjà dit, un des buts de l'égaliseur TEQ optimal utilisé dans la G.DMT est de réduire la réponse impulsionnelle du canal de transmission à une taille  $L=v+1$ ,  $v$  étant la taille du préfixe cyclique. De cette manière, le système sera capable de combattre les interférences inter-symboles en gardant un taux de passage d'information utile satisfaisant. Notons que le standard ADSL, ANSI T1.413, fixe la taille du préfixe cyclique, cette taille dépend du courant de transmission. Le Tableau 3.1 présente la taille des trames émises, celle du préfixe cyclique et celle de la réponse impulsionnelle du canal réduit nécessaire dans le cas des courants montant et descendant.

Tableau 3.1 : Tailles fixées par le standard ANSI T1.413 des trames émises, du préfixe cyclique et du canal réduit pour les courants montant et descendant en nombre d'échantillon.

	Courant montant	Courant descendant
Tailles des trames	64	512
Taille du préfixe cyclique	4	32
Taille du canal réduit	5	33

Tout le reste de notre étude sera basé sur la transmission en courant descendant, soit celle allant du central téléphonique à l'abonné. Dans ce cas, comme le montre le Tableau 3.1 les TEQ étudiés chercheront à réduire la réponse du canal à 33 échantillons.

- Le TEQ optimal pour la G.DMT doit permettre d'atteindre le débit maximal que le canal laisse permettre. Nous verrons dans le paragraphe suivant que le débit est fonction du gain du canal égalisé [18]. Le TEQ doit en plus de travailler sur la réponse impulsionnelle du canal pour la réduire ce dernier, doit également travailler sur sa réponse en fréquence du canal afin que les fréquences allouées aux sous-canaux possèdent le plus de gain possible. On dit que le TEQ doit améliorer la capacité du canal en fréquence [3].
- Enfin l'égaliseur optimal pour l'ADSL G.DMT doit avoir une complexité de réalisation et de calcul satisfaisante. Il est donc également intéressant de voir les performances d'un égaliseur par rapport au nombre de poids nécessaire à ce dernier ou par rapport à des simplifications d'algorithme.

### 3.3.2. Rôle du FEQ

Comme déjà évoqué dans le premier chapitre, dans la majorité des systèmes de communication le rôle de l'égalisation totale d'un canal de transmission est de déterminer des coefficients qui rendrait la convolution du canal par un tel système égale à une impulsion de Dirac. Ainsi le passage de données par un tel canal égalisé paraîtrait comme le passage par un simple fil, soit sans distorsion ou interférences. Dans le domaine des fréquences, l'égalisation revient à une inversion de la réponse impulsionnelle du médium de transmission. Or le TEQ dans l'ADSL G.DMT ne remplit pas cette fonction d'inversion du canal. Le résultat de la convolution de la réponse du canal et de celle du TEQ donne un canal réduit à une taille exigée mais pas une impulsion de Dirac. Il en résulte des distorsions de phases et d'amplitudes dans la constellation de la QAM inverse du récepteur,

Figure 3.3. Comme on peut le voir avec un TEQ mais sans l'utilisation d'un FEQ, Figure 3.3.a, les points de la constellation ne convergent pas du tout vers ceux de la constellation escomptée. Rien ne palie aux distorsions de phase est d'amplitude du canal. Au contraire, Figure 3.3.b, les points de la constellation après passage dans le FEQ sont rassemblés proche de leurs valeurs désirées.

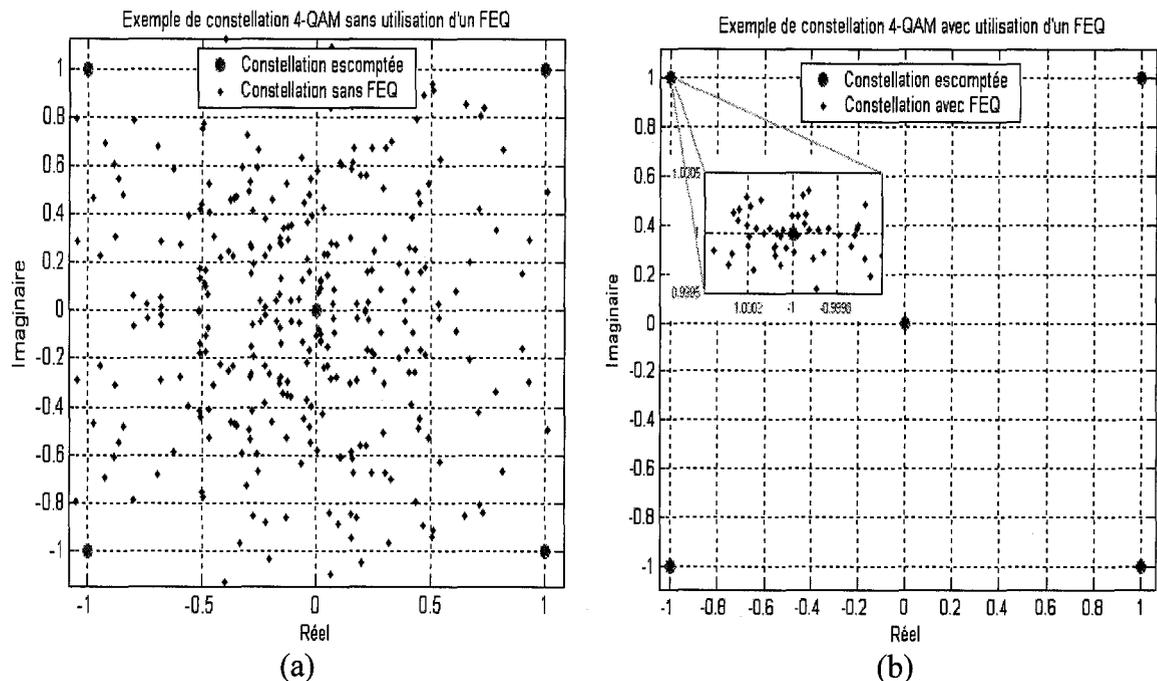


Figure 3.3 : Exemple de constellation de modulation 4-QAM, avec pour les deux graphes la constellation escomptée, puis la constellation sans utilisation d'un FEQ (a) et la constellation avec intégration d'un FEQ (b).

Si l'inversion du canal égalisé par le TEQ est mal réalisée, soit si le FEQ effectuée mal sa fonction, la QAM inverse ne sera pas capable d'associer correctement une valeur complexe avec sa valeur binaire correspondante. Cela engendrerait de forts taux d'erreur sur le bit, TEB, en anglais BER pour « Bit Error Rate ». Cela est catastrophique, car le premier but d'une chaîne de communication est de retrouver en bout de chaîne les données initialement envoyées et cela même avant de s'interroger sur d'autres performances. Comme pour la

plus part des technologies de communication, le BER devant être atteint pour la ADSL a été imposé ses normes. Ce dernier doit être inférieur à dix puissance moins sept,  $BER < 10^{-7}$ , après décodage [9]. Le codeur/décodeur couramment utilisé dans cette technologie est le Reed Solomon [9]. Comme dit dans l'introduction, le FEQ facilite la tâche du décodeur en abaissant le BER brut, taux d'erreur sur le bit avant passage dans le décodeur. Ce FEQ est un système adaptatif communément réalisé en affinant un poids par sous-canal ajusté par l'algorithme LMS, « Least Mean Square ». On parle de « FEQ one-Tap » [3].

Nous allons maintenant énoncer les méthodes pour TEQ recensées dans la littérature pour l'ADSL G.DMT. Pour le moment aucune solution pour TEQ idéale et optimale n'a été réalisée. Nous allons donc pour chaque technique d'égalisation expliquer les problèmes et les solutions trouvées si il en existe.

### **3.4. Méthodes TEQ pour la G.DMT**

Les méthodes de réalisation pour l'égalisation dans le domaine du temps pour la DMT, nommé TEQ, peuvent être catégorisées en quatre approches principales [3], [18]:

- La minimisation de la moyenne au carré de l'erreur, soit MMSE, « Minimum Mean Square Error » en anglais [20];
- La maximisation du taux du signal sur le bruit réduit, MSSNR, « Maximum Shortening SNR » en anglais [22];
- La maximisation du SNR géométrique, soit en anglais MGSNR « Maximum Geometric SNR » [21] et [23];
- La maximisation directe du débit binaire, soit MBR pour « Maximum Bit Rate » [18] et la méthode Min-ISI pour « Minimum ISI » [18] dérivée de MBR.

Nous allons maintenant détailler le fonctionnement de chacune de ces méthodes. Puis nous expliquerons leurs imperfections comparativement aux attentes d'un TEQ optimum. Cela nous permettra d'exposer certaines améliorations apportées.

### 3.4.1. Méthode MMSE

#### 3.4.1.1. Principe de la méthode

Le principe de la méthode MMSE pour l'égalisation dans le domaine du temps est présenté Figure 3.4. La structure consiste en un égaliseur composé d'un filtre FIR de taille  $N_w$ , constitué des coefficients  $w_m$  avec  $m=1, \dots, N_w$ , en cascade avec le canal de transmission, représenté par une fonction de transfert  $h(k)$ ,  $k$  étant l'entier désignant l'instant d'échantillonnage, et l'ajout du bruit thermique  $\eta(k)$ , et d'une branche parallèle composée d'un délai  $\Delta$  et d'un filtre FIR de longueur  $N_b$ , aux coefficients  $b_n$  avec  $n=1, \dots, N_b$ , nommé communément TIR, « Target Impulse Response », soit la réponse impulsionnelle cible. Le but de l'égaliseur MMSE est d'adapter ces poids  $w_m$  afin de minimiser l'erreur moyenne au carré entre la sortie de l'égaliseur et celle du TIR. Si on considère que l'erreur,  $e(k)$ , devient nulle pour tous signaux d'entrée dans le canal, cela signifie que les réponses impulsionnelles de chaque branche de la Figure 3.4 sont égales. En d'autres mots, la

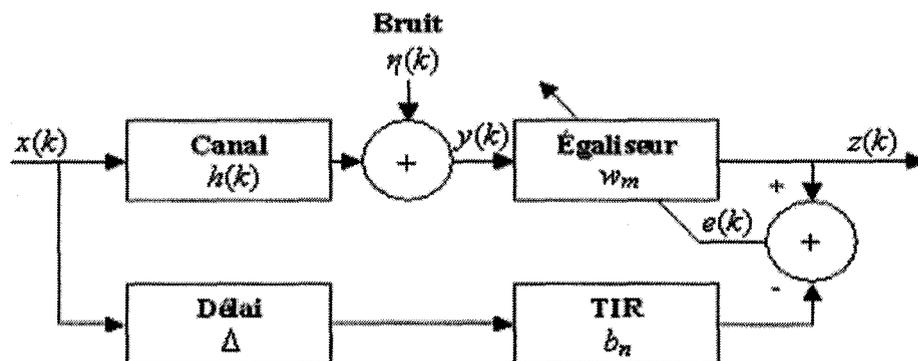


Figure 3.4 : Schéma de principe de la méthode MMSE

réponse impulsionnelle du canal égalisé, appelée SIR pour « Shortening Impulse Response » sera égale à la version du TIR retardée de  $\Delta$ . La taille du SIR prendra la taille du TIR. Il faut donc imposer la taille du préfixe plus un  $(v+1)$  au TIR et le SIR sera réduit de manière adéquate pour faire la même taille.

Lors de la phase d'apprentissage, on impose une contrainte sur la cible, TIR, en plus de sa taille. Deux contraintes sont communément utilisées [20] : la contrainte appelée « Unit-Tap Constraint », UTC, [3] et [20] et la contrainte qui impose l'énergie de l'ensemble des poids de TIR à 1, appelée « Unit-Energy Constraint », UEC, [3] et [20]. Ces contraintes assurent que l'on ne puisse pas obtenir de solution du TIR et d'égaliseur ayant tous les poids à zéro, on évite ainsi les solutions triviales. Dans [20], il a été montré que le MSE obtenu est plus petit avec la contrainte UEC qu'avec la contrainte UTC.

#### 3.4.1.2. Imperfections

MMSE comme nous venons de le décrire a pour but de minimiser la valeur du MSE entre la sortie de l'égaliseur et celle du TIR. De cette manière le canal de transmission se trouvera correctement réduit. Ce critère d'adaptation ne joue que sur la réponse temporelle du canal. Or pour obtenir une bonne valeur de débit de transmission, le critère d'adaptation doit agir sur la réponse en fréquence du canal. Par conséquent atteindre la meilleure valeur MSE possible ne signifie avoir atteint la meilleure exploitation du canal en fréquence. Le critère de MMSE ne permet pas d'obtenir le débit maximum pouvant être atteint.

En effet, comme mentionné dans [15] et [18], la méthode MMSE n'a pas de contrôle sur la réponse en fréquence du SIR. Par exemple, un TEQ réalisé avec cette méthode pourrait faire en sorte d'obtenir une réponse du canal réduit ou égalisé en fréquence avec du gain à

l'endroit où se situent des sous-canaux inutilisés ce qui contribuerait uniquement au bruit et non au signal désiré. Le contraire peut également arriver, en effet des bandes de fréquences nulles de la réponse en fréquence du canal égalisé peuvent coïncider avec les places de sous-canaux utilisés. On perdrait ainsi de l'information donnée par ces sous-canaux.

#### *3.4.1.3. Solutions recensées*

L'article [17] propose de pondérer l'erreur dans le domaine fréquentiel. Cette fonction de pondération est utilisée pour empêcher l'optimisation, issue de la méthode MMSE dans le domaine des fréquences, des sous-canaux non utilisés en les fixant à zéro. On parvient à améliorer le contrôle du domaine des fréquences mais pas de manière à obtenir un résultat en débit maximal possible. La complexité de calcul s'en retrouve augmentée et la réduction du canal est sensiblement moins bonne.

Une autre solution pour incorporer le contrôle du domaine des fréquences est l'égalisation par sous-canal en fréquence, « Per Tone Equalisation » [24]. Au lieu d'avoir un TEQ suivi d'un FEQ avec un seul poids pour chaque sous-canal dans le récepteur DMT, le TEQ est éliminé et remplacé par un FEQ composé de plusieurs poids. Dans ce cas, pas de structure d'égalisation, TEQ/FEQ, mais uniquement FEQ, or dans notre étude on ne s'intéressera qu'à la solution la plus communément utilisée, la structure TEQ/FEQ.

#### 3.4.2. Méthode MSSNR

##### *3.4.2.1. Principe de la méthode*

Voyant le problème de la réalisation d'un TEQ plus comme un problème de réduction de canal que comme un problème d'égalisation, l'article [22] propose une approche différente

nommée méthode MSSNR, « maximum shortening SNR ». Cette méthode est basée sur l'observation que les interférences inter-symboles sont dues à la partie de la réponse impulsionnelle du canal égalisé, SIR, qui dépasse de la fenêtre cible désirée. Cette fenêtre cible est de la taille du préfixe cyclique plus un  $(v+1)$  et son amplitude est de un. Le but de cette méthode est de minimiser l'énergie du SIR à l'extérieur de la fenêtre cible tandis que l'énergie est gardée constante à l'intérieur de cette fenêtre. Cela revient à maximiser la variable SSNR, « Shortening Signal-to-Noise Ratio », soit le signal sur le bruit réduit. Le SSNR est une valeur donnée en décibel (dB) et se calcule comme suit [18] :

$$SSNR = \frac{\text{Énergie du SIR DANS la fenêtre cible}}{\text{Énergie du SIR HORS la fenêtre cible}}$$

Cette méthode est plus performante que la méthode MMSE pour la réduction de la réponse impulsionnelle du canal. En effet la définition de l'erreur dans la méthode MMSE inclue la partie extérieure à la fenêtre cible, comme il se doit, mais également la partie à l'intérieure à la fenêtre. Par conséquent, en minimisant le MSE on ne minimise pas nécessairement que le SIR à l'extérieure de la fenêtre cible.

#### 3.4.2.2. Imperfection

La méthode MSSNR minimise la partie du SIR qui cause les ISI. Si l'énergie hors de la fenêtre cible était zéro, alors le canal serait parfaitement réduit et les ISI seraient complètement éliminées. En théorie, une solution permettant d'éliminer totalement les ISI, permettrait également de maximiser les débits obtenus. En effet comme vu dans (2.1), la valeur du débit obtenue dépend du  $SNR_i$ , qui comme on le verra dans (3.7) est fonction des ISI. Donc si il n'a y plus de ISI, le  $SNR_i$  est plus élevé et le débit aussi. Dans la pratique, la

solution MSSNR ne garantie pas de maximiser les débits par son manque de contrôle sur domaine des fréquences. En effet, la puissance des ISI résiduelles devrait être placée dans les régions de hauts bruits dans le domaine des fréquences. Mais cette méthode ne fait que minimiser l'énergie située hors de la fenêtre cible et ne cherche pas à savoir où se situent les ISI dans le domaine des fréquences [3].

Autre remarque issue de la littérature, [3], sur MSSNR : une forte complexité de calcul due à la recherche de valeurs propres et la nécessité de décompositions de Cholesky.

#### *3.4.2.3. Solutions recensées*

L'article [17], comme fait pour MMSE, évoque l'ajout d'une pondération dans le domaine des fréquences appliquée cette fois-ci à MSSNR, afin de contrôler ce domaine. On parvient à améliorer le contrôle du domaine des fréquences mais pas de manière à atteindre les débits maximums possibles et la complexité de calcul s'en retrouve augmentée.

L'article [19] propose une méthode permettant de réduire la complexité de la méthode MSSNR présentée en [22]. Cette méthode qui permet une implémentation plus rapide de la méthode MSSNR se nomme DC, « Divide-and-conquer ». En effet cette solution divise le problème de l'égaliseur en plusieurs problèmes plus simples et combine les différentes solutions ensemble [3].

#### *3.4.3. Méthode MGSNR*

##### *3.4.3.1. Principe de la méthode*

Cette méthode présentée en [3], contrairement à celles vues précédemment pour la réduction du canal pour la technologie ADSL G.DMT, se base directement sur

l'optimisation de la capacité du canal en fréquence afin de calculer les poids de l'égaliseur. De cette manière, l'égaliseur sera assuré de permettre l'obtention du débit maximum comme désiré. Cette méthode d'égalisation établie par Al-Dhahir et Cioffi [23] porte le nom de MGSNR, pour « Maximum Geometric SNR ». Nous allons expliquer le principe de cette méthode. Tout d'abord comme exprimé dans [23], le nombre total de bits transmis par un symbole DMT est calculé par la fonction suivante :

$$b_{DMT} = \sum_{i=1}^{\bar{N}} b_i = \sum_{i=1}^{\bar{N}} \log_2 \left( 1 + \frac{SNR_i}{\Gamma} \right) \quad (3.1)$$

Avec  $\bar{N}$  représentant le nombre de nombres complexes issues de la modulation QAM du système DMT, soit le nombre de sous-canaux utilisés. Le  $SNR_i$  est le rapport du signal sur le bruit pour le  $i^{\text{ème}}$  sous-canal avec  $i=1, \dots, \bar{N}$ . Ce rapport est défini comme suit :

$$SNR_i = \frac{S_{x,i} |H_i|^2}{S_{n,i}} \quad (3.2)$$

où  $S_{x,i}$ ,  $S_{n,i}$  et  $|H_i|^2$  sont respectivement l'énergie du signal d'entrée, la densité spectral de puissance du bruit et le gain du canal pour le  $i^{\text{ème}}$  sous-canal. Dans (3.1), la constante en dB  $\Gamma$ , appelée la limite minimale de SNR, fixe la valeur minimale du SNR que doit posséder un sous-canal pour transmettre des bits. Notons que l'expression du  $SNR_i$  dans (3.1) doit être modifiée en présence de ISI ou encore si l'on a ajouté l'égaliseur, nous verrons cela par la suite. C'est  $b_{DMT}$  (3.1) qu'il faut chercher à maximiser pour atteindre le débit maximum de transmission. Ce dernier peut s'exprimer aussi ainsi [23] :

$$b_{DMT} = \bar{N} \log_2 \left( 1 + \frac{GSNR}{\Gamma} \right) \quad (3.3)$$

avec le GSNR, soit le SNR géométrique qui est défini comme suit :

$$GSNR = \Gamma \left( \left[ \prod_{i=1}^{\bar{N}} \left( 1 + \frac{SNR_i}{\Gamma} \right)^{\frac{1}{\bar{N}}} - 1 \right] \right) \quad (3.4)$$

L'expression du débit binaire avec l'expression de (3.3) devient la suivante :

$$R_{DMT} = \frac{b_{DMT} N}{\Gamma(N + N_b)} = \frac{f_s}{(N + N_b)} \bar{N} \log_2 \left( 1 + \frac{GSNR}{\Gamma} \right) \quad (3.5)$$

avec  $N$  la taille de la FFT du système DMT,  $N_b$  la taille du préfixe cyclique désirée et  $f_s$  la fréquence d'échantillonnage du système.

D'après [23], maximiser le débit binaire de transmission pour un système DMT revient à maximiser le SNR géométrique (3.4). Pour cela l'idée d'Al-Dhahir et de Cioffi est basée sur la structure utilisée Figure 3.4 par la méthode MMSE et procède en deux étapes : Dans un premier temps, il est nécessaire de calculer les coefficients d'un TIR de la taille  $N_b+1$  qui maximise le GSNR. Puis dans un deuxième temps, le TIR issu de la MGSNR est utilisé dans la méthode MMSE afin de calculer les poids  $w_m$  de l'égaliseur.

Notons que dans ce cas, la présence de l'égaliseur et du TIR, modifie l'expression du  $SNR_i$ .

Cette dernière devient la suivante [23] et [13] :

$$SNR_i = \frac{S_{x,i} |B_i|^2}{S_{n,i} |W_i|^2} \quad (3.6)$$

avec  $|B_i|^2$  et  $|W_i|^2$  respectivement les gains des vecteurs  $\mathbf{b}$  et  $\mathbf{w}$ , des coefficients de la Figure 3.4, tels que  $\mathbf{b}=[b_1, \dots, b_{N_b}]$  et  $\mathbf{w}=[w_1, \dots, w_{N_b}]$  pour le  $i^{\text{ème}}$  sous-canal. C'est cette expression du  $SNR_i$  qui est utilisée dans l'expression du GSNR (3.4) afin de le maximiser.

### 3.4.3.2. Imperfections

D'après [3] et [13], la méthode MGSNR pour la réduction de canal, même si son but est directement de maximiser le débit de transmission du système, reste une solution pour TEQ non optimale. En effet cette méthode repose sur de plusieurs approximations, elle ne peut donc pas être considérée optimale en terme de débits de transmission obtenus. Selon [3], la plus importante approximation est celle effectuée dans l'expression (3.6), soit l'expression du  $SNR_i$  prenant en compte l'égalisation. Cette définition inclue l'effet de l'égaliseur mais pas l'effet des ISI, alors que l'objectif est également de minimiser les ISI.

### 3.4.4. Méthode MBR

#### 3.4.4.1. Principe de la méthode

Nous venons d'observer que la méthode MGSNR [23] ne représente pas une solution optimale en terme de débit à cause de la définition (3.6) du  $SNR_i$  trop approximative. En effet cette dernière ne prend pas en compte la présence des ISI. Dans l'article [13], Arslan et Evian se sont consacrés à réaliser une définition du  $SNR_i$  (3.7) prenant en compte également les ISI en présence d'un TEQ.

$$SNR_i = \frac{S_{x,i} |H_i^{signal}|^2}{S_{n,i} |H_i^{noise}|^2 + S_{n,i} |H_i^{ISI}|^2} \quad (3.7)$$

où  $S_{x,i}$ ,  $S_{n,i}$ ,  $H_i^{signal}$ ,  $H_i^{noise}$  et  $H_i^{ISI}$  sont respectivement la puissance du signal transmis, la puissance de bruit du canal (avant égalisation), le gain du passage du signal, le gain du passage du bruit du canal et le gain du passage des ISI. Nous allons définir comme dans [13], ce que l'on entend par "passage" du signal, du bruit de canal et des ISI.

Soit  $h(k)$  la réponse impulsionnelle du canal de transmission,  $w(k)$  celle du TEQ et  $g(k)$  la fenêtre cible, pouvant être défini comme suit dans (3.8), avec  $k$  l'instant d'échantillonnage,  $\Delta$  le délai vu dans la Figure 3.4 avant passage dans le TIR et  $\nu$  la taille du préfixe cyclique :

$$g(k) = \begin{cases} 1, & \Delta + 1 \leq k \leq \Delta + \nu + 1 \\ 0, & \text{partout ailleurs} \end{cases} \quad (3.8)$$

Les passages dans le domaine du temps et celui des fréquences sont alors défini en (3.9), avec  $hw(k) = h(k) * w(k)$  la réponse du canal égalisé, \* désignant l'opération de convolution linéaire. La flèche correspond à la transformation du domaine temporel au fréquentiel.

$$\begin{aligned} h^{signal}(k) &= hw(k) \times g(k) \rightarrow H_i^{signal} \\ h^{ISI}(k) &= hw(k) \times (1 - g(k)) \rightarrow H_i^{ISI} \\ h^{noise}(k) &= w(k) \rightarrow H_i^{noise} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Dans les équations (3.9), le gain du passage du signal représente donc la transformée de la réponse du canal située dans la fenêtre cible, le gain du passage des ISI la transformée de la réponse du canal hors de la fenêtre cible, et le gain du passage du bruit la transformée de la réponse du TEQ. En effet ce dernier est uniquement filtré par l'égaliseur. La Figure 3.5 témoigne de la décomposition dans le domaine du temps des passages du signal et des ISI.

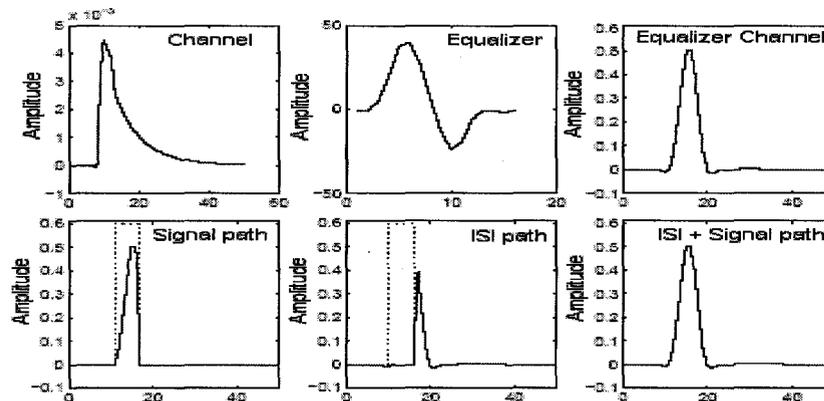


Figure 3.5 : Décomposition des passages du signal et des ISI dans le temps [3]

La définition complète du  $SNR_i$  par Arslan et Evian [13] devient donc la suivante :

$$SNR_i = \frac{S_{x,i} |H_i w_i g_i|^2}{S_{n,i} |w_i|^2 + S_{x,i} |H_i w_i (1 - g_i)|^2} \quad (3.10)$$

Le passage des équations (3.7) à (3.10) se base juste sur l'observation que la transformée de  $hw(k)=h(k)*w(k)$  est le produit  $Hw_i=H_i \times W_i$ , avec  $H_i$  et  $W_i$  respectivement les transformées de  $h(k)$  et  $w(k)$ . À partir de cette nouvelle définition du  $SNR_i$  (3.10), Arslan et Evian dans [13] ont effectué une dérivation de cette expression en fonction des poids d'un TEQ [18]. Cette méthode d'égalisation, nommée MBR (Maximum Bit Rate), offre une solution optimale en terme de débits obtenus, soit exploitation des capacités du canal en fréquence.

#### 3.4.4.2. Imperfections

Si la méthode MBR [18] se montre optimum en terme de débit, elle n'est pas optimale pour un système G.DMT. En effet, cette méthode n'est pas réalisable en temps réel à cause de sa grande complexité de calcul due à la nécessité d'approximation non-linéaire [18].

#### 3.4.4.3. Solution recensée: la méthode Min-ISI

Dans ce même article, [18], Arslan et Evian présentent une autre méthode pour la réalisation d'un TEQ cherchant également à optimiser le débit de transmission. Cette dernière est nommée Min-ISI, « Minimum ISI », et est une version dérivée et réalisable de la MBR. Cette méthode Min-ISI, tout comme la méthode MBR, est basée sur la définition (3.8) du  $SNR_i$  et sur l'observation que les termes du numérateur et du dénominateur sont des expressions de puissances. L'expression du numérateur représente la puissance des distorsions pour chaque sous-canal dues aux bruits et aux interférences inter-symboles.

Cette méthode cherche donc à minimiser la somme des puissances de distorsions dans tous les sous-canaux, puisque cela revient à minimiser la puissance de distorsion dans chaque sous-canal [18].

Cette méthode, issue de la méthode MBR mais ayant comme objectif d'éviter les calculs d'approximation non-linéaire, s'apparente finalement à une méthode proche de la méthode MSSNR mais avec une pondération dans le domaine des fréquences.

Ses performances en terme de réduction de canal sont très satisfaisantes et celles en terme de débit de transmission presque optimal. Néanmoins, si cette méthode est réalisable en temps réel, sa complexité de réalisation reste très élevée [18].

### **3.5. Conclusion**

Nous venons d'exposer la problématique d'un système DMT, ce qui nous a amené à finalement constater la nécessité du système d'égalisation dans la technologie ADSL G.DMT. Cette égalisation se fait par le couplage de deux systèmes distincts, un TEQ et un FEQ, ayant chacun leurs rôles, présentés ici, et étant dépendant l'un de l'autre. Le FEQ, dont l'objectif consiste à assurer un BER brut tel que le BER après décodage soit inférieur à  $10^{-7}$  [9], se réalise simplement avec l'algorithme adaptatif LMS chargé de faire l'apprentissage d'un seul coefficient par sous-canal : FEQ one-tap.

Contrairement au FEQ, plusieurs propositions de méthode ont vu le jour pour tenter de remplir les trois objectifs du TEQ pour l'ADSL G.DMT : la réduction du canal, l'obtention du débit maximum pouvant être atteint, et avoir une complexité de réalisation satisfaisante. Si la méthode MSSNR permet d'obtenir une meilleure réduction du canal que la MMSE,

ces deux méthodes ne cherchent pas à augmenter la capacité du canal en fréquence afin d'améliorer le débit obtenu. Les méthodes MGSNR, MBR et Min-ISI ont été créées dans ce souci de vitesse de transmission. La MGSNR reste une méthode non réalisable en temps réel pour un débit plus élevé mais non optimum. La MBR a la faculté d'atteindre des débits pratiquement optimaux mais est également irréalisable. Enfin la méthode Min-ISI paraît être la méthode la plus adéquate pour cette technologie étant réalisable, donnant de très bons résultats en réduction et donnant l'obtention de débits pratiquement optimaux.

Avec ce recensement on a pu faire le constat que les méthodes MSSNR, MBR et Min-ISI sont des méthodes indirectes. En effet leur fonctionnement nécessite la connaissance parfaite de la réponse du canal de transmission. Cette connaissance s'acquière par des méthodes d'estimation du canal de transmission. De tels processus ne peuvent retourner une réponse parfaite et de faibles erreurs sur l'estimation peuvent baisser de manière significative les performances d'une méthode. Peut-être que les performances de la méthode Min-ISI s'en trouveront altérées. On ne le sait pas car, en effet, on a pu constater que les résultats des méthodes TEQ dans les articles sont toujours donnés pour des conditions idéales de simulation : canal linéaire sans erreur d'estimation.

Dans le prochain chapitre, nous allons présenter deux algorithmes mis au point pour la réalisation d'un TEQ, ainsi que quatre méthodes pour l'élaboration d'un FEQ pour la technologie ADSL G.DMT. Les idées ayant amenées à la création de nos algorithmes seront bien sûr exposées.

# *CHAPITRE 4*

## **MÉTHODES D'ÉGALISATION PROPOSÉES**

### **POUR L'ADSL G.DMT**

Ce chapitre propose quelques algorithmes pour l'égalisation répondant aux exigences de la technologie ADSL G.DMT. Nous avons déjà dit, que dans cette technologie basée sur la modulation DMT, l'égalisation réside dans la structure couplée TEQ/FEQ. Il nous a donc fallu réaliser ces deux systèmes. Il en résulte la mise au point de deux algorithmes pour l'égalisation temporelle, TEQ, et quatre algorithmes pour l'égalisation fréquentielle, FEQ. Ce chapitre sera donc divisé en deux grandes parties distinctes. Dans la première seront présentées les deux méthodes TEQ avec le cheminement des idées nous ayant amené à les mettre en place. Et dans la deuxième partie apparaîtront les quatre algorithmes pour FEQ ainsi que leurs explications.

#### **4.1. Méthodes pour TEQ proposées**

Évidemment les objectifs en terme de performances pour les algorithmes de TEQ proposés sont bien sûr de répondre aux attentes de la technologie. Soit réduire correctement le canal de transmission, atteindre des débits proches des maximums pouvant être atteints et d'être réalisable en temps réel. Mais pour réaliser un algorithme, il faut également lui définir des

objectifs précisant ses caractéristiques de fonctionnement. Ce sont ces objectifs qui vont le différencier des autres méthodes déjà existantes. Les objectifs de fonctionnement qui devront caractériser nos algorithmes pour TEQ sont les suivants :

- Avoir une faible de complexité de réalisation;
- Éviter le passage par un estimateur de canal de transmission;
- Faire face à certaines non-linéarités pouvant apparaître lors de la transmission.

Concernant la première exigence caractérisant les algorithmes proposés, nous voulons réaliser un algorithme facile d'intégration. Cela répond à une des exigences de la technologie mais cible également le degré de complexité de l'algorithme à utiliser.

Certains des algorithmes pour TEQ recensés, notamment la méthode Min-ISI [18], nécessitent la connaissance totale de la réponse du canal de communication. Cela implique l'utilisation d'un estimateur de canal. Or le résultat retourné par un tel procédé ne peut être parfait. Des erreurs d'estimation persistent et peuvent fortement dégrader les performances escomptées d'un algorithme. Ses méthodes d'égalisation sont dites «indirectes» car utilisent les données du médium. Nous allons alors nous axer sur des méthodes «directes» d'égalisation, c'est à dire sans aucune connaissance du canal, avec juste l'utilisation d'une partie du signal envoyé et du signal reçu après passage dans le réseau téléphonique.

La modulation DMT fait partie, comme déjà dit dans le premier chapitre, de la famille des modulations multi-porteuses, MCM. D'ailleurs, la DMT est également appelé OFDM (*Orthogonal frequency-division multiplexing*) [31] et [32]. Or cette famille de modulation peut être sujet à des distorsions non-linéaires. En effet le signal issu de la DMT est une somme de signaux, un signal par sous-canal. Et la puissance maximale de ce type de signal

devient ainsi bien supérieure à sa puissance moyenne. Par conséquent, des pics de fortes amplitudes peuvent apparaître et lors du passage dans l'amplificateur d'émission peuvent faire fonctionner ce dernier dans la partie non-linéaire de sa courbe caractéristique et ainsi engendrer des effets non-linéaires pendant la transmission [32]. C'est pour cette raison que nous allons tenir compte de ce phénomène pour réaliser notre algorithme pour TEQ.

Les deux algorithmes à méthode « directe » seront appelés simplement TEQ-L et TEQ-NL. Ces deux techniques d'égalisation sont basées sur l'algorithme d'adaptation LMS (*Least Mean Square*) [29] et la structure d'égalisation pour l'ADSL G.DMT présentée par Yap et McCanny dans [14]. Dans un premier temps, nous allons donc exposer la méthode décrite dans [14], ce qui nous permettra de présenter, dans un deuxième temps, la structure et l'algorithme de TEQ-L. Notons dès maintenant que TEQ-L ne permet pas de lutter contre d'éventuelles non-linéarités, mais c'est ce pourquoi a été conçu TEQ-NL qui paraîtra dans un troisième temps.

#### 4.1.1. Structure de McCanny [14]

La structure de base des deux TEQ proposées et de celui présenté dans [14] est issue de celle de la méthode MMSE [20] pour la technologie ADSL, Figure 4.1. En effet le principe de ces trois méthodes repose sur la minimisation de l'erreur,  $e$ , pour adapter le TEQ.

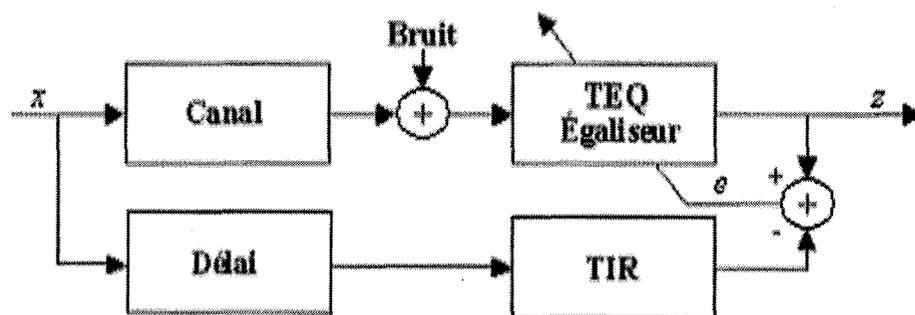


Figure 4.1 : Schéma de principe de la méthode MMSE [3]

La structure consiste en un égaliseur en cascade avec le canal de transmission et d'une branche parallèle composée d'un délai et de la réponse impulsionnelle cible, le TIR. Le but de l'égaliseur MMSE est d'adapter les coefficients du TEQ afin de minimiser l'erreur moyenne au carré entre la sortie de l'égaliseur et celle du TIR. Si on considère que l'erreur devient nulle pour tous signaux d'entrée dans le canal, cela signifie que les réponses impulsionnelles de chaque branche de la Figure 4.1 sont égales. En d'autres mots, la réponse impulsionnelle du canal égalisé, le SIR, sera égale à la version retardée du TIR. Le canal égalisé se trouvera ainsi réduit à la taille du TIR choisie pour être de celle du préfixe cyclique plus un de manière à combattre les ISI.

La structure Figure 4.1 de la méthode MMSE ne laisse pas paraître le passage dans les algorithmes d'adaptation, on ne visualise que les signaux utilisés pour le calcul de l'erreur ainsi que les blocs qu'ils traversent. Ce schéma permet de comprendre le principe qui permet d'obtenir une réduction du canal. Dans [14], McCanny présente la structure d'adaptation complète Figure 4.2.

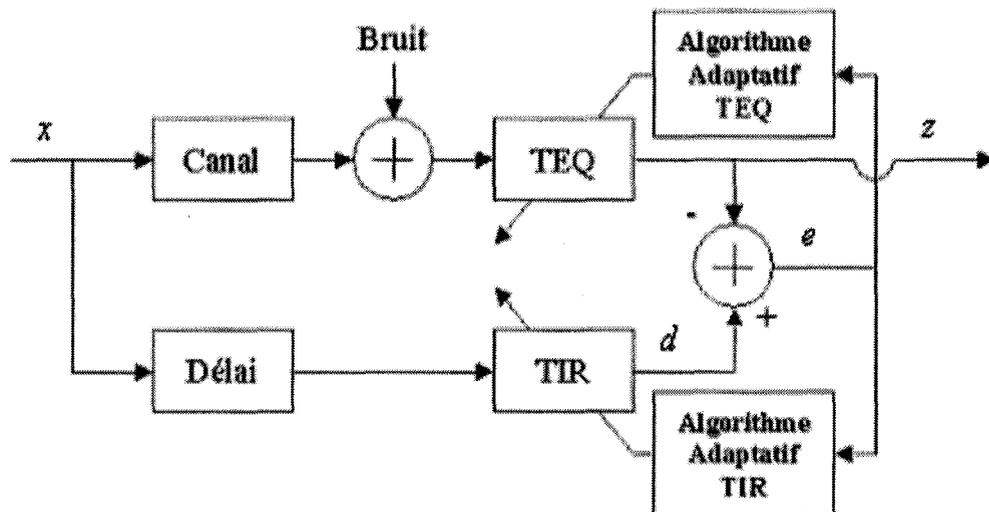


Figure 4.2 : Structure complète d'égalisation TEQ présentée par McCanny [14]

Cette structure présente les parties où se situent les algorithmes d'adaptation. On observe nettement dans cette structure que le TIR fait l'objet lui aussi d'une adaptation. On note également que le TEQ et le TIR sont adaptés à partir de la même erreur issue de la différence des signaux  $z$  et  $d$ . Le TIR s'adapte en même temps que le TEQ de manière à faciliter la recherche de la solution pour le TEQ et le TIR qui permettra de mieux faire converger l'erreur  $e$  vers 0.

Maintenant nous allons exposer les principes de fonctionnement des algorithmes TEQ-L et TEQ-NL que nous avons proposé pour la réalisation d'un TEQ pour la technologie ADSL G.DMT sachant que la structure globale de ces derniers est celle présentée Figure 4.2.

#### 4.1.2. Présentation de TEQ-L

Nous venons de mentionner que les méthodes TEQ-L et TEQ-NL sont basées sur la même structure présentée Figure 4.2. Pour comprendre l'algorithme TEQ-L, il reste à déterminer le contenu des blocs « TEQ », « TIR », « Algorithme Adaptatif TEQ » et « Algorithme Adaptatif TIR » de cette figure. Pour cela le présent paragraphe sera divisé en quatre sous paragraphes. Dans le premier, nous verrons la structure proposée pour le TIR et le TEQ, dans le deuxième, l'algorithme utilisé dans les blocs d'adaptation, dans le troisième la présentation de l'ensemble de l'algorithme TEQ-L puis dans la quatrième partie une discussion sur les variables de la méthode sera exposée.

##### 4.1.2.1. Structure du TIR et du TEQ

Ce paragraphe a pour but de dévoiler quelle est la structure des blocs « TEQ » et « TIR » de la structure Figure 4.2. Chacun de ces blocs sera représenté par un filtre FIR [30]. Un

système FIR, qui signifie en anglais « Finite Impulse Response », soit un système à réponse impulsionnelle finie, est décrit par l'équation suivante :

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w_k x(n-k)$$

Avec  $y(n)$  la sortie du système,  $N$  le nombre de poids du système,  $w_k$  le  $k^{\text{ième}}$  poids du filtre  $x(n)$  le signal d'entrée du filtre, avec  $k$  l'indice du poids en traitement allant de 0 à  $N-1$  et  $n$  l'instant d'échantillonnage.

Cette équation peut être représentée sous plusieurs structures différentes, telles que la forme directe, cascade ou encore treillis [30]. Dans notre projet, on se basera sur la structure en forme directe du FIR, Figure 4.3.

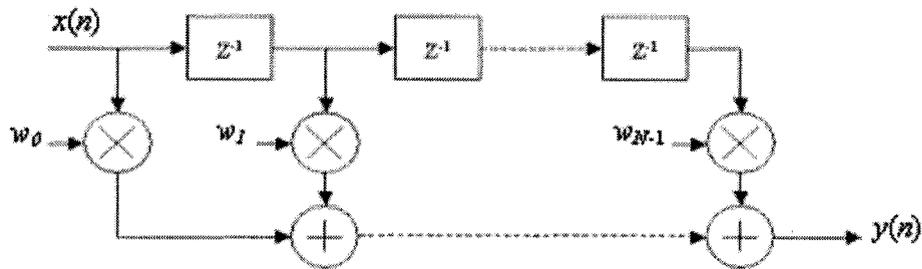


Figure 4.3 : La forme directe d'un filtre à réponse impulsionnelle finie [30]

Nous venons de déterminer les structures utilisées par le TIR et le TEQ dans TEQ-L. Nous allons maintenant présenter l'algorithme utilisé par cette méthode pour adapter les poids de ces deux filtres FIR.

#### 4.1.2.2. Algorithme LMS

L'algorithme d'adaptation utilisé pour l'apprentissage du TEQ et du TIR est l'algorithme LMS [29] qui est itératif et supervisé. Nous avons choisi l'algorithme LMS pour sa simplicité de mise en œuvre. Nous sommes assurés de cette manière de remplir une des trois caractéristiques d'un TEQ optimal pour la G.DMT : celle de la complexité

satisfaisante de réalisation. Nous allons dans ce paragraphe présenter le principe et les équations de l'algorithme LMS en nous basant sur la schématisation classique de ce dernier Figure 4.4, c'est à dire sans le bloc TIR. En effet dans ce schéma, on ne cherche qu'à adapter les poids d'un filtre FIR.

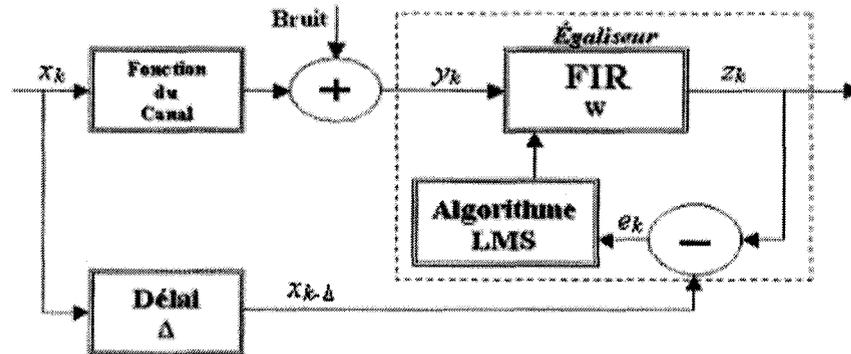


Figure 4.4 : Schéma explicatif de l'algorithme LMS

L'algorithme LMS est basé sur le calcul de l'erreur,  $e_k$ , entre le signal désiré  $x_k$  retardé, soit  $x_{k-\Delta}$ , et le signal  $z_k$  issu du FIR dont les poids sont représentés par le vecteur  $\mathbf{w}$  de taille  $N_w$ . Notons que la branche inférieure comprenant le délai et la variable d'entrée retardée,  $x_{k-\Delta}$ , n'existe pas; il ne s'agit que d'une représentation. Le délai  $\Delta$  est supposé reproduire le temps de passage dans le canal et l'égaliseur, de cette manière les signaux  $z_k$  et  $x_{k-\Delta}$  sont correctement synchronisés. Dans ce cas, l'indice  $k$  représente l'instant d'échantillonnage, il s'agit d'un entier.

L'algorithme LMS tend à faire minimiser l'erreur,  $e_k$ , en adaptant les poids du filtre FIR. D'ailleurs l'appellation LMS dans la littérature se réfère uniquement au but de l'algorithme qui est de minimiser l'écart quadratique moyen de l'erreur. Voici les équations de cet algorithme adaptatif [29], avec le vecteur de poids à l'instant  $k$ ,  $\mathbf{w}_k = [w_1(k), w_2(k), \dots, w_{N_w}(k)]$

et le vecteur des  $N_w$  échantillons présents et futurs reçus après passage dans le canal de transmission,  $\mathbf{y}_k = [y_k, \dots, y_{k-N_w+1}]^T$ :

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{w}_k \times \mathbf{y}_k \quad (4.1)$$

$$e_k = x_{k-\Delta} - z_k \quad (4.2)$$

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k + \mu e_k \mathbf{y}_k \quad (4.3)$$

L'équation (4.1) représente le filtrage du signal  $y_k$  par le filtre FIR dont ces poids à l'instant  $k$  sont représentés par le vecteur de poids  $\mathbf{w}_k$ . (4.2) effectue le calcul de l'erreur, il est important d'observer, pour la compréhension de l'algorithme TEQ-L, que la deuxième composante de la soustraction, ici  $z_k$ , est toujours le signal issu du bloc qui est adapté. Enfin l'expression (4.3) effectue l'adaptation des poids du filtre FIR, en retournant les futurs poids à l'instant  $k+1$  en fonction du poids à l'instant  $k$ , du signal reçu et de la constante  $\mu$ , appelée pas de convergence. Ce paramètre règle aussi bien la précision que le temps de convergence [25].

#### 4.1.2.3. Algorithme TEQ-L

Nous venons de dire dans un premier temps que les structures utilisées pour représenter le TIR et le TEQ sont des filtres FIR. Puis dans un deuxième temps nous avons décrit le principe et les équations de l'algorithme d'adaptation du TIR et du TEQ : l'algorithme LMS. Le schéma de principe de l'algorithme TEQ-L est présenté Figure 4.5. La variable  $k$  de même que dans le paragraphe précédent désigne l'instant d'échantillonnage. Le vecteur  $\mathbf{w}_k = [w_1(k), w_2(k), \dots, w_{N_w}(k)]$  définit les  $N_w$  poids du filtre FIR du TEQ à l'instant  $k$ , le vecteur  $\mathbf{b}_k = [b_1(k), b_2(k), \dots, b_{N_b}(k)]$  les  $N_b$  poids du filtre FIR du TIR à l'instant  $k$  avec  $N_b$

imposé à la taille du préfixe cyclique plus un afin de répondre aux exigences de la technologie en terme de réduction de canal. Le vecteur des  $N_w$  échantillons présents et futurs entrant dans le filtre FIR du TEQ reçus après passage dans le canal de transmission est constitué comme suit  $\mathbf{y}_k = [y_k, \dots, y_{k-N_w+1}]^T$  et le vecteur des  $N_b$  échantillons présents et futurs  $\mathbf{x}_{k-\Delta} = [x_{k-\Delta}, \dots, x_{k-\Delta-N_b+1}]^T$  évoque les signaux émis dans le canal retardé entrant dans le filtre FIR du TIR.

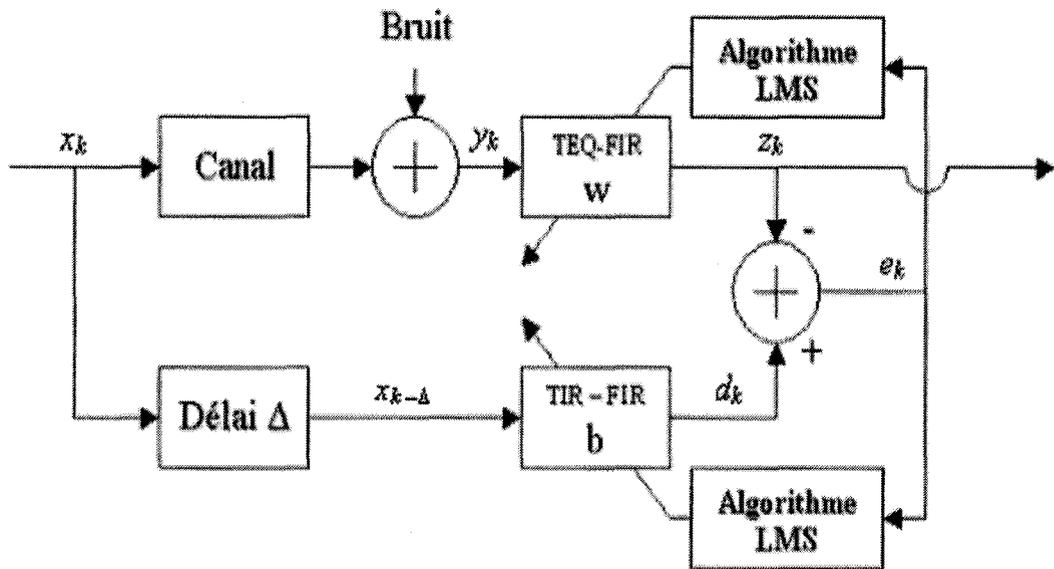


Figure 4.5 : Structure complète de la méthode TEQ-L

Les équations qui définissent la méthode sont les suivantes. Tout d'abord les équations de filtrage par le TEQ (4.4) et par le TIR (4.5) :

$$z_k = \mathbf{w}_k \times \mathbf{y}_k \quad (4.4)$$

$$d_k = \mathbf{b}_k \times \mathbf{x}_{k-\Delta} \quad (4.5)$$

Avec pour (4.4), comme on peut le voir sur la Figure 4.5,  $z_k$  le signal issu du passage par le filtre FIR du bloc TEQ à l'instant  $k$ , résultat de la multiplication des vecteurs  $\mathbf{w}$  et  $\mathbf{y}$  à

l'instant  $k$ . Et (4.5) retourne  $d_k$  le signal issu du bloc TIR, donné par le produit des vecteurs  $\mathbf{b}_k$  et  $\mathbf{x}_{k-\Delta}$ .

Calcul d'erreur utilisée pour l'adaptation des poids du TEQ (4.6) et du TIR (4.7) :

$$e_k = d_k - z_k \quad (4.6)$$

$$e^{TIR}_k = z_k - d_k = -e_k \quad (4.7)$$

Ici  $e_k$  (4.6) représente l'erreur qui sera utilisée pour effectuer l'adaptation des poids du TEQ. Comme expliqué dans le chapitre sur l'algorithme LMS, dans le calcul de l'erreur utilisée pour adapter des poids avec le LMS, la deuxième composante de la soustraction est toujours le signal issu du bloc qui est adapté. Alors ce n'est pas  $e_k$  qui est utilisée pour adapter les poids du TIR mais  $e^{TIR}_k$  qui vaut  $-e_k$  (4.7).

Équations d'adaptation des poids du TEQ (4.8) et du TIR (4.9) :

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k + \mu_{w1} e_k \mathbf{y}_k \quad (4.8)$$

$$\mathbf{b}_{k+1} = \mathbf{b}_k + \mu_{b1} e^{TIR}_k \mathbf{x}_{k-\Delta} \quad (4.9)$$

$$\Leftrightarrow \mathbf{b}_{k+1} = \mathbf{b}_k - \mu_{b1} e_k \mathbf{x}_{k-\Delta} \quad (4.10)$$

Dans (4.8),  $\mathbf{w}_k$  représente le vecteur poids du TEQ au  $k^{\text{ième}}$  instant et donc  $\mathbf{w}_{k+1}$  le vecteur poids du TEQ à l'instant  $k+1$ . Alors  $\mathbf{w}_k$  est la valeur du vecteur poids à l'instant précédent de celui de  $\mathbf{w}_{k+1}$ . Le paramètre  $\mu_{w1}$  est le pas de convergence de l'algorithme d'adaptation des poids du TEQ. De même dans l'équation (4.10),  $\mathbf{b}_k$  représente le vecteur poids du TIR au  $k^{\text{ième}}$  instant et  $\mathbf{b}_{k+1}$  celui à l'instant  $k+1$ .  $\mu_{b1}$  est le pas de convergence de l'algorithme d'adaptation des poids du TIR. On note la présence du signe moins dans (4.10) qui permet d'exprimer  $\mathbf{b}_{k+1}$  avec la même erreur  $e_k$  que dans (4.8).

Lors de l'apprentissage du TIR, il faut s'assurer de ne pas tomber sur une solution triviale pendant la minimisation de l'erreur. Cette solution triviale est de se retrouver avec les poids du TIR tous nuls. Une contrainte permettant de prévenir ce cas non désiré est ajoutée dans l'algorithme au niveau du TIR. Cette contrainte sur le TIR se nomme contrainte d'unité d'énergie, soit UEC [2] pour «Unit-Energy Constraint». Cette contrainte impose la norme de l'ensemble des poids du TIR à 1 à chaque itération.

#### 4.1.2.4. Variables de la méthode TEQ-L

Nous venons de détailler le principe de fonctionnement de l'algorithme TEQ-L pour l'égalisation dans la technologie ADSL G.DMT. Il est à noter que cette méthode possède cinq variables principales. Le nombre de poids du TEQ  $N_w$ , le nombre de poids du TIR  $N_b$ , le pas de convergence du TEQ  $\mu_{w1}$ , le pas de convergence du TIR,  $\mu_{b1}$  et le délai  $\Delta$ . Le nombre de poids du TEQ est à choisir en considérant la mise en œuvre, en effet il ne doit pas être trop élevé pour avoir une réalisation de taille respectable et ne doit pas être trop faible afin de permettre une minimisation de l'erreur assez précise. Plus il y a de poids dans le FIR du TEQ plus on ajoute des coefficients à adapter pour une recherche précise. Le nombre de poids,  $N_b$ , du TIR est imposé par la technologie. En effet le nombre de poids du TIR doit être au minimum égale à la taille du préfixe cyclique plus un pour combattre les ISI. La norme associée à la G.DMT a fixé un préfixe cyclique de 32 échantillons, donc le nombre de poids du TIR doit être de  $32+1=33$  au minimum. Le délai puis les pas de convergence  $\mu_{w1}$  et  $\mu_{b1}$  sont à déterminer une fois les tailles des deux FIR fixées. Ces deux paramètres de convergence sont à déterminer en simulation en fonction des performances obtenues.

### 4.1.3. Présentation de TEQ-NL

L'algorithme TEQ-NL représente également une solution pour TEQ dans la technologie ADSL G.DMT. Il nous a fallu mettre au point un deuxième algorithme car TEQ-L ne répond qu'à deux des trois exigences de fonctionnement que nous nous sommes imposés au début de ce chapitre. En effet si TEQ-L est de simple complexité de réalisation et ne nécessite pas l'utilisation de données sur le canal de transmission. La structure de cet algorithme n'est pas robuste face à d'éventuelles non-linéarités.

Le principe de base de TEQ-NL reste le même que celui de la méthode TEQ-L, soit celui présenté en Figure 4.2. Nous avons juste remplacé la structure FIR du TEQ, par une structure qui a fait ses preuves pour lutter contre des effets non-linéaires : la structure en réseaux de neurones multicouches, noté RNM [26], [27] et [28]. La structure complète de TEQ-NL est montrée en Figure 4.6.

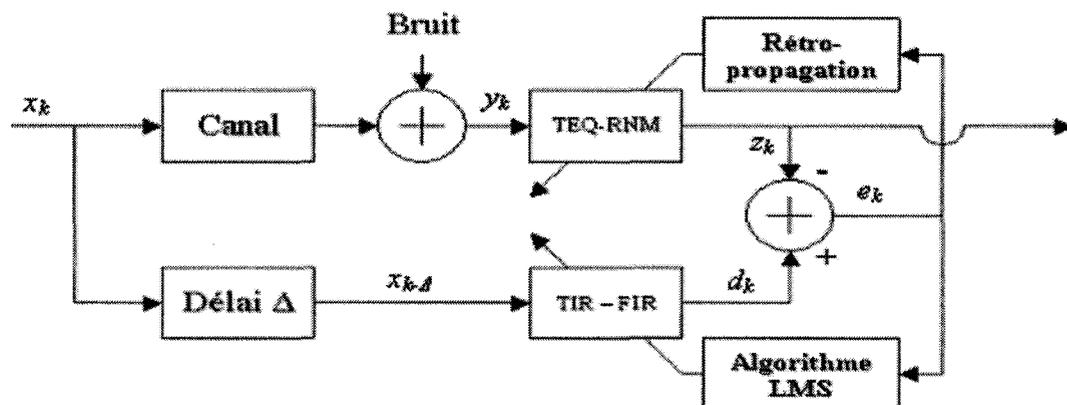


Figure 4.6 : Structure complète de la méthode TEQ-NL

Tout d'abord on remarque que seule la structure du TEQ et son algorithme d'adaptation ont changé par rapport à la méthode TEQ-L. Nous avons conservé la structure en filtre FIR pour le TIR. Celle-ci permet d'assurer le contrôle de la taille du canal égalisé avec le TEQ à celle du préfixe cyclique plus un retardé d'un délai  $\Delta$  si l'erreur parvient à converger vers 0.

En effet la taille du TIR est facilement imposée à 33 coefficients, soit la taille du préfixe plus un, avec la structure FIR. Les coefficients du TIR sont toujours adaptés avec la méthode d'apprentissage LMS. Pour ce qui est du TEQ, ses poids sont déterminés avec une méthode d'apprentissage propre à sa structure en RNM, basée sur la méthode LMS, et nommée rétro-propagation [26].

Le présent paragraphe sera bâti comme suit afin de bien comprendre le fonctionnement de la méthode TEQ-NL : La première partie mettra en lumière la structure RNM utilisée dans TEQ-NL, la deuxième présentera la méthode d'apprentissage du RNM, la troisième dictera les équations complètes de la méthode telle que présentée Figure 4.6, puis une dernière partie fera l'objet d'une discussion sur les variables de la méthode.

#### 4.1.3.1. Structure en réseau de neurones pour égalisation

Le réseau de neurones multicouche qui constitue la structure du TEQ dans TEQ-NL a la forme que l'on peut observer en Figure 4.7.

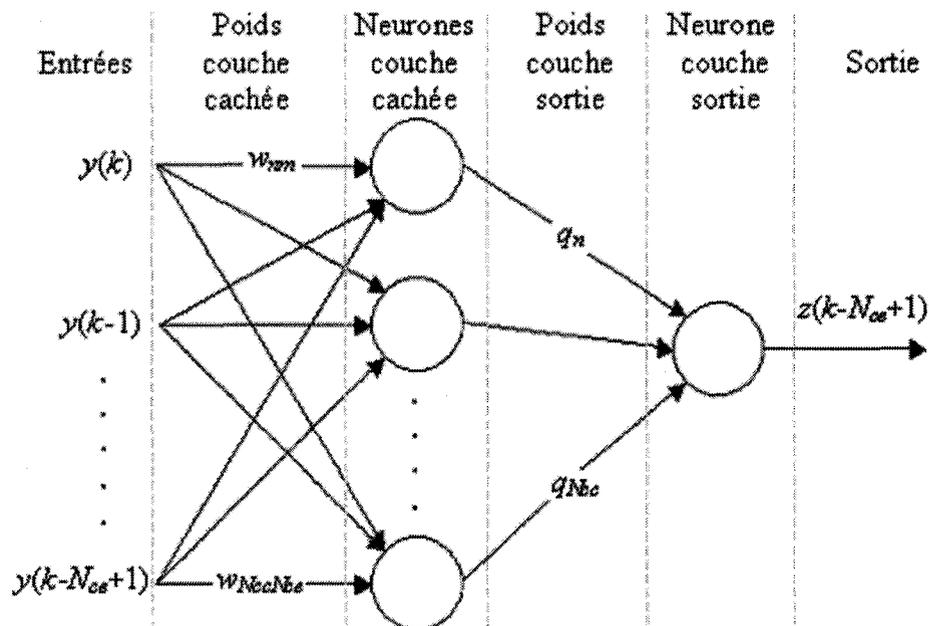


Figure 4.7 : Structure du réseau de neurones multicouche utilisé dans la méthode TEQ-NL

On peut observer que le réseau de neurones de la Figure 4.7 est divisé en trois principales parties distinctes : les entrées, une couche cachée et une couche de sortie. C'est pour cette raison que l'on parle de réseau de neurones multicouche, évidemment il existe d'autres manières de structurer un réseau de neurones comme évoqué dans [26].

Les entrées de la structure sont issues du signal  $y(k)$  provenant du canal de transmission Figure 4.6. Le RNM prend  $N_{ce}$  entrées, qui proviennent du même signal  $y(k)$  mais à des instants  $k$  différents,  $k$  étant un entier. Chacune de ces entrées est connectée à chacun des  $N_{cc}$  neurones de la couche cachée. Notons que l'on parle de couches cachées car celles-ci ne possèdent aucun lien avec l'extérieur du système. Mais chacune des entrées avant de parvenir à un neurone de la couche cachée est multipliée par un des poids de cette couche notés  $w_{nm}$  avec  $n$  et  $m$  des entiers tels que  $n=1, \dots, N_{cc}$  et  $m=1, \dots, N_{ce}$ . Cette couche possède donc en tout  $N_{cc} \times N_{ce}$  poids. Précisons qu'un RNM peut avoir plusieurs couches cachées, mais dans le cas du RNM pour TEQ-NL cette structure n'en possédera qu'une. De la même manière, chaque sortie des  $N_{cc}$  neurones de la couche cachée est connectée à l'unique neurone de la couche de sortie, mais après avoir été multiplié par un des  $N_{cc}$  poids  $q_n$  de cette couche. Enfin la sortie du réseau a été notée  $z(k-N_{ce}+1)$  car l'instant  $k-N_{ce}+1$  est l'instant d'échantillonnage où toutes les entrées possèdent une valeur de  $y(k)$ . Il faut que toutes les entrées du réseau soient pleines pour procéder au passage dans la structure.

Nous allons maintenant définir le contenu d'un neurone appelé plus précisément neurone formel. Tous les neurones du présent RNM ont une forme de base identique. Comme on peut le voir sur la Figure 4.7, tout neurone prend un certain nombre d'entrées, qui ont fait avant l'objet d'un produit avec un coefficient, et retourne une seule valeur de sortie.

Chaque neurone formel effectue donc un traitement décisionnel afin de déterminer sa sortie. Le contenu d'un neurone est présenté Figure 4.8.

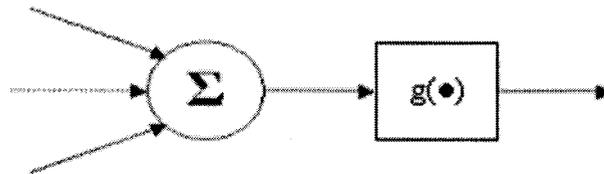


Figure 4.8 : Schéma interne d'un neurone formel

Comme on peut l'observer toutes les entrées d'un neurone formel sont, dans un premier temps, sommées, puis dans un deuxième, la valeur issue de cette somme passe dans la fonction notée  $g(\bullet)$ , nommée fonction d'activation. C'est cette fonction qui décide de la valeur de sortie du neurone. La Figure 4.9 montre certaines des fonctions d'activation utilisées dans un neurone formel [26], cette fonction peut être non-linéaire. Cette caractéristique va permettre de considérer lors de l'apprentissage des poids de la structure les effets non-linéaires pouvant avoir distorsionné le signal émis dans le médium.

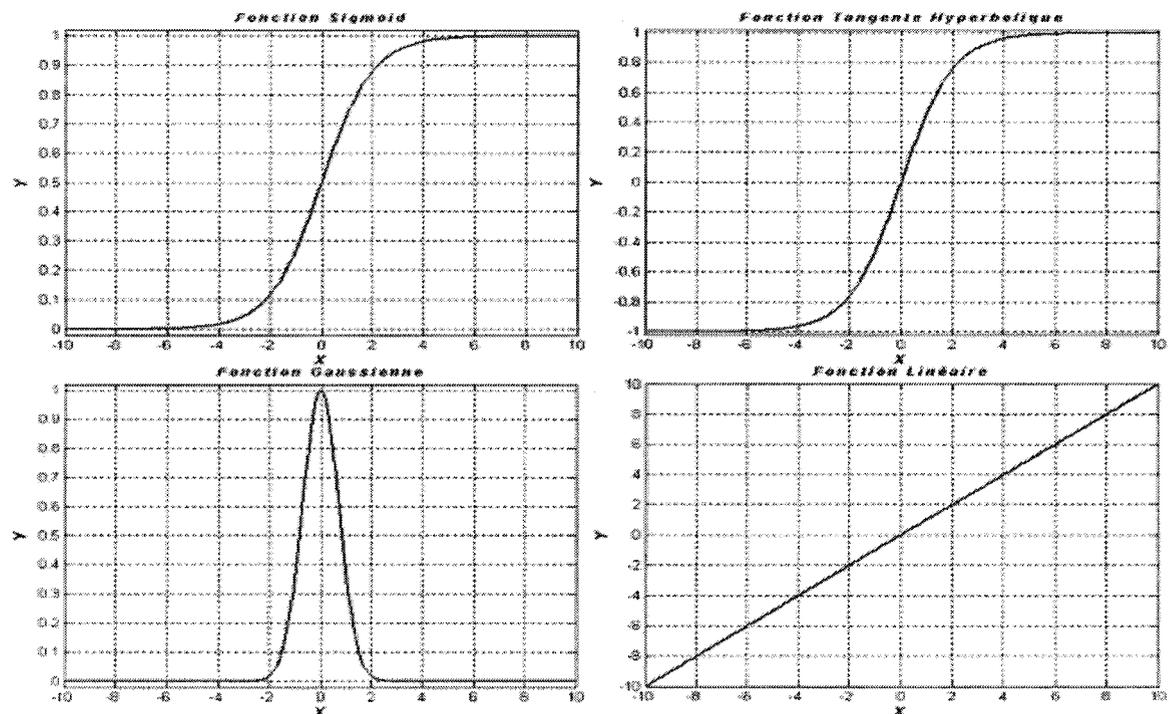


Figure 4.9 : Exemples de fonction de d'activation

Dans le RNM du TEQ de la méthode TEQ-NL, les neurones de la couche cachée posséderont une fonction tangente hyperbolique pour prendre en compte les distorsions non-linéaires que peut avoir subis le signal transmis dans le canal. Pour ce qui est de la fonction d'activation du neurone formel de la couche de sortie, elle sera simplement représentée par la fonction linéaire. On peut alors dire que le traitement pour lutter contre les non-linéarités se fait uniquement lors du passage dans la couche cachée du RNM, en effet c'est la seule couche dont les neurones sont constitués de fonctions d'activation non-linéaires.

#### 4.1.3.2. Algorithme d'apprentissage pour RNM

Dans ce paragraphe, nous allons énoncer les équations de passage dans le réseau de neurones multicouche de l'algorithme TEQ-NL, que l'on appelle propagation avant [27], et celles qui définissent la façon d'adapter les poids du RNM, la rétro-propagation, en anglais «Back-propagation» [26]. Pour se faire, nous allons considérer les signaux de la Figure 4.10 qui se propagent dans toute la structure RNM.

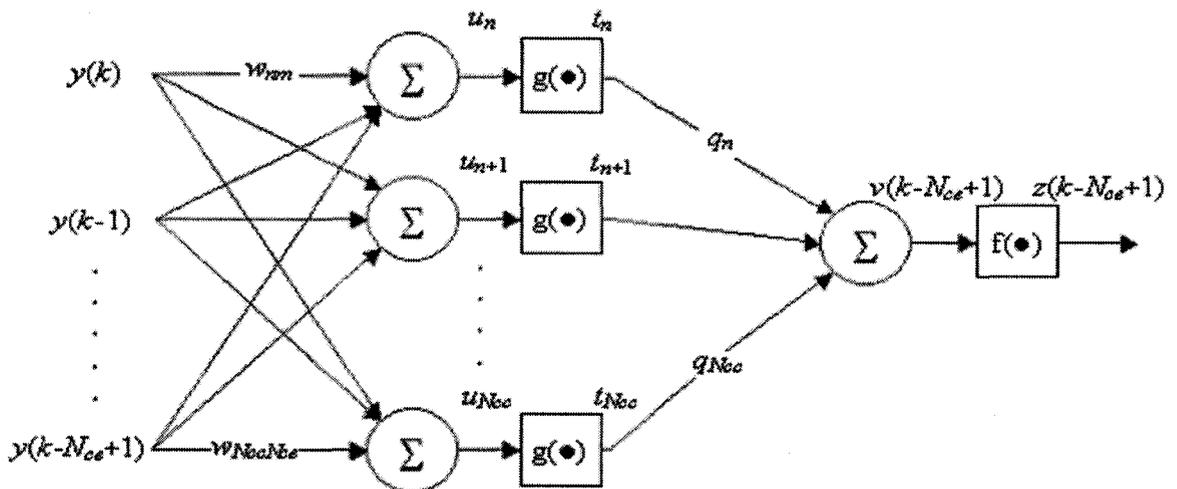


Figure 4.10 : Structure complète du réseau de neurones multicouche utilisé dans TEQ-NL

Notons que les définitions de  $k, n, m, N_{ce}, N_{cc}, y(k), w_{nm}, q_n$  et  $z(k)$  de la Figure 4.10 sont les mêmes que dans le paragraphe précédent. Le signal  $v(k)$  est le résultat de la somme du neurone de sortie. Les signaux  $u_n$  et  $t_n$  qui représentent respectivement la somme et la sortie du  $n^{\text{ième}}$  neurone de la couche sont fonction de l'indice  $k$  désignant le temps d'échantillonnage. Cet indice a été omis de ces deux signaux dans la Figure 4.10 afin d'alléger cette schématisation mais ces derniers varient bien en fonction du temps au même titre que les poids  $w_{nm}$  et  $q_n$ .

Les fonctions  $g(\bullet)$  et  $f(\bullet)$  représente les fonctions d'activation tangente hyperbolique (4.11) et linéaire (4.12) :

$$g(v) = \frac{1 - e^{-v}}{1 + e^{-v}} \quad (4.11)$$

$$f(v) = v \quad (4.12)$$

Les équations qui définissent la phase de propagation avant [27], soit le passage des signaux dans toute la structure du RNM, des entrées vers la sortie, sont les suivantes :

$$u_n = \sum_{m=1}^{N_{ce}} w_{nm} \times y(k - m + 1) \quad (4.13)$$

$$t_n = g(u_n) \quad (4.14)$$

$$v(k - N_{ce} + 1) = \sum_{n=1}^{N_{cc}} q_n \times t_n \quad (4.15)$$

$$z(k - N_{ce} + 1) = f(v(k - N_{ce} + 1)) \quad (4.16)$$

L'équation (4.13) désigne la somme des entrées  $y(k)$  multipliées par les poids  $w_{nm}$  pour le  $n^{\text{ième}}$  neurone de la couche cachée  $n=1, \dots, N_{cc}$  et  $m=1, \dots, N_{ce}$ . (4.14) est l'égalité qui montre le passage de cette somme du neurone  $n$  de la couche cachée dans sa fonction d'activation.

La somme des  $N_{ce}$  sorties de la couche cachée après multiplication avec les  $N_{ce}$  poids de la couche de sortie prend l'expression mathématique (4.15). Et enfin (4.16) retourne la sortie du réseau avec le passage de la somme du neurone de sortie dans sa fonction d'activation  $f(\bullet)$ . Rappelons que l'indice  $k-N_{ce}+1$  en sortie est là pour noter que l'on attend que les  $N_{ce}$  entrées du réseau soient pleines avant de lancer le traitement de l'ensemble de la structure. L'instant de l'émergence de la sortie correspond donc avec l'instant auquel est arrivé le signal  $y(k)$  à la  $N_{ce}$ <sup>ième</sup> entrée.

L'apprentissage des poids  $w_{nm}$  et  $q_n$  se fait tout comme la méthode LMS [29], soit à partir de l'erreur entre la sortie du réseau et son signal désiré au même instant  $k$ . L'adaptation de ces poids est faite également dans le but de minimiser l'erreur jusqu'à la faire converger vers 0. Cette erreur se propage ensuite de la sortie du réseau vers ses entrées afin d'ajuster l'ensemble des poids de la structure. On parle d'apprentissage de poids par propagation arrière, ou encore retro-propagation [26]. Les équations qui expriment cette méthode d'adaptation propre au RNM sont décrites ci-dessous :

$$e(k) = s_d(k) - z(k) \quad (4.17)$$

$$q_n(k+1) = q_n(k) + \mu \times e(k) \times t_n(k) \quad (4.18)$$

$$w_{nm}(k+1) = w_{nm}(k) + \mu \times e(k) \times q_n(k) \times g'(u_n(k)) \times y_m(k) \quad (4.19)$$

(4.17) figure du calcul d'erreur,  $e(k)$ , entre la sortie du réseau de neurones et sa valeur désirée  $s_d(k)$ , au même instant  $k$ . L'apprentissage du n<sup>ième</sup> poids de la couche de sortie (4.18) s'effectue de la même façon que dans la méthode LMS, à partir de l'erreur, du signal qui est multiplié par ce n<sup>ième</sup> poids dans la phase de propagation avant et avec un pas de convergence,  $\mu$ . De même l'égalité (4.19) traduit l'adaptation des poids  $w_{nm}$ , notamment en

fonction de l'erreur  $e(k)$ , du même pas de convergence  $\mu$ , du poids  $q_n$ , du signal  $u_n(k)$  et du  $m^{\text{ième}}$  signal d'entrée  $y(k)$ , noté ici  $y_m(k)$  pour simplifier.  $g'(\bullet)$  est la dérivée de la fonction d'activation tangente hyperbolique,  $g(\bullet)$ . On remarque bien en observant les équations (4.18) et (4.19) que pour adapter les poids  $w_{nm}$  et  $q_n$  de toute la structure RNM on effectue bien une remontée de la sortie vers l'entrée.

#### 4.1.3.3. Algorithme TEQ-NL

Le présent paragraphe a pour but de présenter les équations complètes de l'algorithme TEQ-NL. Il sera donc exposé les expressions qui traduisent mathématiquement le passage dans le TEQ, le passage dans le TIR et la manière d'effectuer l'apprentissage de leurs poids respectifs. Les signaux qui seront utilisés pour cela sont visibles sur la Figure 4.11, mise à par ceux du RNM qui seront les même que dans le paragraphe précédent.

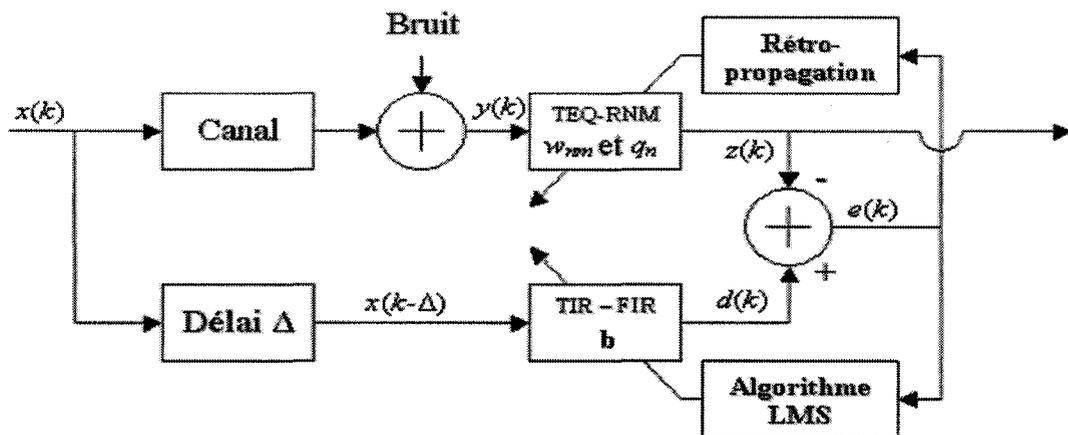


Figure 4.11 : Structure complète de la méthode TEQ-NL avec toutes ses variables

Nous allons rappeler ici la nature de certains éléments. La variable  $k$  désigne l'instant d'échantillonnage,  $m=1, \dots, N_{ce}$  l'indice du nombre d'entrées du réseau de neurones multicouche avec  $N_{ce}$  le nombre d'entrées et  $n=1, \dots, N_{cc}$  l'indice du nombre de neurones

dans la couche cachée avec  $N_{cc}$  le nombre de neurones de cette couche. Le vecteur  $\mathbf{b}$  représente les  $N_b$  poids du filtre FIR du TIR,  $\mathbf{b}=[b_1(k), b_2(k), \dots, b_{N_b}(k)]$ , ce vecteur est bien entendu fonction de  $k$ , en effet ces derniers varient dans le temps. Enfin le signal émis dans le canal,  $x(k)$ , après ajout du délai  $\Delta$  a été mis sous la forme d'un vecteur des  $N_b$  échantillons présents et futurs  $\mathbf{x}(k-\Delta)=[x(k-\Delta), \dots, x(k-\Delta-N_b+1)]^T$ , cela simplifie le calcul du passage ce signal dans le filtre FIR du TIR.

Les équations qui décrivent le principe et le fonctionnement de TEQ-NL sont exposées ici.

Tout d'abord les équations de passage dans les structures TIR et TEQ :

$$u_n = \sum_{m=1}^{N_{eg}} w_{nm} \times y(k-m+1) \quad (4.20)$$

$$t_n = g(u_n) \quad (4.21)$$

$$v(k) = \sum_{n=1}^{N_{cc}} q_n \times t_n \quad (4.22)$$

$$z(k) = f(v(k)) \quad (4.23)$$

$$d(k) = \mathbf{b}(k) \times \mathbf{x}(k-\Delta) \quad (4.24)$$

Les équations de (4.20) à (4.23) traduisent le passage dans le réseau de neurones multicouche comme expliqué dans le paragraphe précédent avec les mêmes valeurs internes au système que dans la Figure 4.11. (4.24) donne l'expression de la sortie du TIR qui comme dans la méthode TEQ-L est une structure FIR.

Le calcul de l'erreur est effectué comme dans (4.17), sauf que dans ce cas le signal désiré est la sortie du TIR  $d(k)$  pour l'adaptation du réseau de neurones et la sortie du RNM  $z(k)$

pour l'adaptation du TIR. On ne montre ici que l'erreur utile à l'adaptation du RNM,  $e(k)$  (4.25), sachant que celle utile à l'adaptation du filtre FIR du TIR vaut  $-e(k)$ .

$$e(k) = d(k) - z(k) \quad (4.25)$$

Nous allons désormais présenter les équations d'adaptation pour le TEQ et pour le TIR, comme déjà dit les deux méthodes utilisées sont basées sur la minimisation de l'erreur. En effet il s'agit d'une adaptation par rétro-propagation pour RNM et de l'algorithme LMS pour le FIR.

$$q_n(k+1) = q_n(k) + \mu_{w2} \times e(k) \times t_n(k) \quad (4.26)$$

$$w_{nm}(k+1) = w_{nm}(k) + \mu_{w2} \times e(k) \times q_n(k) \times g'(u_n(k)) \times y_m(k) \quad (4.27)$$

$$\mathbf{b}(k+1) = \mathbf{b}(k) - \mu_{b2} \times e(k) \times \mathbf{x}(k-\Delta) \quad (4.28)$$

(4.26) et (4.27) sont les équations qui régissent l'adaptation des poids du réseau de neurones multicouches et, (4.28), l'expression d'adaptation du filtre du TIR. Ces équations ont déjà été présentées précédemment. Juste la nomination des pas de convergence ont changé pour les apparenter à la méthode TEQ-NL.

#### 4.1.3.3. Variables de la méthode TEQ-NL

Cette méthode possède six variables principales. Pour ce qui est de la structure RNM du TEQ, il est nécessaire de déterminer le nombre d'entrée,  $N_{ce}$  sur la Figure 4.10, que l'on désire avoir et le nombre de cellules dans l'unique couche cachée,  $N_{cc}$ . Notons que ce choix de  $N_{ce}$  et de  $N_{cc}$  fixe le nombre de poids  $w_{nm}$ , à  $N_{ce} \times N_{cc}$ , et de poids  $q_n$ , à  $N_{cc}$ . Comme déjà dit la taille du FIR qui représente le TIR doit être de la taille du préfixe plus un, afin de permettre de combattre les ISI, donc le nombre de poids  $N_{ce}$  doit être de  $32+1=33$ , puisque

la taille du PC est imposée à 32 pour la technologie ADSL G.DMT. Il reste le délai  $\Delta$  et les pas de convergence  $\mu_{w2}$  et  $\mu_{b2}$  à fixer. Ces paramètres doivent faire l'objet d'une recherche afin d'obtenir les meilleures performances possibles.

## 4.2. Méthodes pour FEQ proposées

Pour tester le système au complet, soit pour pouvoir juger du taux d'erreur sur le bit, BER, en sortie de la DMT inverse au niveau de récepteur, il nous faut coupler le TEQ réalisé avec un FEQ. Comme déjà dit, le but de cet égaliseur est d'effectuer l'inversion du canal égalisé par le TEQ dans le domaine des fréquences afin de compenser les effets de distorsions de phase et d'amplitude qui perturbent la constellation lors du passage dans le bloc QAM inverse. Son fonctionnement influe directement sur le résultat du BER après passage dans le décodeur qui doit être inférieur à  $10^{-7}$  [9].

Nous avons alors réalisé quatre FEQ différents : un FEQ « one-tap » et trois FEQ « multi-taps », avec plus d'un poids par sous-canal. Nous allons les présenter ici. Pour cela ce paragraphe sera divisé en trois parties : une description générale d'un FEQ, la présentation des équations de l'algorithme adaptatif du système et les structures de chacun des quatre FEQ, l'algorithme d'adaptation étant le même pour toutes les méthodes FEQ proposées.

### 4.2.1. Structure générale d'un FEQ

Comme vu dans le chapitre 3, paragraphe 3.3.3, le FEQ est situé au niveau du récepteur d'un modem ADSL entre les blocs FFT et QAM inverse. Les données d'entrée et de sortie d'un FEQ sont des nombres complexes, nous sommes dans le domaine des fréquences. Comme le montre la Figure 4.12, le FEQ prend en entrée 256 nombres complexes, une

donnée par sous-canal, et retourne 256 nombres complexes estimés. Ce FEQ est constitué de 256 blocs d'adaptation, encore une fois un par sous canal.

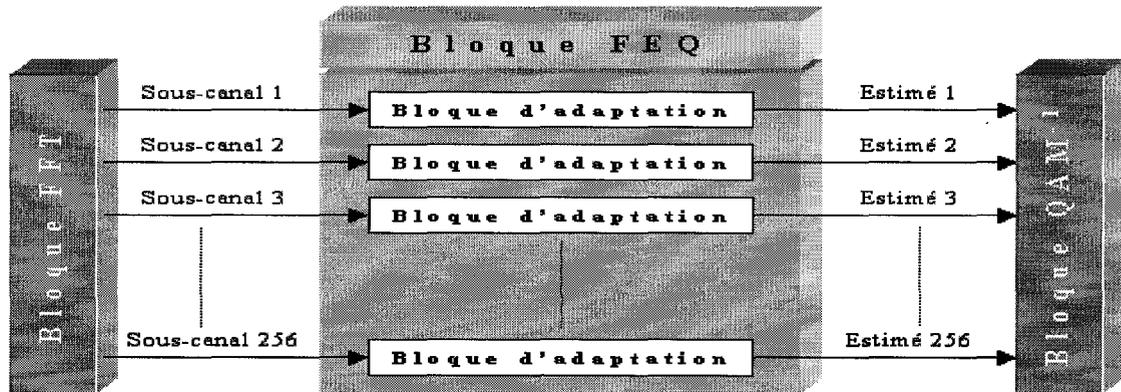


Figure 4.12 : Schéma général d'un système FEQ

Le contenu de chacun de ces 256 blocs d'adaptation est identique, ils ont tous la même structure pour une même méthode de FEQ. Leur configuration générale interne est visible en Figure 4.13.

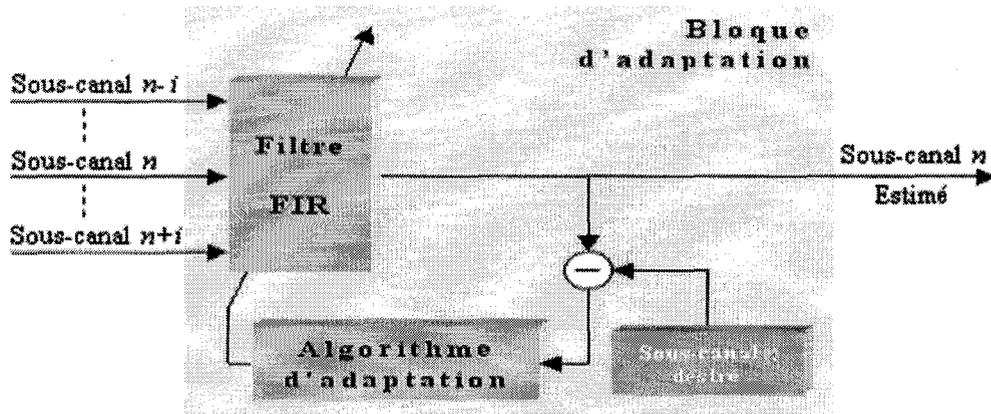


Figure 4.13 : Contenu général du bloc d'adaptation du sous-canal  $n$  d'un FEQ

Le bloc d'adaptation du sous-canal  $n$  ne prend pas nécessairement en entrée que le signal provenant de ce sous-canal. C'est pour cette raison que l'on peut voir apparaître sur la Figure 4.13, les signaux provenant du  $(n-i)^{\text{ième}}$  sous-canal ou encore ceux du  $(n+j)^{\text{ième}}$  sous-canal, en considérant que  $n$ ,  $i$  et  $j$  soient respectivement d'une valeur telle que  $n$ ,  $n-i$  et  $n+j$

soit compris entre 1 et 256. Le fait d'utiliser les signaux de sous-canaux adjacents au sous canal  $n$  peut permettre de lutter plus efficacement contre les distorsions imposées à ce sous-canal. Ces signaux entrent donc dans un filtre FIR dont le nombre de poids ou coefficients doit être égal au nombre de signaux d'entrée. Le résultat issu du filtre FIR est soustrait avec la valeur désirée du sous-canal  $n$ , on obtient ainsi l'erreur. Cette erreur est utilisée par l'algorithme d'adaptation qui fait varier les coefficients du filtre FIR afin de minimiser l'erreur et ainsi d'obtenir une valeur estimée proche de la valeur désirée. Notons que ce processus lors de la phase d'apprentissage des poids de tous les filtres FIR de tous les blocs d'adaptation s'effectue simultanément pour tous les sous-canaux.

#### 4.2.2. Algorithme d'adaptation utilisé

La Figure 4.14 précise le contenu du  $n^{\text{ième}}$  bloc d'adaptation de la Figure 4.13 pour nos méthodes FEQ. On peut voir que l'algorithme employé est le LMS présenté en 4.1.2.2. à ceci près que dans le cas présent toutes les valeurs traitées sont les nombres complexes. Nous verrons que cela aura pour effet d'ajouter une petite modification dans l'équation d'adaptation des poids du filtre FIR du bloc.

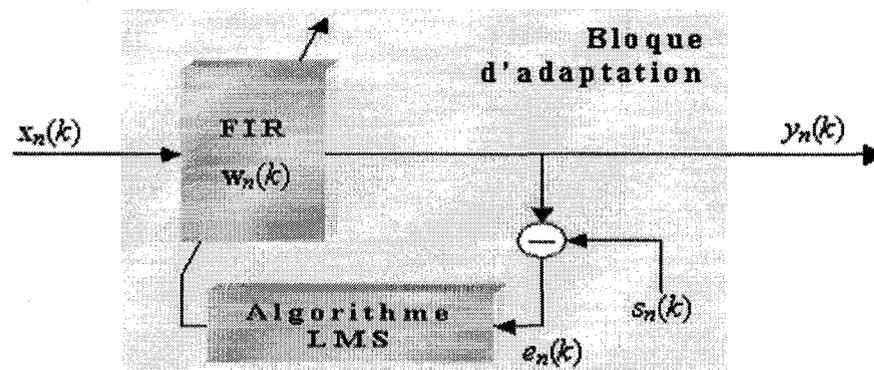


Figure 4.14 : Schéma du bloc d'adaptation et de son algorithme du  $n^{\text{ième}}$  sous-canal utilisé pour nos quatre méthodes

Notons qu'ici la variable  $k$  est le temps d'échantillonnage, c'est un entier, tout comme la variable  $n=1, \dots, 256$  qui représente le nombre de sous-canaux ou encore le nombre de blocs d'adaptation présents dans le système FEQ. Les signaux d'entrée dans le  $n^{\text{ième}}$  bloc d'adaptation sont représentés par le vecteur  $\mathbf{x}_n(k)=[x_{n-m-N_{dec}}(k), \dots, x_{n+N_{wba}-1-N_{dec}}(k)]^T$ , avec  $m=1, 2, \dots, N_{wba}$ .  $N_{wba}$  désigne le nombre de poids du filtre FIR du bloc d'adaptation, notons que la taille du vecteur  $\mathbf{x}_n$  dépend directement de cette taille de filtre. La constante  $N_{dec}$  fixe le nombre de signaux des sous-canaux entrants, dont l'indice est inférieure au sous-canal traité. Il faut  $N_{dec} \leq N_{wba}-1$ , on s'assure ainsi que le signal du  $n^{\text{ième}}$  sous-canal fait bien parti des  $N_{wba}$  entrées, ce qui est bien sûr indispensable afin de trouver son propre estimé. Et de la même façon les poids du  $n^{\text{ième}}$  filtre FIR sont représentés par le vecteur  $\mathbf{w}_n(k)=[w_{nm}(k), \dots, w_{nN_{wba}}(k)]$ . Pour ce qui est du signal désiré du  $n^{\text{ième}}$  sous-canal de la Figure 4.14, noté  $s_n(k)$ , qui permet de calculer l'erreur  $e_n(k)$ , la Figure 4.15 montre la provenance de ce signal sur le schéma du modem ADSL.

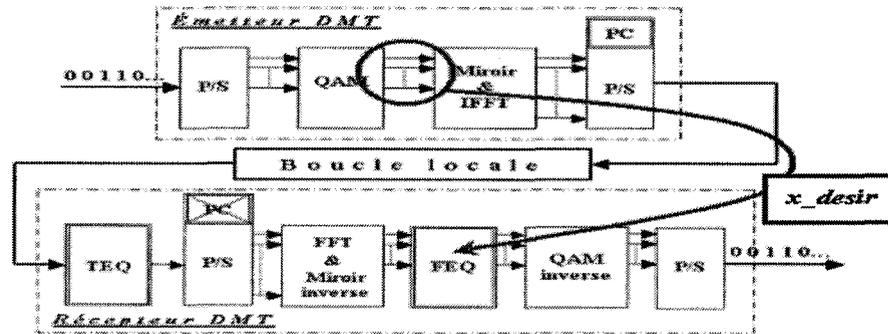


Figure 4.15 : Schéma de la provenance des signaux désirés du bloc d'adaptation d'un FEQ

Le signal  $s_n(k)$  d'un FEQ est issu du bloc QAM de l'émetteur du modem ADSL. En effet il faut que les signaux en sortie du FEQ,  $y_n(k)$ , soient similaires aux sorties du QAM de l'émetteur car il doivent passer dans la QAM inverse afin d'être reconvertis en réels. Ainsi la conversion du domaine des fréquences au domaine du temps sera pratiquement idéale.

Maintenant que nous avons défini les variables de l'algorithme d'adaptation nous allons présenter les équations de cette dernière :

$$y_n(k) = \mathbf{w}_n(k) \times \mathbf{x}_n(k) \quad (4.29)$$

$$e_n(k) = s_n(k) - y_n(k) \quad (4.30)$$

$$\mathbf{w}_n(k+1) = \mathbf{w}_n(k) + \mu_n \times e_n(k) \times \text{conj}(\mathbf{x}_n(k)) \quad (4.31)$$

Rappelons rapidement que l'équation (4.29) représente le passage dans le  $n^{\text{ième}}$  filtre FIR, l'expression (4.30), le calcul de l'erreur et (4.31) l'adaptation des poids permettant de minimiser l'erreur  $e_n(k)$ . Le paramètre  $\mu_n$  qui apparaît dans (4.31) est le pas de convergence de la méthode d'égalisation. Ce paramètre est à déterminer afin d'obtenir une convergence de l'erreur vers zéro satisfaisante, c'est à dire une erreur qui converge à coup sur vers zéro. Hors il y a un pas de convergence pour chacun des  $n$  sous-canaux et ce pas de convergence ne peut être identique pour chaque sous-canal. En effet si l'apprentissage des poids de chaque bloc d'adaptation de chaque sous-canal se fait simultanément le traitement de chaque bloc d'adaptation se fait de manière indépendante. Et la forme des signaux de chaque sous-canal étant différente à cause de l'ajout des distorsions dues aux canal et aux bruits thermiques aléatoires, les pas de convergence pour chaque sous-canal permettant une convergence satisfaisante se trouveront bien être différents. Il devient donc difficile de déterminer de façon manuelle, soit par essais et erreurs, les pas de convergence adéquats pour chacun des 256 blocs d'adaptation. Il a donc fallu ajouter aux équations (4.29), (4.30) et (4.31) qui représentent le fonctionnement de l'algorithme d'apprentissage de chaque bloc d'adaptation, une équation (4.32) permettant de rentre le pas convergence de chaque bloc

d'adaptation dynamique. Soient des pas de convergence s'ajustant automatiquement en fonction de l'erreur obtenue à chaque itération.

$$y_n(k) = [e_n(k)' \times e_n(k)] / [e_n(k)' \times \mathbf{x}_n(k)' \times \mathbf{x}_n(k) \times e_n(k)] \quad (4.32)$$

Cette équation rendant le pas de convergence dynamique est issue de la méthode «steepest descent» [25]. Elle se place après l'équation (4.31) pour ce qui est l'ordre chronologique des étapes de l'algorithme de chaque bloc d'adaptation. Il suffit juste de choisir une valeur initiale pour chaque pas de convergence de chaque bloc d'adaptation de chaque sous-canal. Dans ce cas on peut poser la même valeur pour chacun, les pas de convergence évolueront différemment et suivant les besoins grâce à (4.32). Précisons que dans (4.32) le signe ' est tel que  $v'$  est le conjugué transposé de  $v$ .

#### 4.2.3. Structures des 4 méthodes proposées

Nous venons de décrire l'algorithme d'apprentissage des poids du filtre FIR utilisé dans les quatre méthodes FEQ proposées. Ces quatre méthodes ne se différencient que par la structure du filtre du bloc d'adaptation. Le nom qu'il leur a été attribué est directement lié au nombre de coefficients que contient leurs filtres.

##### 4.2.3.1. Méthode FEQ one-tap

La figure 4.16 décrit la méthode FEQ one-tap. Seul le signal du sous-canal  $n$ , le sous-canal dont on cherche à compenser les distorsions, entre dans le bloc d'adaptation. Il n'y a donc qu'un seul poids dans le filtre. Les vecteurs  $\mathbf{w}_n$  et  $\mathbf{x}_n$  des équations d'adaptation deviennent alors  $\mathbf{w}_n(k) = w_{n1}(k)$  et  $\mathbf{x}_n(k) = x_n(k)$ , en effet  $N_{dec} = 0$  et  $N_{wba} = 1$

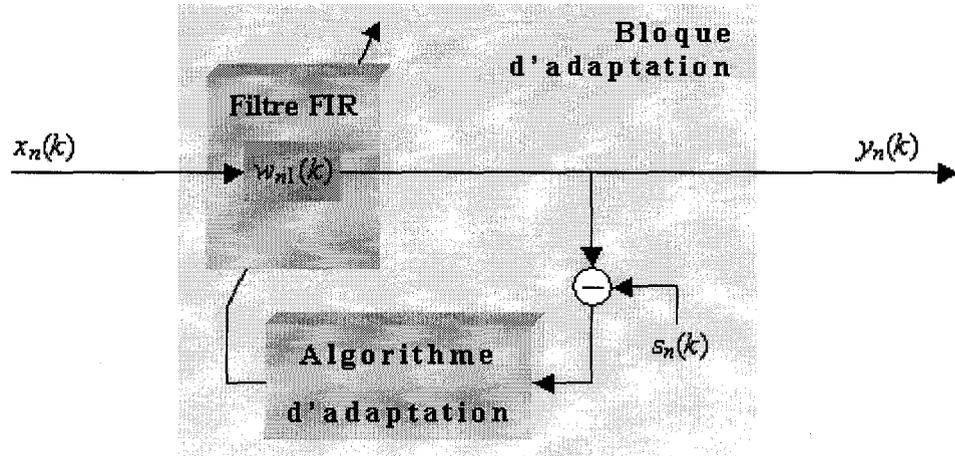


Figure 4.16 : Bloc adaptation d'un FEQ one-tap ou «1-tap»

Cette configuration du filtre FIR, avec un seul poids, est celle couramment employée dans la technologie ADSL GDMT pour la réalisation d'un FEQ. Nous avons tout de même mis en place d'autres structures car, comme déjà dit le FEQ est dépendant du TEQ et inversement. Et la structure du réseau de neurones du TEQ dans TEQ-NL est bien plus complexe que celle des filtres FIR adaptatifs adoptés dans les autres méthodes TEQ recensées. Avec ce RNM, un FEQ one-tap pourrait ne pas être très performant et retourner un BER supérieur à  $10^{-7}$ . Les informations des signaux des sous-canaux adjacents au sous-canal traité pourraient aider à retrouver plus efficacement le sous-canal désiré. Par conséquent, les trois autres méthodes FEQ mis aux points possèdent plus d'un poids dans le filtre FIR de leurs blocs d'adaptation et par conséquent prennent en entrée les signaux d'autres sous-canaux.

#### 4.2.3.2. Méthodes FEQ multi-taps

Comme son nom l'indique, cette méthode, Figure 4.17, prend deux poids dans le filtre de son bloc d'adaptation. Les vecteurs  $\mathbf{w}_n$  et  $\mathbf{x}_n$  des équations d'adaptation deviennent alors  $\mathbf{w}_n(k)=[w_{n1}(k) w_{n2}(k)]$  et  $\mathbf{x}_n(k)=[x_{n-1}(k) x_n(k)]^T$ , ici en effet  $N_{dec}=1$  et  $N_{wba}=2$

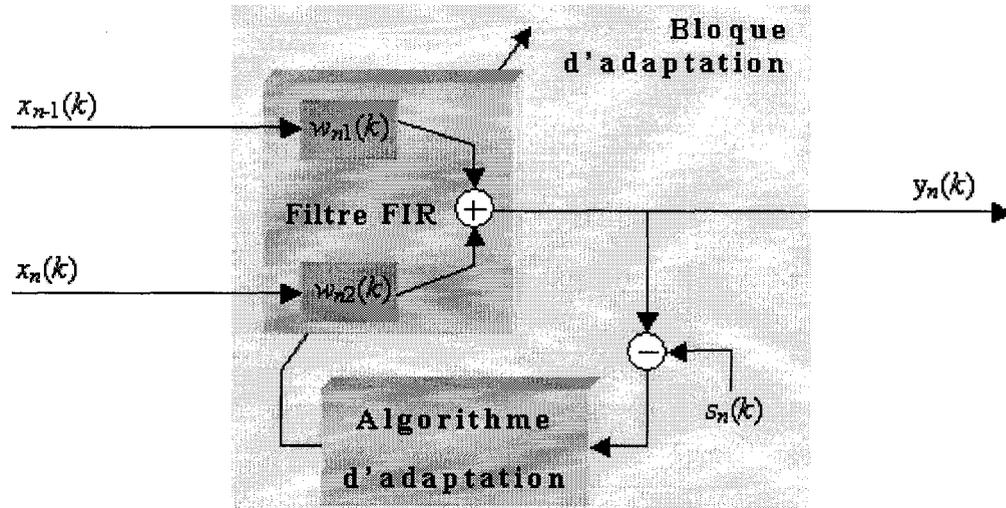


Figure 4.17 : Bloc adaptation d'un FEQ two-taps inférieur ou «2-taps inf»

On peut observer sur la Figure 4.17 que le bloc prend en entrée pour adapter le sous-canal  $n$ , le sous-canal  $n-1$ . Soit le sous-canal inférieur au sous-canal adapté, d'où son nom FEQ two-taps inférieur.

Toute comme la méthode FEQ précédente, celle-ci, Figure 4.18, possède deux poids dans filtre. Le vecteur du filtre reste le même,  $\mathbf{w}_n(k)=[w_{n1}(k) w_{n2}(k)]$  avec  $N_{wba}=2$ , par contre le vecteur  $\mathbf{x}_n$  prend le sous-canal d'indice supérieur,  $x_{n+1}(k)$ , à la place de  $x_{n-1}(k)$ , d'où  $\mathbf{x}_n(k)=[x_n(k) x_{n+1}(k)]^T$ , avec  $N_{dec}=-1$ . Cela explique le nom donné : two-taps supérieur.

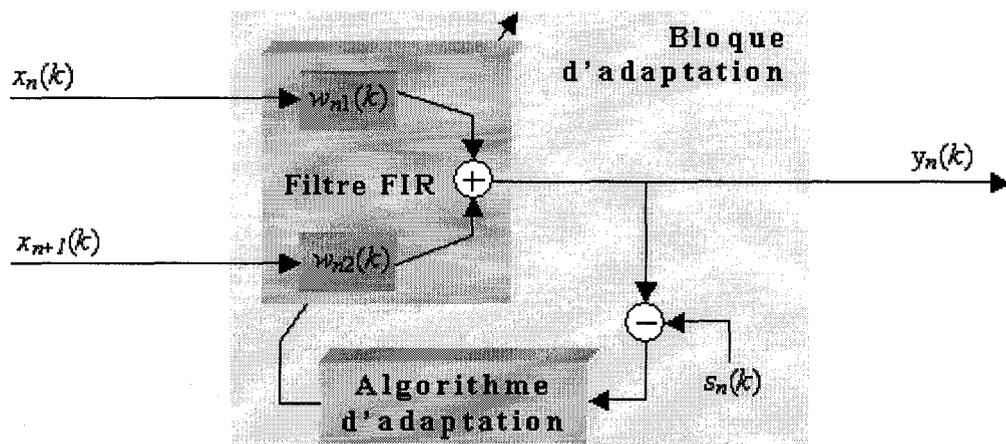


Figure 4.18 : Bloc adaptation d'un FEQ two-taps supérieur ou «2-taps sup»

Enfin la dernière méthode FEQ proposée, Figure 4.19, est constituée d'un filtre FIR à trois coefficients. Le bloc d'adaptation prend donc trois entrées, soient le signal du sous-canal à estimer ainsi que ceux de ces sous-canaux adjacents,  $N_{dec}=-1$  et  $N_{wba}=3$ . Les vecteurs  $\mathbf{w}_n$  et  $\mathbf{x}_n$  se formulent alors ainsi,  $\mathbf{w}_n(k)=[w_{n1}(k) w_{n2}(k) w_{n3}(k)]$  et  $\mathbf{x}_n(k)=[x_{n-1}(k) x_n(k) x_{n+1}(k)]^T$ .

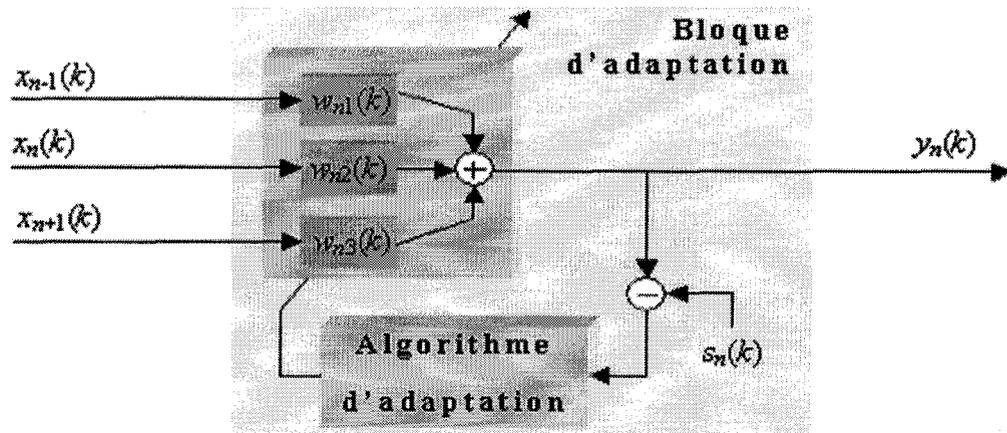


Figure 4.19 : Bloc adaptation d'un FEQ three-taps ou «3-taps»

### 4.3. Conclusion

Ce chapitre a présenté nos algorithmes réalisés afin de répondre aux objectifs d'un TEQ et d'un FEQ dans la technologie ADSL G.DMT. Nous avons commencé par évoquer nos méthodes TEQ en fixant leurs caractéristiques de fonctionnement : algorithmes de simple complexité de réalisation; à méthodes directes, soient fonctionnant sans la connaissance du canal de transmission; capables de faire face à des effets non-linéaires susceptibles d'apparaître lors de la transmission. Cela a donné lieu, dans un premier temps, à la réalisation de TEQ-L basé sur la structure de McCanny [14], avec des filtres FIR pour le TEQ et le TIR adaptés par le LMS [29]. Si cette méthode répond aux deux premières de nos exigences de fonctionnement, sa structure ne sera en rien robuste face aux non-linéarités. C'est pour cela que nous avons créé TEQ-NL identique à TEQ-L à ceci près que la

structure FIR du TEQ a été remplacée par celle d'un RNM [26], [27] et [28]. TEQ-NL restera réalisable même si plus complexe à cause de sa structure RNM mais permettra par ailleurs de contrer la présence d'éventuelles non-linéarités.

Quatre méthodes pour FEQ ont été également proposés et exposés dans ce chapitre. En effet le TEQ doit être couplé avec un FEQ afin de retourner une valeur de BER brut acceptable par rapport à la norme de la technologie [9]. Ces quatre méthodes FEQ ne diffèrent que par le nombre d'entrées de leur bloc d'adaptation. Avec une seule entrée, comme communément utilisée dans la technologie, le FEQ «1-tap»; avec deux entrées, le sous-canal traité et son sous-canal adjacent d'indice inférieur, le FEQ «2-taps inf»; avec deux entrées, le sous-canal traité et son sous-canal adjacent d'indice supérieur, le FEQ «2-taps sup»; et avec trois entrées, le sous-canal traité et ses deux sous-canaux adjacents, le FEQ «3-taps». Le fait d'utiliser l'information d'un ou de plusieurs sous-canaux adjacents peut aider à mieux estimer le sous-canal traité. De tels FEQ couplés avec TEQ-NL, dont la structure en RNM est complexe, peuvent retourner de bons résultats de BER.

Pour ce qui est des performances relatives aux exigences de la technologie ADSL G.DMT cette fois-ci, nos deux algorithmes TEQ couplés avec nos différents FEQ seront simulés dans le prochain chapitre. Nous pourrons ainsi juger de l'aptitude de ces derniers à réduire la réponse du canal afin d'éliminer les ISI; à exploiter les capacités du canal en fréquence pour retourner de forts débits; et à permettre de retrouver la séquence initialement émise.

## *CHAPITRE 5*

# **PERFORMANCES DES MÉTHODES PROPOSÉES**

Nous venons de présenter deux méthodes d'égalisation TEQ à coupler avec quatre FEQ, il faut maintenant tester les performances de ces réalisations dans l'environnement de la technologie ADSL G.DMT. En effet, si nos deux TEQ sont basés sur une structure faite pour l'égalisation dans la G.DMT, celle de McCanny [14], caractérisés par trois exigences de fonctionnement, nous ne savons pas de quelle manière ces derniers vont réagir dans leur contexte de fonctionnement.

Ce chapitre sera pour cela composé de quatre parties principales. La première partie décrira les conditions de simulation utilisées. La deuxième partie présentera les résultats de simulation des méthodes TEQ-L et TEQ-NL en terme de fonctionnement, de réduction de canal, de débit de transmission et d'erreurs sur le bit, BER, avec l'utilisation de chacun des 4 FEQ. Notons que cette partie permettra également de mettre en lumière les méthodes d'évaluation utilisées pour établir les performances de nos systèmes dans la G.DMT. La troisième partie présentera l'étude comparative des performances de toutes les méthodes décrites dans les chapitres 3 et 4. Enfin les deux meilleures méthodes de cette étude comparative seront confrontées dans la quatrième partie dans différentes conditions de simulation.

## 5.1. Conditions de simulation

### 5.1.1. Modélisation de la boucle locale

Le canal utilisé est issu du standard CSA (*Carrier Serving Area*) [15]. Plus de précisions sur ce standard sont données en Annexe A. Notons toute fois que ce standard a mis à jour huit modèles de réponses impulsionnelles de canaux représentant des boucles locales. Nos simulations seront effectuées avec la réponse impulsionnelle du quatrième modèle de ce standard CSA, Figure 5.1, noté CSAloop#4.

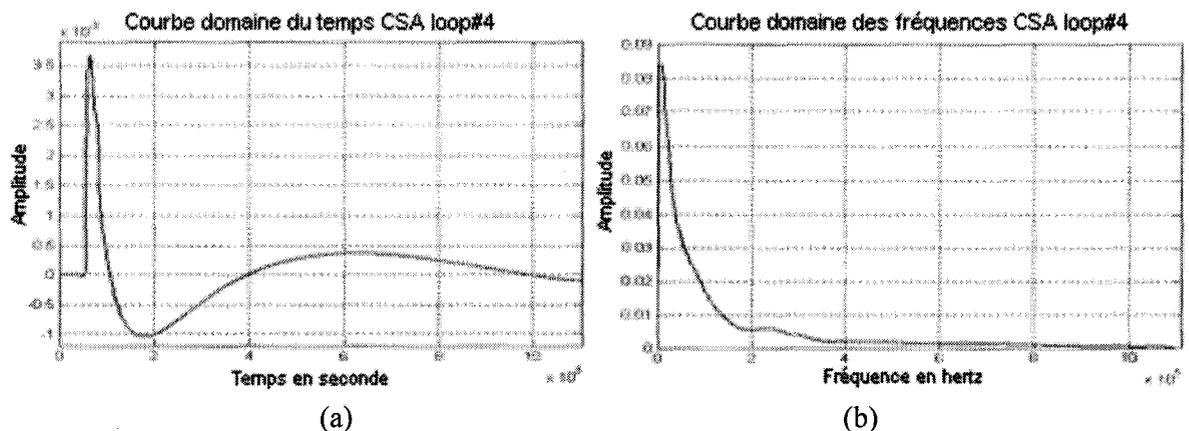


Figure 5.1 : Courbes dans le domaine du temps (a) et dans le domaine des fréquences (b) de la boucle locale CSAloop#4

Cette réponse impulsionnelle du médium, notée  $h(k)$ , est constituée de 512 échantillons pris à une fréquence de 2.208MHz, en effet la fréquence maximale de la bande passante est 1.104MHz comme déjà dit. Un filtre passe-haut de Chebyshev du cinquième ordre avec une fréquence de coupure à 5.4kHz a été ajouté à ce canal CSA pour prendre en compte l'effet du filtre situé au niveau du modem [18]. De plus, les sous-canaux de 1 à 6 sur les 256 ne sont pas pris en compte, car ils sont utilisés par la bande du POTS. Le bruit du canal est modélisé par un ajout de bruit blanc gaussien, noté AWGN pour «Additive White Gaussian Noise» d'une puissance de  $-140\text{dBm/Hz}$  répartie sur toute la bande passante.

### 5.1.2. Paramètres sur la séquence émise et la DMT

La séquence d'apprentissage du TEQ est constituée de 800 trames de 512 données, cela est dû au fait que la taille de la IFFT dans la DMT est fixée à  $N_{IFFT}=512$ . Il en découle que le nombre de sous-canaux est bien  $N_{IFFT}/2=256$ . Nos simulations ne concernent que la transmission « downstream », soit le courant descendant, du central téléphonique à l'abonné. Ce choix du sens d'émission a été fait en faveur de ce courant car c'est dans celui-ci que le débit à atteindre doit être le plus élevé. Comme le montre le Tableau 3.1, la norme impose un préfixe cyclique de 32 données pour un tel courant de communication. La puissance de la séquence émise est posée à 23dBm distribuée équitablement à tous les sous-canaux utilisés. La recherche de ces sous-canaux utilisés se fait en fonction de la valeur du «SNR gap»,  $\Gamma$ , comme expliqué en 2.2.1. Notre «SNR gap» vaut 11.6dB, soit avec une marge du système de 6dB et un gain de codage de 4.2dB. Il n'y a pas de « bit loading » [9], soit de chargement de bit. Tous les débits retournés par nos simulations sont calculés par une distribution des SNR une fois le TEQ adapté. L'allocation des bits par sous-canaux est supposée constante. Enfin la chaîne de communication complète modélisée est celle décrite en Figure 3.2. Le décodeur Reed Solomon au récepteur du modem n'est pas considéré.

## 5.2. Performances des méthodes TEQ-L et TEQ-NL

### 5.2.1. Paramètres de TEQ-L et TEQ-NL

Comme exposé dans le paragraphe 4.1.2.4, l'algorithme TEQ-L possède cinq variables de fonctionnement. Des recherches de bonnes performances au regard des exigences de la technologie ADSL G.DMT nous ont conduit à les trouver. Nous avons fixé la taille du filtre

FIR du TEQ à  $N_w=16$  coefficients. Afin de suivre la norme de la technologie et s'immuniser ainsi contre les ISI, la taille du filtre du TIR a été posée à celle du préfixe cyclique plus un, soit  $N_b=32+1=33$ . Le délai  $\Delta$  vaut 26. À partir de tous ces paramètres, nous avons déterminé par simulation les valeurs des pas de convergence des algorithmes d'adaptation du TEQ,  $\mu_{w1}=2.7$ , et du TIR,  $\mu_{b1}=0.0011$ .

Pour TEQ-NL, il a fallu déterminer 6 variables de fonctionnement, 4.1.3.4. La structure du TEQ en RNM prendra  $N_{ce}=12$  entrées et  $N_{cc}=16$  neurones sur l'unique couche cachée. Les fonctions d'activation  $g(\bullet)$  et  $f(\bullet)$  sont respectivement représentées par la fonction tangente hyperbolique (4.11) et la fonction linéaire (4.12). Tout comme TEQ-L,  $\Delta=26$  et  $N_b=33$ . Enfin notre recherche de bonnes performances de cette méthode pour l'ADSL G.DMT, nous a amené à choisir les pas de convergence du TEQ,  $\mu_{w2}=0.71$ , et du TIR,  $\mu_{b2}=0.041$ .

### 5.2.2. Convergence des deux méthodes

La Figure 5.2 présente les erreurs de convergence des deux méthodes : la Figure 5.2.a celle de TEQ-L et la Figure 5.2.b celle de TEQ-NL mais cette fois-ci en semi-logarithmique. Avec cette Figure 5.2, on peut en conclure que les paramètres attribués à chacune des

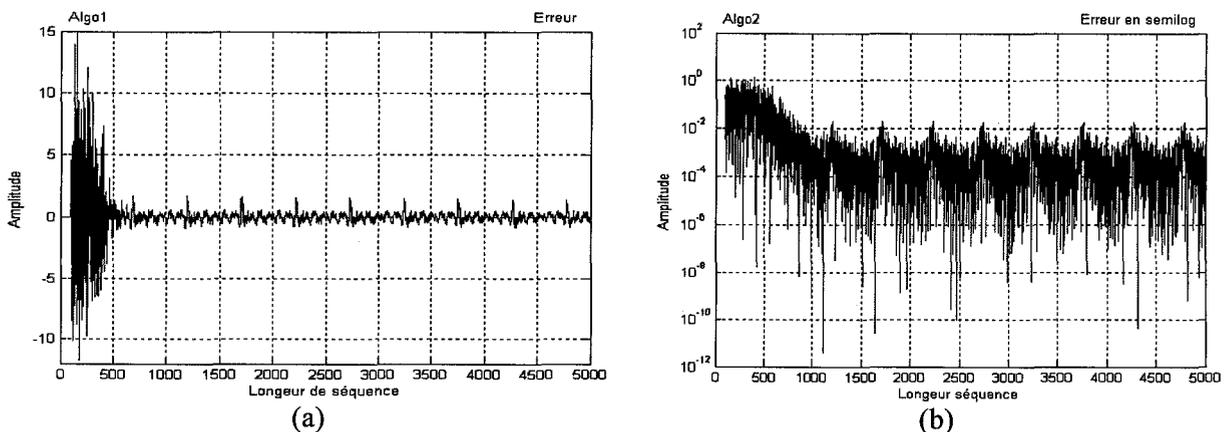


Figure 5.2 : Courbe de l'erreur de TEQ-L (a) sur une moyenne de 30 itérations et la courbe de l'erreur de TEQ-NL en semi-logarithmique (b) sur une moyenne de 10 itérations

méthodes permettent leur bon fonctionnement. En effet les erreurs convergent bien vers zéro pour nos deux méthodes. La courbe, Figure 5.3, montre la conséquence directe de la bonne minimisation de l'erreur, pour la méthode TEQ-L, avec la convergence de la réponse du canal égalisé par le TEQ, SIR, vers la réponse du TIR, le tout dans la fenêtre cible de 33 échantillons.

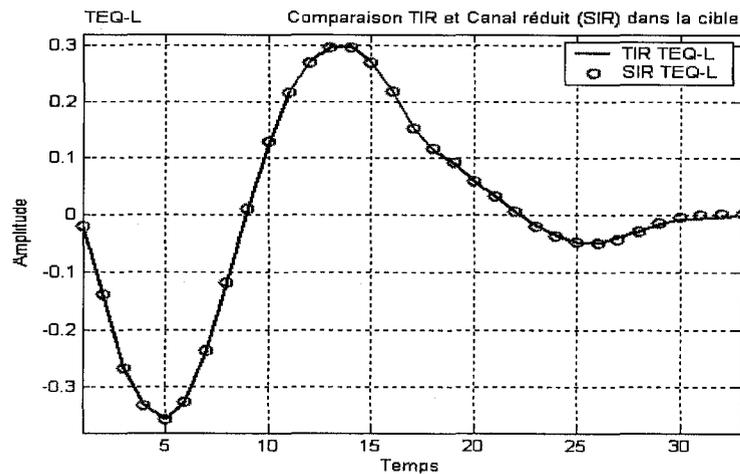


Figure 5.3 : Courbes comparatives de la réponse du canal égalisé par le TEQ (SIR) et celle du TIR dans la fenêtre cible pour TEQ-L

### 5.2.3. Réduction du canal des 2 méthodes

Nous nous intéressons maintenant aux performances de TEQ-L et TEQ-NL en terme de réduction du canal de transmission à 33 échantillons afin d'éliminer les ISI comme vu en 3.3. La Figure 5.4 présente le tracé de 3 courbes : la réponse du canal de transmission avant passage dans le TEQ, les réponses du canal après égalisation par la techniques TEQ-L qui se voit réduite et la fenêtre cible idéale de 33 échantillons. Notons que, comme le décrit la Figure 5.1.a, normalement la réponse du canal de transmission est donnée sur 512 échantillons. Cependant, Figure 5.4, nous avons restreint les courbes entre les échantillons 20 et 80 pour mieux voir le phénomène de réduction du canal dans la fenêtre cible.

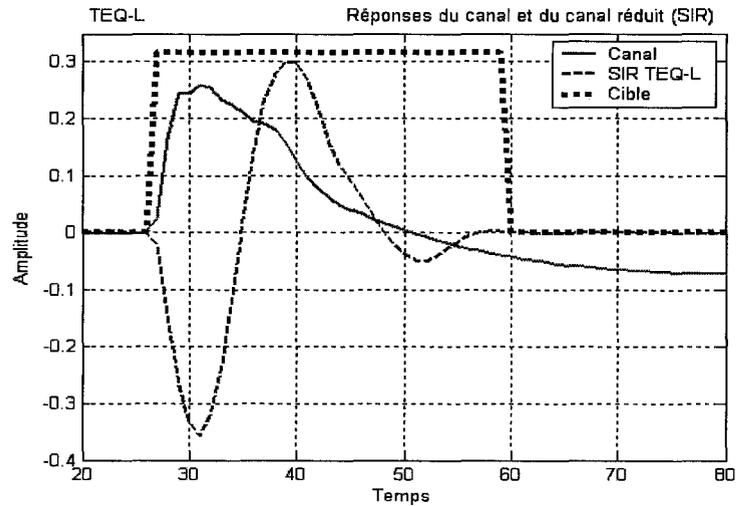


Figure 5.4 : Courbes illustratives du phénomène de réduction avec la réponse du canal, la réponses du canal égalisé par TEQ-L et de la fenêtre cible idéale avec un bruit de  $-140\text{dBm/Hz}$

On observe que la fenêtre cible de longueur 33 ne débute pas au premier échantillon. La partie nulle de la cible avant la fenêtre permise correspond au délai,  $\Delta=26$ , de l'algorithme de TEQ-L. On observe bien que les réponses du canal égalisé pour chaque méthode tendent à se trouver non nulles dans la cible et nulles à l'extérieur. Cette figure permet de mieux comprendre le concept de réduction de canaux de communication.

Il est possible de chiffrer ce phénomène de réduction du canal. Cela nous permettra d'avoir des valeurs quantitatives plus précises de réduction facilitant la comparaison entre méthodes. Le calcul du SSNR permet de rendre compte de la réduction du canal par un TEQ. Ce rapport en dB a été défini, section 3.4.2.1, comme le rapport de l'énergie dans la fenêtre cible après égalisation sur l'énergie hors de cette fenêtre après égalisation. Plus la valeur du SSNR est élevée plus cela signifie que l'énergie en dehors de la fenêtre cible a été réduite et ainsi que le SIR tend vers zéro hors de la fenêtre cible. Une valeur de SSNR supérieure à 20dB peut être considérée comme satisfaisante en terme de réduction du canal. Pour un bruit additif de  $-140\text{dBm/Hz}$ ,  $\text{SSNR}_{\text{TEQ-L}}=30.206\text{dB}$  et  $\text{SSNR}_{\text{TEQ-NL}}=28.681\text{dB}$ , nos

deux méthodes possèdent donc une bonne faculté à réduire le canal. TEQ-L réduit tout de même mieux le canal que TEQ-NL à cause de la plus grande simplicité de la structure du filtre FIR de son TEQ comparée à celle en RNM du TEQ de TEQ-NL. La Figure 5.5 présente les SSNR obtenus par TEQ-L et TEQ-NL en fonction du bruit additif.

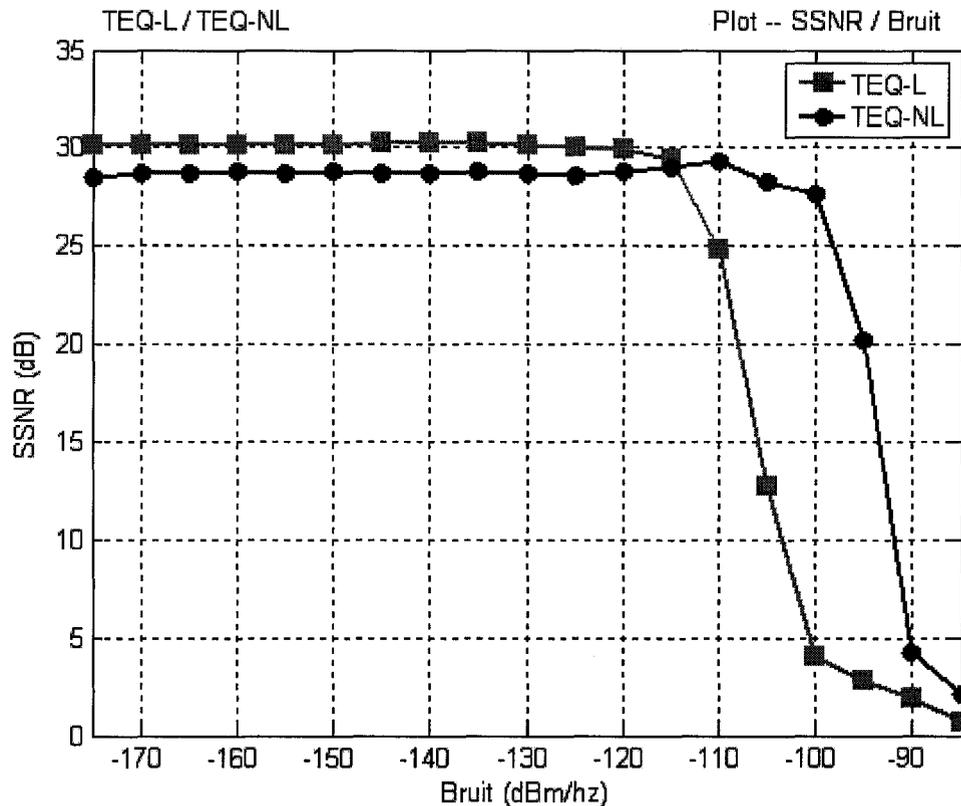


Figure 5.5 : Valeurs moyennes sur 30 itérations des SSNR calculés pour TEQ-L et TEQ-NL en fonction de la puissance du bruit additif en dBm/Hz

Si les valeurs SSNR de TEQ-L pour de faibles bruits sont supérieures à 30 dB alors que celles de TEQ-NL tournent autour de 28 et 29dB, TEQ-L est bien moins robuste face aux bruits que TEQ-NL. En effet TEQ-L permet d'effectuer une réduction du canal satisfaisante jusqu'à des valeurs de bruit inférieures à  $-108\text{dBm/Hz}$  alors que TEQ-NL réduira le canal de transmission correctement jusqu'à un bruit additif de  $-95\text{dBm/Hz}$ .

### 5.2.4. Débits de transmission atteints pour les 2 méthodes

Nous cherchons maintenant à évaluer les performances en débit de transmission de nos méthodes TEQ-L et TEQ-NL. Une première façon est de tracer la courbe comparative des SNR maximums pouvant être atteints pour chaque sous-canal utilisé,  $MFB_i$ , et des SNR obtenus pour chaque sous-canal utilisé après égalisation par la méthode évaluée,  $SNR_i$ . En effet l'expression (3.5) du débit de transmission montre bien la dépendance du résultat du débit par rapport au  $SNR_i$ . Le  $MFB_i$  est donné par l'expression (3.2) et nommé MFB pour « Matched Filter Bounded ». Il s'agit du SNR maximum pouvant être obtenu pour chaque sous-canal dépendamment du canal utilisé et du bruit injecté lors de cette transmission. C'est de la référence de chaque sous-canal en terme de SNR à atteindre. Le  $SNR_i$ , lui, est calculé avec la relation (3.10) usitée dans la méthode MBR [18]. Si pour une méthode de TEQ donnée, sa courbe du  $SNR_i$  (3.10) parvient à suivre parfaitement celle du  $MFB_i$ , cela signifie que cette méthode a réussi à atteindre le débit maximum possible permis par le canal. Ces courbes sont données Figure 5.6.a pour TEQ-L et Figure 5.6.b pour TEQ-NL.

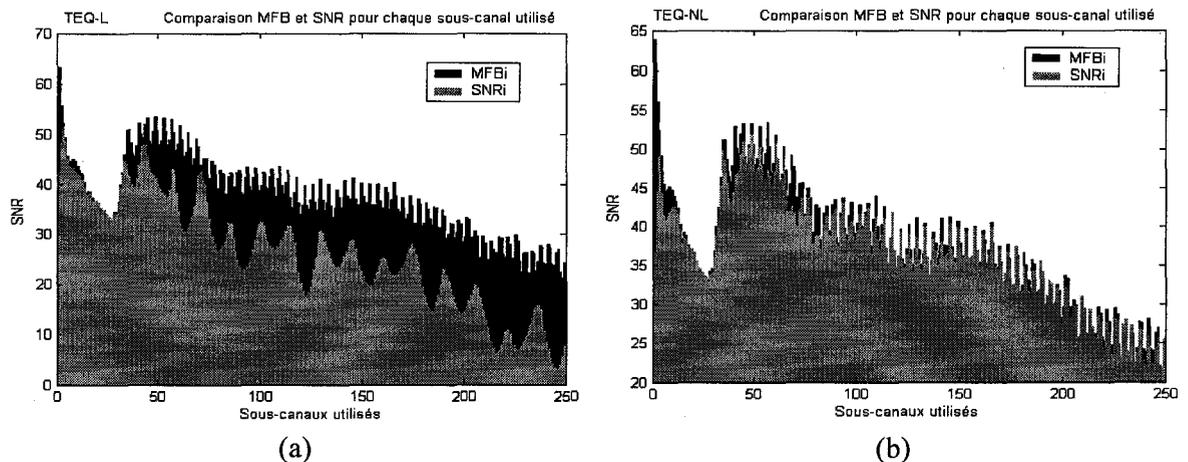


Figure 5.6 : Courbes comparatives des SNR maximums pouvant être atteints par chaque sous-canal, la courbe  $MFB_i$ , et la courbe des SNR finalement obtenus après égalisation pour chaque sous-canal,  $SNR_i$ , pour les méthodes TEQ-L (a) et TEQ-NL (b)

Notons que ces courbes sont présentées pour bien comprendre la correspondance entre le débit obtenu par une méthode et le SNR de chaque sous-canal. Avec cette figure, on peut se faire une idée de la faculté que possède une méthode à exploiter le canal de transmission. En effet, avec la Figure 5.6.a, on constate que la méthode TEQ-L ne parvient à donner des SNR proches du MFB que dans ces premiers sous-canaux. Et au contraire TEQ-NL, Figure 5.6.b, avec les paramètres que nous lui avons fixé, parvient pratiquement aux MFB pour les SNR de tous ces sous-canaux. On peut alors déjà dire que les performances en terme de débit de transmission de TEQ-L seront loin d'être optimums et que celles retournées par TEQ-NL proches des débits maximums pouvant être atteints.

Le Tableau 5.1 confirme cette constatation. Ce dernier expose les débits obtenus par les deux méthodes en Mbps. Seule, une valeur de débit obtenue par une méthode n'a pas de sens. En effet ainsi nous ne possédons pas de base de référence. C'est pour cela qu'il faut également présenter, avec les débits obtenus, les débits maximums qui auraient pu être atteints dans les mêmes conditions de calcul. Une autre façon de présenter les performances en débits de transmission est de calculer le pourcentage d'exploitation qui est le rapport entre le débit obtenu après égalisation et le débit optimum. On prend ainsi en compte les deux débits.

Tableau 5.1 : Débits de transmission obtenus après égalisation, ceux optimums pouvant être atteints et les pourcentages d'exploitation pour TEQ-L et TEQ-NL, pour  $-140\text{dBm/Hz}$

	TEQ-L	TEQ-NL
Débit obtenu	5.1971Mbps	8.3577Mbps
Débit optimum	8.7909Mbps	8.7879Mbps
% exploitation	59.119%	95.104%

Alors que TEQ-L, pour un bruit additif de  $-140\text{dBm/Hz}$ , ne permet d'exploiter que 59.119% des capacités du canal en fréquence, TEQ-NL se montre très performant puisque dans les mêmes conditions son taux d'exploitation atteint 95.104%, avec un débit de 8.3577Mbps.

La Figure 5.7 montre des résultats en débit de nos deux méthodes en fonction du bruit additif. Notons que nous avons également ajouté, comme référence à la figure, les débits optimums pouvant être atteints dans les mêmes conditions de simulation, la courbe MFB.

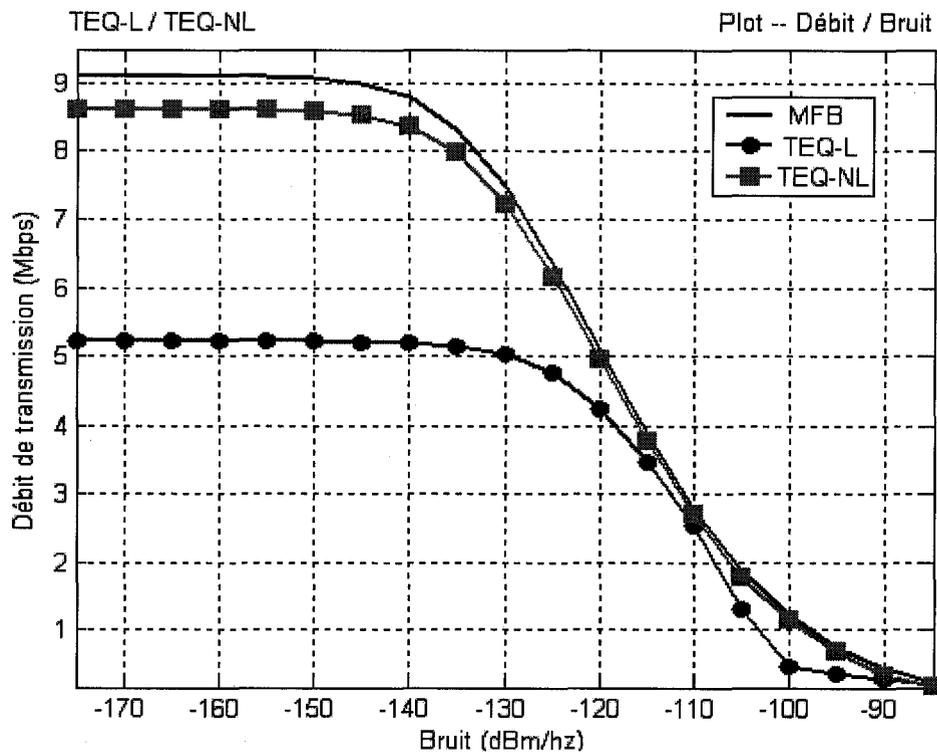


Figure 5.7 : Courbes moyennes sur 30 itérations des débits en Mbps obtenus pour le MFB, la méthode TEQ-L et la méthode TEQ-NL en fonction de la puissance de bruit additif en dBm/Hz.

La Figure 5.7 permet de nous faire constater au regard de la courbe MFB que le débit pouvant être atteint sur une ligne ADSL est très tributaire du bruit présent lors de la transmission. En effet à partir de  $-140\text{dBm/Hz}$ , si les débits maximums étaient de l'ordre de 9Mbps, ces derniers chutent relativement rapidement plus le bruit augmente. Le débit

maximum pour l'ADSL G.DMT atteint celui devant être atteint par la technologie ADSL G.Lite, soit 1.544Mbps, quand le bruit est environ de  $-105\text{dBm/Hz}$ . Cette remarque faite sur la technologie G.DMT pour le 4<sup>ième</sup> canal du standard CSA, on observe que les débits atteints avec la méthode TEQ-NL suivent bien la courbe des débits MFB cela même en fonction du bruit. Pour ce qui est de la méthode TEQ-L, ces débits restent supérieurs à 5Mbps jusqu'à  $-130\text{dBm/Hz}$ , après quoi ses valeurs chutent et restent inférieures à celles de TEQ-NL et celles du MFB.

#### 5.2.5. Taux d'erreurs sur le bit pour les 2 méthodes

Rappelons que le résultat demandé par la norme de la technologie impose un résultat de BER inférieur à  $10^{-7}$  après passage dans le décodeur Reed Solomon [9]. Comme déjà dit nous n'avons pas considéré ce codeur/décodeur. Nous avons calculé le BER brut, soit le BER obtenu avant passage dans le décodeur. Nous supposons que tout BER brut inférieur à  $10^{-3}$  mènera de façon raisonnable au BER désiré une fois la séquence de données décodée par le Reed Solomon. Ces BER bruts sont issus d'une moyenne qui dépend du nombre d'itérations indiqué sur chaque courbe à partir d'une séquence de 200 000 donnés. Un grand nombre de données étant passé dans notre système, on s'assure ainsi que nos résultats restent représentatifs.

Si jusqu'à présent les résultats donnés n'ont nécessité que le passage par TEQ-L et TEQ-NL, les performances de BER bruts sont issues du passage par ces mêmes TEQ mais cette fois couplés avec l'un des 4 FEQ présentés dans le chapitre 4. Nous l'avons déjà dit en 3.3.2, c'est le FEQ qui permet d'améliorer les performances en terme de BER puisqu'il facilite la tâche du décodeur.

La Figure 5.8 présente les résultats en BER brut moyen de la méthode TEQ-L couplée avec chacun des 4 FEQ réalisés en fonction du bruit en dBm/Hz. Les courbes, Figure 5.8, ont été simulées pour l'intervalle de bruit de  $-175$  à  $-85$  dBm/Hz avec un pas de 5. Les valeurs de BER bruts pour les bruits de  $-175$  à  $-140$  dBm/Hz ne sont pas visibles au même titre qu'à  $-130$  dBm/Hz. En effet les valeurs de BER associées à ces bruits sont nulles et la courbe est présentée en semi-logarithmique. De  $-175$  à  $-140$  dBm/Hz, TEQ-L couplé avec chacun des FEQ proposés permet de transmettre sans erreur sur le bit. Associé avec le «1-tap» TEQ-L retourne un BER brut satisfaisant jusqu'à un bruit de  $-123$  dBm/Hz, avec le «2-taps sup» jusqu'à  $-121$  dBm/Hz, avec le «2-taps inf» jusqu'à  $-120$  dBm/Hz et avec le «3-taps» jusqu'à  $-118$  dBm/Hz. L'ordre de couplage avec TEQ-L allant du moins au plus efficace est le suivant : FEQ « 1-tap », «2-taps sup», «2-taps inf» et «3-taps».

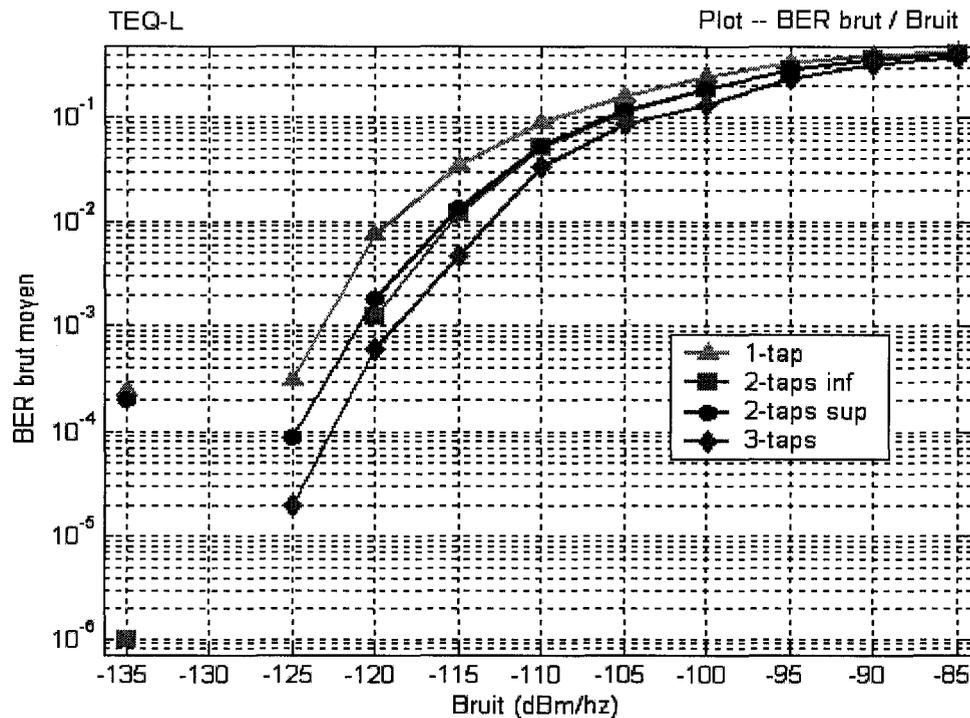


Figure 5.8 : Courbes des BER bruts moyens sur 10 itérations pour TEQ-L couplé avec chacun des 4 FEQ proposés en fonction du bruit additif en dBm/Hz pour le canal CSAloop#4

La Figure 5.9 présente les mêmes courbes que la Figure 5.8, dans les mêmes conditions de simulation, mais cette fois-ci pour la méthode TEQ-NL. Nous constatons sur cette Figure 5.9 que l'ordre des méthodes FEQ allant des moins bonnes aux meilleures est le même que celui déterminé avec le couplage par TEQ-L. On observe d'ailleurs que pour aucune valeur de bruit comprise entre -175 et -85dBm/Hz, les FEQ «1-tap», «2-taps sup» et «2-taps inf» couplés avec TEQ-NL permettent d'atteindre un BER brut nul. Par contre associé avec le «3-taps» ce TEQ parvient à retrouver toutes les données émises jusqu'à -110dBm/Hz. Cela démontre l'efficacité du FEQ «3-taps». Si on se fixe maintenant l'obtention d'un BER brut inférieur à  $10^{-3}$ , les résultats sont corrects jusqu'à -106dBm/Hz avec le 1-tap, jusqu'à -102dBm/Hz avec le «2-taps sup» et le «2-taps inf», et jusqu'à -98dBm/Hz avec le

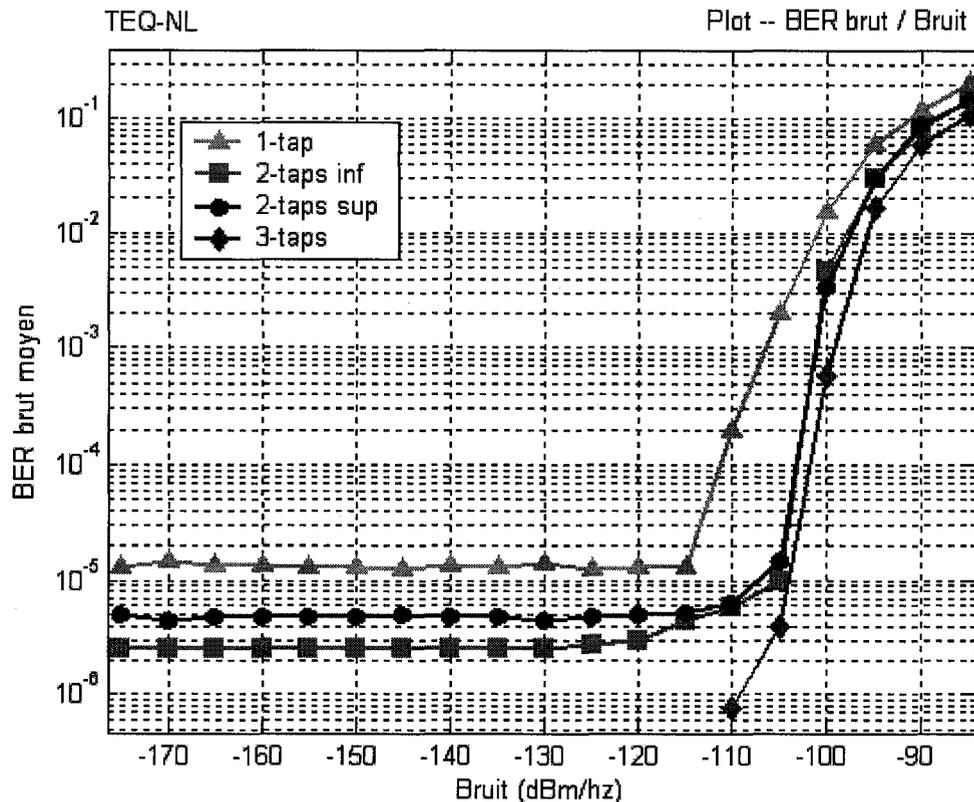


Figure 5.9 : Courbes des BER bruts moyens sur 10 itérations pour TEQ-NL couplé avec chacun des 4 FEQ proposés en fonction du bruit additif en dBm/Hz pour le canal CSAloop#4

«3-taps». Si on constate que c'est avec les FEQ «3-taps» que l'on retrouve encore une fois les meilleurs résultats en BER brut, on remarque également TEQ-NL permet une plus forte robuste face au bruit que le TEQ-L. Les BER satisfaisants sont obtenu pour des bruit plus forts et ceux avec n'importe le quel des FEQ.

#### 5.2.6. Résultats globaux des 2 méthodes

L'analyse de nos structures d'égalisation TEQ/FEQ est dans un premier temps basée sur leurs résultats en BER brut. En effet avant de regarder les performances en débit et en réduction de nos TEQ, il faut s'assurer qu'avec leurs paramètres fixés et un FEQ donné que la transmission se fasse sans erreur sur le bit en bout de la chaîne de communication. C'est la première exigence en considérant que nos systèmes convergent correctement.

Pour TEQ-L, la structure TEQ-L/3-taps s'est montrée la plus robuste en atteignant les valeurs de BER bruts désirés jusqu'à  $-118\text{dBm/Hz}$ . L'analyse des autres performances est donc limitée à cette puissance de bruit. Il en résulte que jusqu'à  $-118\text{dBm/Hz}$  la réduction se chiffre à des valeurs de SSNR avoisinant les 30dB. Cela témoigne d'une très bonne faculté à réduire le médium. Encore jusqu'à  $-118\text{dBm/Hz}$ , TEQ-L permet d'atteindre des débits compris entre 4Mbps et 5.2Mbps, pour des valeurs de débits optimums (MFB) dans le même intervalle de bruit de 5.8Mbps et 9.1Mbps.

TEQ-NL permet d'obtenir des BER bruts satisfaisants jusqu'à un bruit de  $-98\text{dBm/Hz}$  quand il est couplé avec le FEQ «3-taps». Jusqu'à cette valeur de bruit, les SSNR retournés sont compris entre 29 et 27dB, preuve d'une bonne faculté à s'immuniser contre les ISI. Toujours jusqu'à cette valeur de bruit, TEQ-NL exploite les capacités du canal en fréquence jusqu'à atteindre des débits compris entre 0.95Mbps et 8.6Mbps pour des valeurs

maximales données par le MFB dans le même intervalle de bruit de 1.03Mbps à 9.1Mbps, Figure 5.7. Les valeurs en débits données par TEQ-NL suivent de près les maximales pouvant être atteintes. Cependant ils restent que les débits du MFB sont très sensibles au bruit additif, d'où la valeur de 0.95Mbps pour TEQ-NL contre 1.03Mbps pour le MFB, à  $-98\text{dBm/Hz}$ .

Il ressort de cette analyse que la structure d'égalisation TEQ-NL/3-taps représente une bien meilleure solution que la structure TEQ-L/3-taps pour la technologie ADSL G.DMT. Si les SSNR calculés pour TEQ-L sont plus élevés que ceux de TEQ-NL, les  $\text{SSNR}_{\text{TEQ-NL}}$  qui tournent autour de 28dB sont tout même bien satisfaisants car bien supérieurs à 20dB, valeur de référence en réduction. Les débits de transmission de TEQ-NL sont proches de ceux donnés par le MFB, ce qui est loin d'être le cas pour TEQ-L. Enfin on peut ajouter que TEQ-NL/3-taps est bien plus robuste face aux bruits que TEQ-L/3-taps.

Il faut maintenant comparer les résultats de TEQ-L et TEQ-NL avec les performances des autres méthodes pour TEQ présentées dans le chapitre 3. On pourra ainsi voir les atouts qu'apportent les exigences de fonctionnement imposées à nos techniques, début chapitre 4, par rapport aux autres méthodes.

### 5.3. Étude comparative des méthodes pour TEQ

Dans ce paragraphe nous allons simplement présenter et analyser les performances de réduction du canal et de débits de transmission retournées par les méthodes : MMSE, MSSNR, MGSNR, MBR, Min-ISI, TEQ-L et TEQ-NL. Soient toutes les méthodes TEQ recensées dans le chapitre 3 ainsi que nos deux techniques réalisées pour l'ADSL G.DMT. Ces performances vont être présentées dans le Tableau 5.2 dans les mêmes conditions de

Tableau 5.2 : Performances en SSNR, en débit de transmission obtenu avec l'optimum associé et en pourcentage d'exploitation du canal pour les méthodes MMSE, MSSNR, MGSNR, MBR, Min-ISI, TEQ-L et TEQ-NL, avec le canal CSAloop#4 et une puissance de bruit de -140dBm/Hz. Pour chaque domaine d'évaluation apparaît le classement des méthodes de 1 à 7

	SSNR	Débit obtenu	Débit optimum	% exploitation
MMSE	20.902dB (6)	4.5214Mbps (7)	8.7915Mbps	51.429% (7)
MSSNR	30.564dB (1)	5.6175Mbps (5)	8.7897Mbps	63.91% (5)
MGSNR	20.007dB (7)	7.2042Mbps (4)	8.7903Mbps	81.956% (4)
MBR	27.92dB (5)	8.6302Mbps (1)	8.7904Mbps	98.178% (1)
Min ISI	29.259dB (3)	8.5952Mbps (2)	8.7891Mbps	97.794% (2)
TEQ-L	30.206dB (2)	5.1971Mbps (6)	8.7909Mbps	59.119% (6)
TEQ-NL	28.681dB (4)	8.3577Mbps (3)	8.7879Mbps	95.104% (3)

simulation : canal linéaire CSAloop#4 sans erreur d'estimation sur ce dernier et pour une puissance de bruit additif de -140dBm/Hz. La précision sur l'estimation du canal concerne les méthodes MSSNR, MBR et Min-ISI. En effet ces techniques d'égalisation sont indirectes, leur adaptation nécessite la connaissance de la réponse impulsionnelle du canal de transmission. Le but de ce paragraphe est de dégager les deux meilleures méthodes TEQ, sans tenir compte pour le moment des performances en BER bruts, soient de la structure TEQ/FEQ. Une comparaison plus précise de ces deux méthodes sera faite par la suite.

Les seuls paramètres de fonctionnement propres aux méthodes MMSE, MSSNR, MGSNR, MBR et Min-ISI sont le délai  $\Delta$ , le nombre de coefficients du TEQ et le nombre de coefficients du TIR. L'optimisation du délai  $\Delta$  a été fait pour un intervalle de délai de 15 à 35. Le délai pour lequel les performances de l'égaliseur testé ont été les meilleures a été gardé. Nous avons posé la taille du TEQ de chaque méthode à 16 coefficients. Et afin de

s'immuniser contre les interférences inter-symboles pour un préfixe cycliques de 32 données, la taille du TIR a été fixée à 33 coefficients également pour toutes les méthodes.

### 5.3.1. Résultats en réduction du canal

On observe que toutes les méthodes fournissent un SSNR supérieur à 20dB, valeur minimum demandée pour éliminer de manière satisfaisante les ISI avec le préfixe cyclique. La méthode qui retourne le meilleur SSNR est la MSSNR, rien d'étonnant puisque son fonctionnement repose sur la maximisation du SSNR lui-même. Les résultats les moins bons sont donnés par les méthodes MMSE et MGSNR. Ces deux méthodes tout comme TEQ-L et TEQ-NL reposent sur le même principe de base : celui qui tend à minimiser l'erreur issue de la différence des sorties du TIR et du TEQ en adaptant leurs poids. Cette famille de méthode, contrairement à la méthode MSSNR, ne cherche pas seulement à minimiser l'erreur à l'extérieur de la fenêtre cible, comme il suffirait de le faire, mais également à l'intérieur de la fenêtre cible. Cela explique leurs valeurs de SSNR peu supérieures à 20dB de la MMSE et MGSNR. Il faut maintenant comprendre pourquoi TEQ-L et TEQ-NL pourtant de la même famille parviennent à de bien meilleurs résultats :  $SSNR_{TEQ-L}=30.206dB$ , deuxième place et  $SSNR_{TEQ-NL}=28.681dB$  quatrième position. Les méthodes MMSE et MGSNR minimisent l'erreur automatiquement par calculs matriciels. TEQ-L et TEQ-NL laissent le choix des pas de convergence du TIR et du TEQ disponibles comme paramètres de fonctionnement. Le choix de ces pas n'a pas uniquement été fait afin de faire converger l'erreur vers 0, Figure 5.2, mais aussi afin de trouver de bonnes valeurs de SSNR et de débit de transmission. Enfin les méthodes MBR et Min-ISI possèdent une très bonne aptitude à réduire le canal, avec respectivement des SSNR de 27.92dB et

29.259dB. La réduction du canal effectuée par la méthode Min-ISI est sensiblement meilleure que celle de MBR, ce qui s'explique par le fait que son principe est proche de celui de la MSSNR, comme dit en 3.4.4.3.

### 5.3.2. Résultats en débit de transmission

Dans les méthodes présentées ici, on peut considérer deux grandes classes de TEQ : la première regroupe les méthodes dont les critères d'adaptation cherchent à bien réduire le médium et la seconde ceux dont les critères se soucient également d'optimiser le débit de transmission. Les méthodes MMSE, MSSNR, TEQ-L et TEQ-NL font partie de la première classe. Et en effet MMSE, MSSNR et TEQ-L atteignent moins de 70% du débit pouvant être obtenu. Les raisons précises qui expliquent ces mauvais résultats en débit ont été présentées dans le chapitre 3 dans le paragraphe 3.4.1.2 pour MMSE et TEQ-L et 3.4.2.2 pour MSSNR.

La méthode TEQ-NL basée sur la méthode TEQ-L, elle, parvient à exploiter le canal de transmission à 95.104%. Une bonne recherche paramétrique a permis d'arriver à un tel résultat pour TEQ-NL et aucune pour TEQ-L. L'explication repose sur l'utilisation d'une structure en réseaux de neurones multicouches dans le TEQ de TEQ-NL et d'un simple filtre FIR dans celui de TEQ-L. Cette structure plus complexe, le RNM, a autorisé l'obtention de solutions en terme de débit juste en appliquant les paramètres de fonctionnement adéquats.

Pour ce qui est de la deuxième grande classe de TEQ maintenant, la méthode MGSNR ne parvient à exploiter les capacités du canal qu'à 81.956%. Cela est dû à une trop grande approximation sur la définition du  $SNR_i$  (3.6) utilisée dans le calcul du GSNR (3.4) qui doit

être maximisé. En effet cette définition du  $SNR_i$  est incomplète contrairement à celle exposée en (3.10) et utilisée dans les méthodes MBR et Min-ISI. Il en résulte d'ailleurs des débits de transmission pratiquement optimums : 98.178% d'exploitation du canal pour la MBR et de 97.794% pour la Min-ISI. Les résultats en débit donnés par la Min-ISI sont un peu moins bons que ceux de la MBR du fait que la Min-ISI en est une version dérivée.

### 5.3.3. Choix des deux meilleures méthodes

Si la MBR présente une réduction de canal plus que satisfaisante avec un SSNR de 27.92% ainsi que la meilleure exploitation du canal avec 98.178%, cette dernière ne possède pas la première des aptitudes à avoir : être réalisable en temps réel. Ce n'est également pas le cas de la méthode MGSNR comme dit dans [3]. C'est alors la méthode Min-ISI qui devient la meilleure des solutions pour TEQ avec un SSNR de 29.259dB et 97.794% d'exploitation. Enfin c'est la méthode TEQ-NL qui prend la deuxième place avec un SSNR de 28.681dB et 95.104% d'exploitation.

## 5.4. Comparaison entre Min-ISI et TEQ-NL

Les méthodes Min-ISI et TEQ-NL, dans ce chapitre, vont être confrontées dans différentes conditions de simulation. Nous venons d'observer que, pour un canal linéaire sans erreur d'estimation, la Min-ISI donne de meilleures performances en réduction de canal et en débit de transmission que TEQ-NL. Les conditions de simulation étaient idéales. TEQ-NL est une méthode directe, ne nécessitant pas la connaissance du canal, et possède une structure en RNM pouvant faire face à d'éventuelles non-linéarités de transmission. Nous allons alors dégrader les conditions de simulation et comparer les deux méthodes. Dans un

premier temps nous présenterons les courbes de performances des deux TEQ couplés avec un FEQ pour un canal linéaire sans erreur d'estimation en fonction de la puissance du bruit aditif. Nous jugerons ainsi de leur robustesse face au bruit. Dans un deuxième temps, les simulations seront faites pour un canal linéaire avec des erreurs d'estimation. Et enfin nous observerons le comportement de ces techniques avec ajout de non-linéarités dans le canal.

#### 5.4.1. Pour un canal linéaire sans erreur d'estimation

La Figure 5.10 présente les courbes de BER bruts moyens pour Min-ISI et TEQ-NL couplées avec les FEQ «1-tap» (a) et «3-taps» (b). Nous avons choisi de présenter les BER bruts uniquement avec ces deux FEQ parce le «1-tap» est celui communément utilisé [3] et le «3-taps» est le plus performant des FEQ que nous avons réalisé.

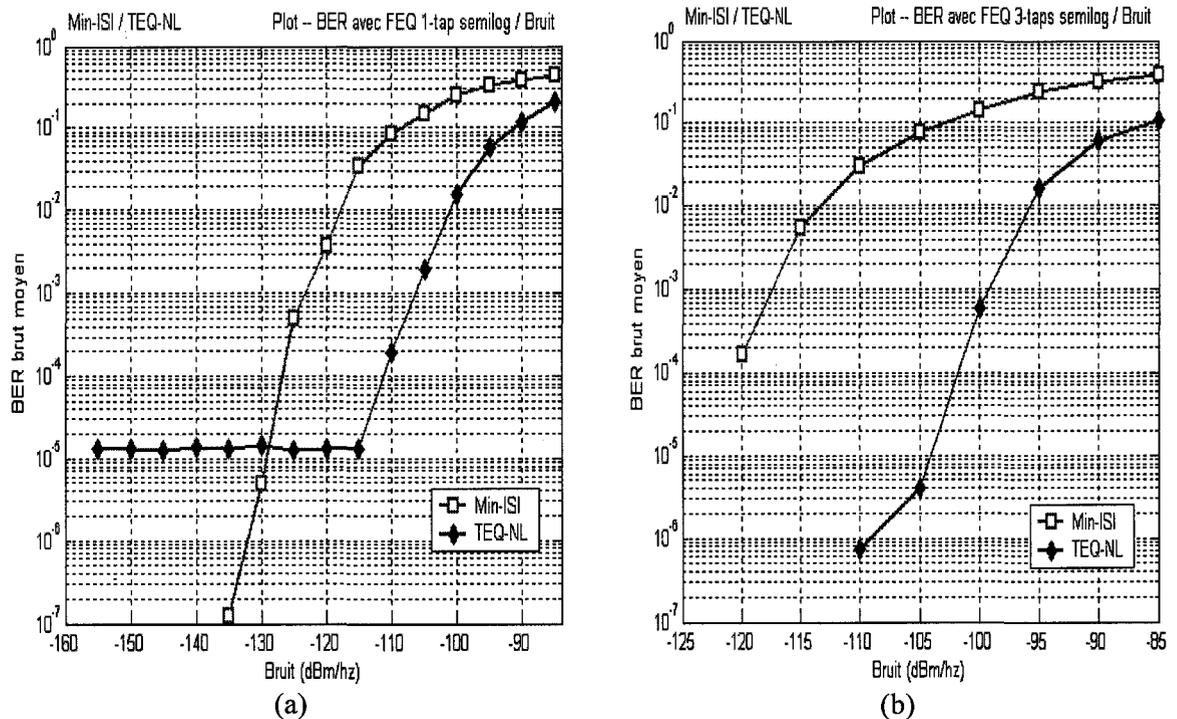


Figure 5.10 : Courbes des BER bruts moyens sur 20 itérations en fonction du bruit aditif, en dBm/Hz, pour les méthodes Min-ISI et TEQ-NL couplées avec les FEQ «1-tap» (a) et «3-taps» (b) avec le canal CSAloop#4 linéaire sans erreur d'estimation

Avec le FEQ 1-tap, Figure 5.10.a, la méthode Min-ISI parvient à retourner un taux d'erreur sur le bit brut moyen inférieur à  $10^{-3}$  jusqu'à un bruit de -123dBm/Hz. Comme déjà vu la méthode TEQ-NL, quand à elle, est plus robuste face au bruit puisque couplé avec le «1-tap» atteint des BER bruts demandés jusqu'à -107dBm/Hz.

Avec le FEQ «3-taps» maintenant, Figure 5.10.b, Min-ISI parvient à retourner un taux d'erreur sur le bit brut moyen désiré jusqu'à -117dBm/Hz. La structure TEQ-NL/3-taps, quant à elle, permet d'avoir, comme déjà dit, des BER bruts voulus jusqu'à -98dBm/Hz. Couplée avec le «1-tap» ou le «3-taps», la méthode TEQ-NL reste plus robuste face aux bruits que Min-ISI couplé avec les «1-tap» et «3-taps». Donc les performances en SSNR comme en débit pour Min-ISI ne sont valables au maximum jusqu'à des bruits inférieur à -117dBm/Hz, c'est-à-dire quand ce TEQ est couplée avec le «3-taps». De la même façon, pour la structure TEQ-NL/3-taps, les performances ne sont valables que jusqu'à -98dBm/Hz. C'est d'abord l'obtention d'un BER satisfaisant qui compte.

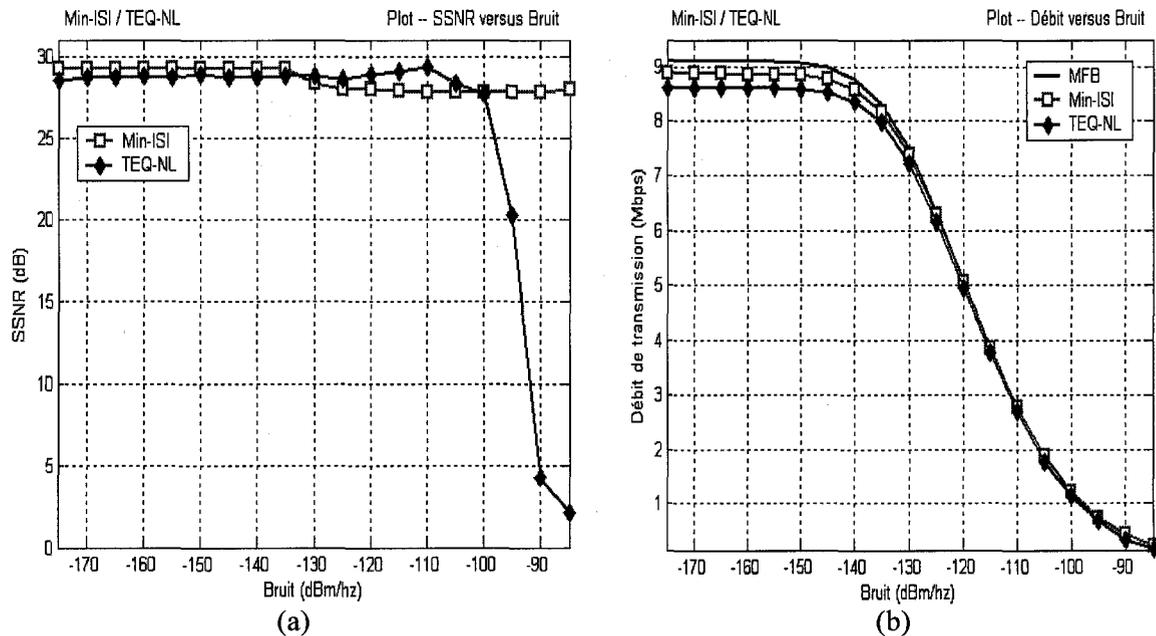


Figure 5.11 : Courbes moyennes sur 20 itérations des SSNR (a) et des débits de transmission (b) obtenus pour les méthodes Min-ISI et TEQ-NL en fonction du bruit additif en dBm/Hz avec le canal CSAloop#4 linéaire sans erreur d'estimation

La Figure 5.11 permet de finaliser l'analyse des méthodes Min-ISI et TEQ-NL pour un canal linéaire sans erreur d'estimation. Figure 5.11.a, les performances en réduction du canal son meilleur avec la Min-ISI qu'avec TEQ-NL jusqu'à un bruit de -138dBm/Hz et inversement pour des bruits supérieurs. Enfin Figure 5.11.b, courbe du débit de transmission en fonction du bruit, on observe que la méthode Min-ISI est toujours meilleure quant à l'exploitation du canal en fréquence que TEQ-NL.

#### 5.4.2. Pour un canal linéaire avec erreurs d'estimation

Étant donné que la Min-ISI est une méthode indirecte, il nous est permis de jouer sur les performances d'estimation du canal nécessaire à cette technique. Jusqu'à présent nous avons considéré l'estimation du canal idéal, sans erreur. Nous allons dans ce chapitre évaluer les performances de la Min-ISI et de TEQ-NL avec des erreurs d'estimation sur le canal. Dans un premier temps nous allons présenter le procédé d'estimation du canal utilisé dans cette technologie et dans un deuxième donner les résultats obtenus.

##### 5.4.2.1. Procédé d'estimation du canal dans l'ADSL G.DMT

Concernant la technique d'estimation de canaux utilisée dans la technologie ADSL G.DMT la thèse [4] en présente quelques-unes. Nous nous sommes tout de même tournés vers Güner Arlan et Brian L. Evans les concepteurs des techniques TEQ Min-ISI et MBR [18], méthodes indirectes nécessitant l'utilisation d'estimateur de canal. C'est leur méthode d'estimation qui est décrite ci-dessous que nous allons utiliser. La réponse de Güner Arlan donnant leur technique est présentée en Annexe B.

Considérons la Figure 5.12 décrivant la chaîne de communication de la manière la plus générale, avec : l'émetteur, le canal et le récepteur.  $x$  désigne le signal entrant dans le canal et  $y$  celui issu de ce dernier arrivant dans l'émetteur.



Figure 5.12 : Présentation de la chaîne de communication générale

L'estimation du canal cherche donc à déterminer une estimée de la réponse impulsionnelle du canal de transmission, notée  $h_{estim}(k)$ ,  $k$  étant l'instant d'échantillonnage. Évidemment le but d'un tel système est de trouver un  $h_{estim}(k)$  le plus proche possible de  $h(k)$ . Dans la technologie ADSL, la détermination  $h_{estim}(k)$  de se fait uniquement à partir du signal issu de l'émetteur,  $x(k)$ , et de celui reçu au récepteur,  $y(k)$ , Figure 5.12. Nous savons que  $y(k)$  est le résultat du produit de convolution entre  $x(k)$  et  $h(k)$ . Or ce produit de convolution dans le domaine du temps correspond à une simple multiplication dans celui des fréquences. Si  $H(f)$ ,  $X(f)$  et  $Y(f)$  sont respectivement les transformées de  $h(k)$ ,  $x(k)$  et  $y(k)$ , alors  $Y(f)=H(f)\times X(f)$  et d'où  $H(f)=Y(f)\div X(f)$ . Ce sont sur ces propriétés que repose l'estimation de  $h(k)$  dans cette technologie. Cette estimation est donc basée sur la FFT et la IFFT. Les processus est le donc le suivant :

- Calcul de  $X(f)$  à partir de  $x(k)$  et la FFT ;
- Calcul de  $Y(f)$  à partir de  $y(k)$  et la FFT ;
- Calcul de  $H_{estim}(f)$  tel que  $H_{estim}(f)=Y(f) / X(f)$  ;
- Détermination de  $h_{estim}(k)$  à partir de  $H_{estim}(f)$  et de la IFFT.

Il est toute fois nécessaire d'effectuer ce processus plusieurs fois avec plusieurs trames de séquences de même taille de  $x(k)$  et de  $y(k)$ . Ainsi on obtient plusieurs estimations de  $h(k)$  et  $h_{estim}(k)$  final est le résultat de leur moyenne. Le résultat de cette estimation du canal basée sur la transformée de Fourier dépend donc du nombre d'itération que l'on va faire du processus présenté ci-dessus, Figure 5.13.

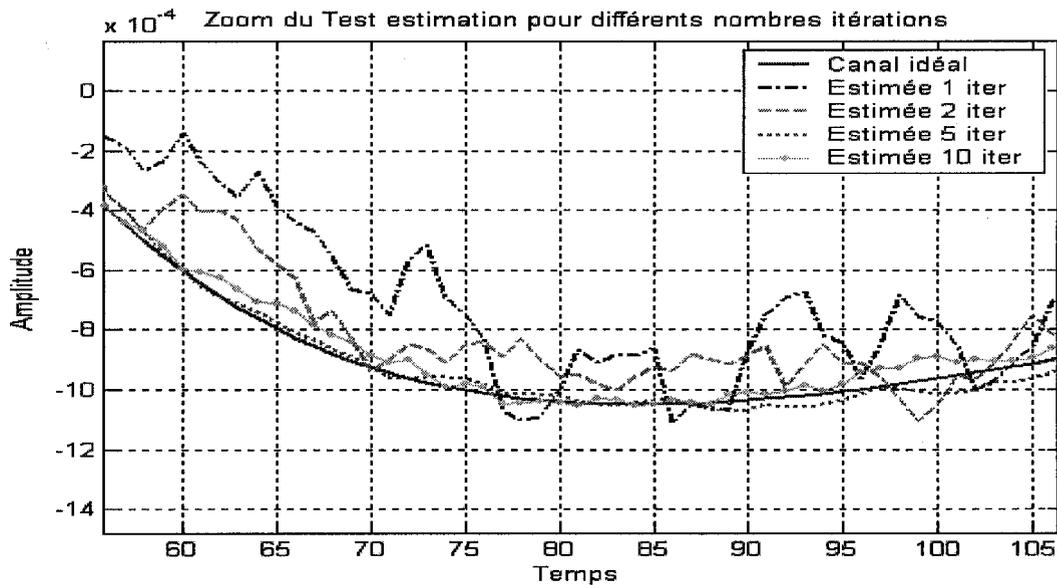


Figure 5.13 : Courbes agrandies de la réponse du canal de transmission CSAloop#4 et celles de la réponse du canal estimé pour 1, 2, 5, 10 itérations pour un bruit additif de -140dBm/Hz

#### 5.4.2.2. Résultats de simulation

Nous avons utilisé la technique d'estimation du canal qui vient d'être décrite avec les méthodes Min-ISI et TEQ-NL. La Figure 5.14 donne les performances en SSNR (a) et en débit de transmission (b) en fonction du nombre d'itération de la méthode d'estimation. On peut ainsi constater de l'influence des erreurs d'estimation sur les deux TEQ, sachant que plus il y a d'itérations plus le canal estimé  $h_{estim}$  est proche de l'original  $h$ .

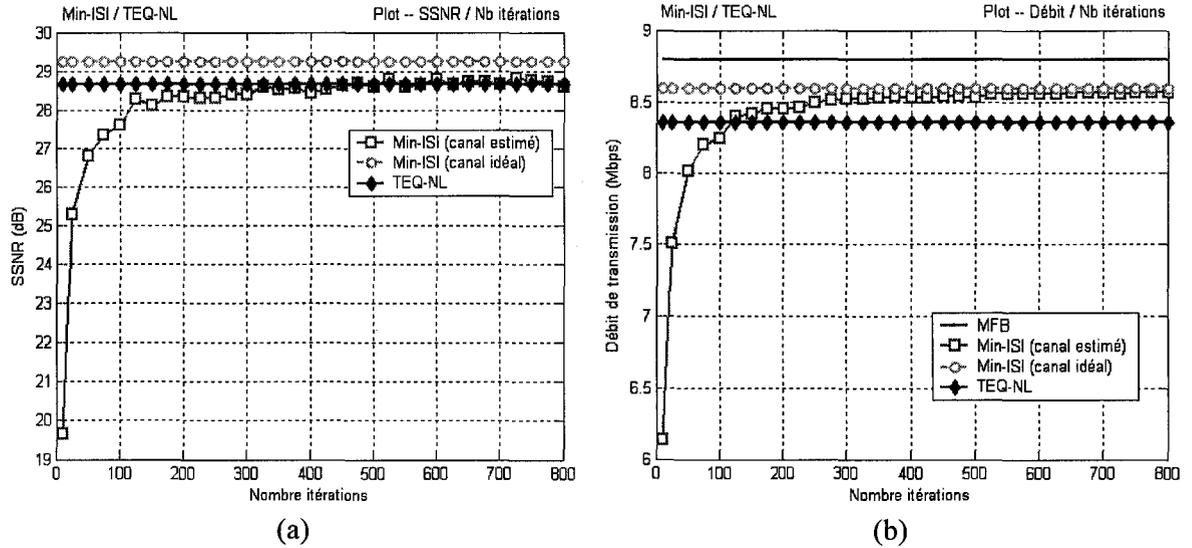


Figure 5.14 : Courbes moyennes sur 100 itérations des SSNR (a) et des débits de transmission (b) obtenus pour les méthodes Min-ISI et TEQ-NL en fonction du nombre d’itérations de la technique d’estimation du canal de transmission pour le canal CSAloop#4 et un bruit additif de -140dBm/Hz

Dans un premier temps, les courbes de la Figure 5.14 nous confirment l’appartenance de la Min-ISI aux méthodes indirectes d’adaptation et celle de TEQ-NL aux méthodes directes. En effet les erreurs d’estimation désignées par le nombre d’itération de la technique d’estimation influent sur les performances de la Min-ISI et pas sur TEQ-NL dont les résultats dans tous les domaines d’évaluation restent constants.

Figure 5.14.a, les résultats en SSNR de la méthode Min-ISI débutent à une valeur de 19.674dB pour 10 itérations de l’estimateur et augmentent jusqu’à atteindre les valeurs retournées par TEQ-NL à partir de 475 itérations de l’estimateur. On observe que même avec 800 itérations pour l’estimateur de canaux, la méthode Min-ISI ne parvient pas aux valeurs de SSNR de la Min-ISI utilisant un canal idéal. Avec un canal estimé, la réduction du canal peut être juste aussi bonne que celle effectuée par la méthode TEQ-NL.

Concernant les résultats en débit de transmission, Figure 5.14.b, à partir de 125 itérations d’estimateur, la Min-ISI parvient à dépasser le débit obtenu par TEQ-NL. Et contrairement

au phénomène observé Figure 5.14.a, plus on ajoute d'itérations à l'estimateur plus les performances en débit de la Min-ISI s'approchent des résultats retournés par cette dernière avec pour un canal idéal.

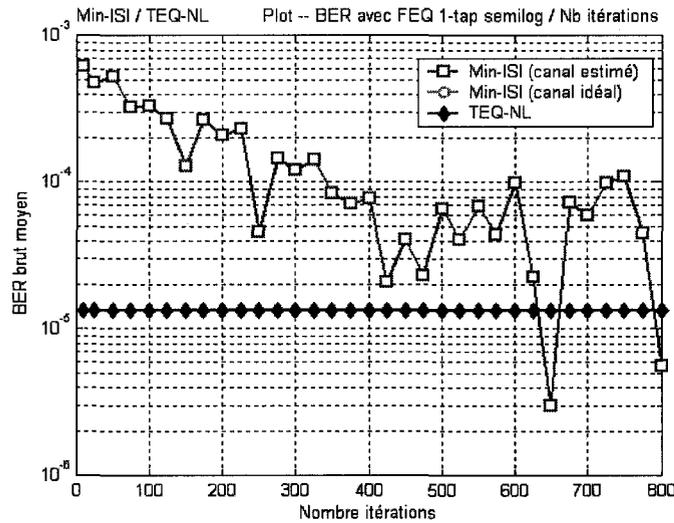


Figure 5.15 : Courbes des BER bruts moyens sur 30 itérations obtenus pour les méthodes Min-ISI et TEQ-NL couplées avec le FEQ «1-tap» en fonction du nombre d'itérations de la technique d'estimation du canal de transmission pour le canal CSAloop#4 et un bruit additif de -140dBm/Hz

Figure 5.15.a avec le couplage par le FEQ «1-tap», la méthode Min-ISI, même si ses résultats en BER brut sont moins bons que ceux obtenus par TEQ-NL, présente des BER bruts qui restent inférieur à  $10^{-3}$ . Nous ne l'avons pas exposé les deux TEQ associés avec le FEQ «3-taps» retournent des BER bruts nuls quelque soit le nombre d'itérations de l'estimateur de canal.

#### 5.4.2.3. Analyse des résultats

Les résultats donnés pour la méthode Min-ISI dans l'article [18] ne prennent pas en compte l'estimation du canal de transmission et les erreurs d'estimation que cette dernière peut engendrer. Il se trouve que les résultats en réduction du canal avec erreurs d'estimation sont

moins bons ou équivalents à ceux retournés par la méthode TEQ-NL suivant le nombre d'itération choisi pour l'estimation. On n'obtient plus les SSNR trouvées avec la Min-ISI utilisant le canal idéal, Tableau 5.2. Pour ce qui est du débit de transmission il suffit de 125 itérations d'estimateur pour dépasser les performances de TEQ-NL et à partir de 500 itérations les débits sont proches de ceux obtenus avec le canal idéal. Les BER bruts restent satisfaisants pour le deux méthodes TEQ quelque soit le nombre d'itération et le FEQ utilisé, même s'ils sont moins bons pour la structure Min-ISI/1-tap qu'avec la connaissance parfaite des caractéristiques du canal.

#### 5.4.3. Pour un canal non-linéaire

Nous avons introduit des non-linéarités dans nos simulations au niveau de l'amplificateur d'émission du modem ADSL GDMT. En effet comme expliqué dans [32], la nature même de la DMT peut faire fonctionner l'amplificateur d'émission dans la partie non-linéaire de sa courbe caractéristique. Nous avons donc volontairement distordu le signal issu de la DMT avant passage dans le canal avec la non-linéarité présentée en Figure 5.16.

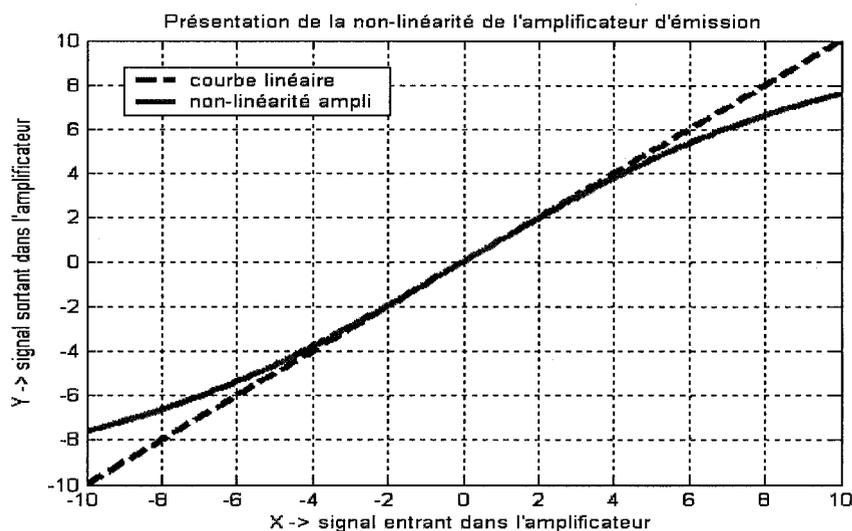


Figure 5.16 : Courbes représentatives d'une amplification linéaire et non-linéaire dont la fonction est la suivante :  $Y=(20/(1+e^{(-0.2X)}))-10$

Il s'agit d'une fonction tangente hyperbolique. Notons également que pour faire face à cette non-linéarité, il a fallu déterminer de nouveaux paramètres pour TEQ-NL : Nombre des couches d'entrée,  $N_{ce}=12$ , nombre des couches cachées,  $N_{cc}=45$ , pas de convergence du TEQ,  $\mu_{w2}=0.7$  et pas de convergence du TIR,  $\mu_{b2}=0.06$ .

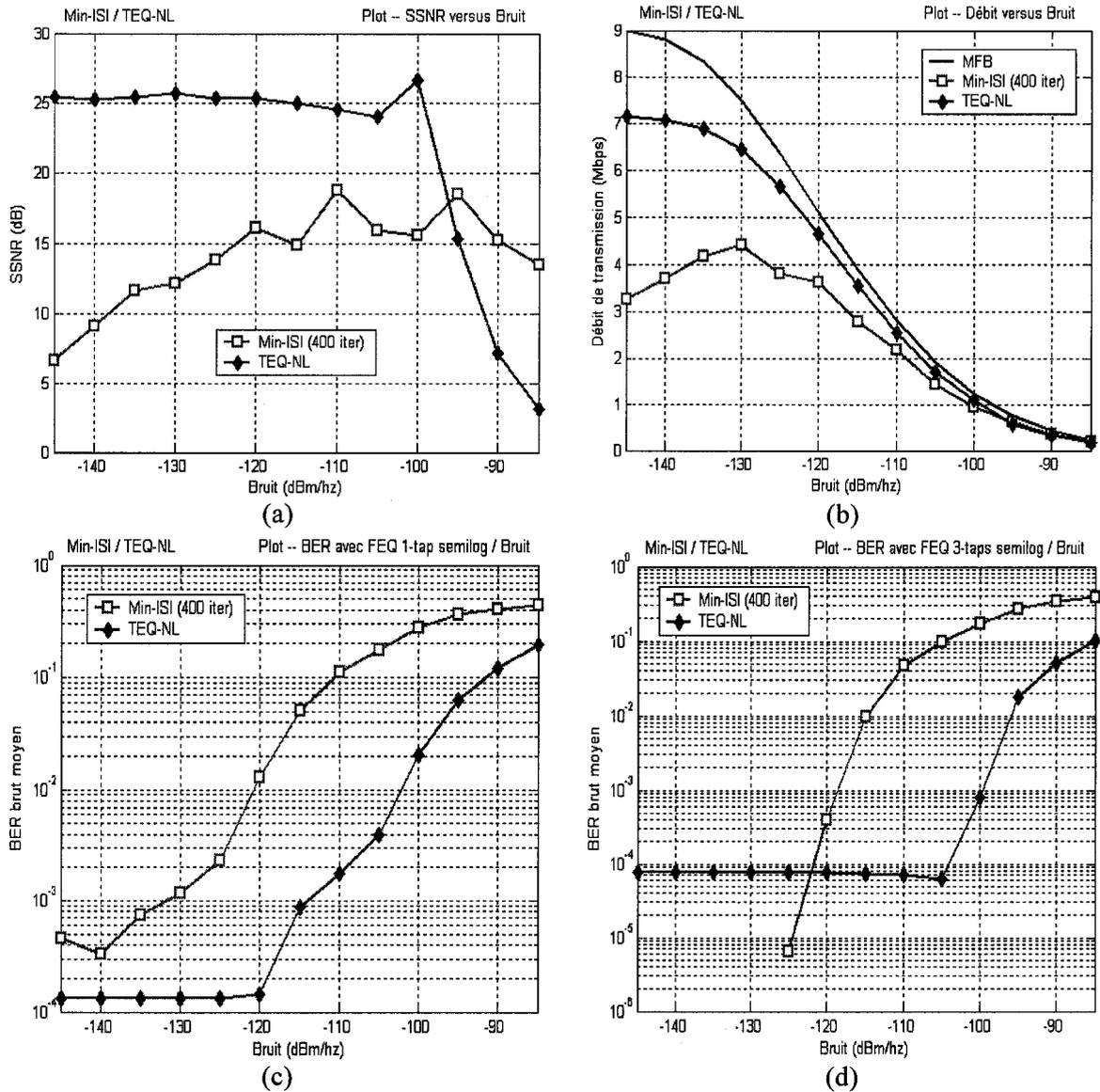


Figure 5.17 : Courbes moyennes sur 30 itérations des performances en SSNR (a), en débit de transmission (b), BER bruts couplées avec le «1-tap» (c) et le «3-taps» (d) pour les méthodes Min-ISI et TEQ-NL en fonction du nombre d'itérations de la technique d'estimation du canal CSAloop#4 avec ajout des non-linéarités décrites ci-dessus et un bruit additif de -140dBm/Hz

La Figure 5.17 donne les performances de Min-ISI et TEQ-NL en réduction, débit et BER bruts moyens pour le couplage avec les FEQ «1-tap» et «3-taps» avec l'ajout de la non-linéarité et avec 400 itérations de l'estimateur de canal. Sur la légende de la courbe nous avons signifié «400 iter» proche de Min-ISI puisque les erreurs d'estimation sur le canal n'influencent pas TEQ-NL. On peut dire qu'il s'agit de conditions de simulation fortement non idéales : ajout de non-linéarités et erreurs d'estimation sur le canal.

Dans ces conditions non idéales, Min-ISI ne parvient plus à immuniser le système contre les ISI. Ces valeurs maximales de SSNR ne dépassent pas les 20dB. TEQ-NL quant à lui donne des valeurs satisfaisantes de SSNR jusqu'à une puissance de bruit de -97dBm/Hz.

En terme de débit, Min-ISI ne permet pas dans ces conditions de suivre la courbe des débits optimums du MFB. Son débit maximum atteint est de 4.4Mbps à -130dBm/Hz, alors que TEQ-NL et MFB retourne respectivement 6.5Mbps et 7.5Mbps à ce même bruit. Pour TEQ-NL, sa lutte contre les non-linéarités a fait diminuer son débit obtenu dans les conditions idéales, toutefois les débits atteints avec ce TEQ suivent relativement ceux du MFB, ce qui n'est plus le cas des débits atteints par Min-ISI.

La structure Min-ISI/1-tap retourne des BER bruts inférieurs à  $10^{-3}$  jusqu'à un bruit de -132dBm/Hz. Cette même structure pour des conditions idéales était fonctionnelle jusqu'à -123dBm/Hz. Pour TEQ-NL associé avec le «1-tap», les BER bruts obtenus sont corrects jusqu'à -114dBm/Hz, contre -107dBm/Hz en conditions idéales. Min-ISI/3-taps atteint des BER bruts satisfaisants jusqu'à -119dBm/Hz. Et la structure TEQ-NL/3-taps permet d'atteindre des BER bruts acceptables jusqu'à -100dBm/Hz. Ces valeurs de bruit, pour les deux structures, restent très proches que celles obtenues pour des conditions idéales. Cela s'explique par la bonne faculté qu'a le «3-taps» pour inverser le canal égalisé en fréquence.

### 5.5. Récapitulation des résultats obtenus

Concernant les FEQ, l'augmentation du nombre de poids dans les blocs d'adaptation de chaque sous-canal a amélioré leurs aptitudes à inverser la réponse en fréquence du canal égalisé par le TEQ. Les résultats en BER brut moyen avec TEQ-L et TEQ-NL sont les meilleurs couplés avec le «3-taps», puis avec le «2-taps inf», un peu moins bons avec le «2-taps sup» et les moins bons avec le «1-tap» communément utilisé [3] et [9].

TEQ-L ne fut simulé que pour un canal linéaire et sans erreur d'estimation. L'étude comparative avec les sept méthodes, Tableau 5.2, la fit parvenir en avant dernière position en terme de performances globales. C'est sans doute la méthode la plus faible en complexité, mais sa structure trop simple ne permet pas de trouver de bonnes solutions en débit malgré une bonne recherche paramétrique. Enfin sa robustesse face au bruit est moyenne : couplée avec le «1-tap» sa limite en bruit est de -123dBm/Hz et associée avec le «3-taps» cette limite est poussée jusqu'à -118dBm/Hz.

TEQ-NL constitué d'une structure en RNM a présenté de très bonnes performances : pour un canal linéaire sans erreur d'estimation à -140dBm/Hz, 4<sup>ième</sup> position en SSNR et 2<sup>ième</sup> position (car la MBR est non réalisable) en débit de transmission derrière la Min-ISI. Ces résultats sont dus à la structure plus complexe en RNM comparativement à celle en FIR de TEQ-L. Cela permet, avec une bonne recherche paramétrique, de constituer des solutions en réduction et en débit. On a pu constater que TEQ-NL est le plus robuste face au bruit qu'il soit couplé avec n'importe le quel des FEQ. Dans le meilleur des cas, couplé avec le «3-taps», cette structure d'égalisation est fonctionnelle jusqu'à -98dBm/Hz en conditions

idéales. Avec des erreurs d'estimation sur le canal, TEQ-NL reste bien sûr insensible à ces effets, c'est une méthode directe. Notre méthode est meilleure que Min-ISI jusqu'à 125 itérations d'estimateur, ce qui correspond à  $125 \times 512$  données nécessaires à l'estimateur. Mais TEQ-NL, tout comme TEQ-L, fournit ces résultats pour  $800 \times 512$  données d'apprentissage. Enfin pour des conditions non idéales, avec ajout de non-linéarités et sans connaissance sur le canal de transmission, ce TEQ a montré son aptitude à lutter contre ces distorsions tout en permettant de retourner des valeurs de SSNR et de débits satisfaisantes et, couplé avec le «3-taps», d'être fonctionnel jusqu'à  $-100\text{dBm/Hz}$ .

La méthode Min-ISI a également été testée lors de cette évaluation de performances. Elle fut présentée par ces concepteurs comme une solution presque optimale [18]. En effet dans un environnement idéal, la Min-ISI couplée avec le «1-tap» [3] prend la 3<sup>ème</sup> place en réduction et la 1<sup>ère</sup> en débit obtenu, en omettant la MBR, avec 97.759% d'exploitation du canal à  $-140\text{dBm/Hz}$ . Robustesse moyenne face au bruit : jusqu'à  $-123\text{dBm/Hz}$  avec le «1-tap» et  $-117\text{dBm/Hz}$  avec le «3-taps». Lors du test avec l'estimateur donné par ses propres concepteurs, on a constaté que cette méthode est relativement robuste face aux erreurs d'estimation : elle bat TEQ-NL au bout de 125 itérations d'estimateur, distinction faite pour les résultats en débit. En effet ses valeurs de SSNR restent valables au bout de 11 itérations et ses BER bruts obtenus restent inférieures à  $10^{-3}$  pour Min-ISI/1-tap et Min-ISI/3-taps quelque soit le nombre d'itérations. Pour des conditions non idéales, les performances de Min-ISI se trouvent grandement détériorées : baisse dramatique des valeurs en SSNR et débits, bien moins bonnes que celles de TEQ-NL dans les mêmes conditions.

# *CONCLUSION*

La technologie DSL pour faire transiter des données à haute vitesse possède l'énorme avantage de s'appuyer sur le réseau de transmission le plus développé : la boucle locale téléphonique. Ce réseau certes stationnaire reste un milieu très bruité et propice à la dissipation d'énergie. C'est donc par le biais du traitement du signal que la transmission à plusieurs mégabits par seconde a été possible. L'élément de la chaîne de communication DSL qui permet d'améliorer les débits de transmission obtenus réside en une structure d'égalisation un peu particulière : l'association au récepteur d'un égaliseur temporel, TEQ, et d'un égaliseur dans le domaine des fréquences, FEQ. Devant l'intérêt d'une telle structure d'égalisation, nous avons décidé d'en faire l'étude et d'en réaliser une.

Pour atteindre ce but, la première étape fut de nous plonger dans le monde de la DSL. Ce fut le rôle du chapitre 1 qui fit état de ses différentes caractéristiques globales. Il fut intéressant de saisir que la technologie DSL, pour faire face aux distorsions de phase et d'amplitude de son médium, utilise des techniques de modulation. Ces dernières se sont montrées plus efficaces pour lutter contre les ISI en haute vitesse que l'égalisation totale du canal. Suite à un recensement des principales variantes de la DSL, Tableau 1.2, nous choisîmes la technologie de notre étude : la version G.DMT de l'ADSL, très populaire de

par ces flux asymétriques bien adaptés aux besoins du consommateur, soucieuse d'atteindre les débits maximums pouvant être obtenus, contrairement à la version G.Lite de l'ADSL. On apprend que la norme ANSI T1.413 impose à la G.DMT l'utilisation d'un type particulier de modulation : la DMT qui fut détaillée dans le chapitre 2.

Cette modulation n'immunise toute fois pas le système complètement contre les ISI comme théoriquement attendu. La problématique liée à la DMT a été décrite dans le chapitre 3. Il en résulte l'ajout de trois éléments pour palier à ce problème : un préfixe cyclique sans contenu informationnel au début de chaque trame émise, le TEQ et le FEQ, Figure 3.2. On prend alors connaissance des rôles du TEQ optimum et du FEQ : soit réduire la réponse du canal de transmission à la taille du PC plus un afin d'éliminer les ISI et exploiter la réponse du canal en fréquence pour améliorer le débit, pour le TEQ; inverser la réponse du canal égalisé par le TEQ (SIR) afin d'éliminer les distorsions de phase du SIR et ainsi de faciliter la tâche du décodeur, pour le FEQ.

Contrairement à l'unique FEQ «one-tap» présent dans la littérature, plusieurs méthodes TEQ y paraissent. Les principales méthodes, MMSE, MSSNR, MGSNR, MBR et Min-ISI, furent présentées. Leur compréhension nous permet d'établir, chapitre 4, trois critères pour la conception de nos TEQ : être simple de complexité, éviter l'utilisation d'un estimateur de canal et faire face à d'éventuelles non-linéarités. Nous réalisâmes ainsi deux TEQ : TEQ-L et TEQ-NL basés sur l'algorithme LMS et la structure de McCanny [14] et qui diffèrent l'une de l'autre par une structure FIR pour TEQ-L et RNM pour TEQ-NL. Trois FEQ en plus du «1-tap» furent réalisés : les FEQ «2-taps inf», «2-taps sup» et «3-taps» simplement en ajoutant des poids supplémentaires à l'adaptation de chaque sous-canal.

Le critère d'adaptation de nos méthodes TEQ ne permet pas par sa minimisation d'assurer l'amélioration du débit de transmission. Le fonctionnement de nos méthodes est donc en plus basé sur la recherche de bons paramètres conduite pour retourner un critère de fonctionnement faible, puis de bonnes performances en réduction, en débit et, associées avec un des FEQ, en BER brut. De plus ces performances ont été trouvées pour 800×512 données d'adaptation, pas plus pas moins.

L'évaluation faite dans le chapitre 5 nous a permis d'analyser nos réalisations dans l'environnement de la G.DMT. La méthode TEQ-L s'est montrée bien moyenne autant en performance qu'en robustesse face au bruit. Cette structure trop simple a limité l'atteinte de bonnes performances même avec une bonne recherche paramétrique. La structure TEQ-NL/3-taps, niveau performances obtenues, avec un bon choix des paramètres est très satisfaisante, aussi bien pour un canal linéaire que non-linéaire. De plus cette structure est la plus robuste face au bruit. Néanmoins ses résultats en débit restent inférieurs pour des conditions idéales à ceux de Min-ISI. Avec des erreurs d'estimation, TEQ-NL est meilleure que la Min-ISI en débit jusqu'à 125×512 données nécessaires à l'estimateur, mais notre méthode prend 800×512 données d'apprentissage. Min-ISI est relativement robuste aux erreurs d'estimation. Nous avons démontré enfin, qu'en considérant l'apparition probable de non-linéarités dues à l'amplificateur d'émissions et d'erreurs d'estimations sur le canal, les performances de la méthode Min-ISI s'en retrouvent grandement détériorées. Dans de telles conditions non idéales, TEQ-NL retourne de bien meilleures performances en réduction du canal, débit de transmission et taux d'erreurs sur le bit brut que Min-ISI. TEQ-NL apporte ici une contribution intéressante à l'égalisation pour l'ADSL G.DMT.

La création de nouvelles structures FEQ fut ainsi très intéressante. En effet, les résultats ont montré que le «3-taps», le plus performant, quand couplé avec un TEQ parvient non seulement à baisser le BER plus qu'avec les autres FEQ mais aussi à rendre la structure d'égalisation plus robuste face au bruit. L'apport d'un bon FEQ est donc double.

Des études plus approfondies pourraient être menées sur le TEQ TEQ-NL. En effet ce système prêche notamment par sa trop longue séquence d'apprentissage et son passage par une recherche paramétrique. Il serait donc intéressant de voir à diminuer la séquence d'apprentissage de TEQ-NL à  $125 \times 512$  données au moins tout en conservant de bons résultats. Ainsi TEQ-NL serait performante que Min-ISI quand celui-ci utilise un estimateur de canal. Il serait nécessaire aussi de créer une méthode automatique de recherche des pas de convergence permettant à TEQ-NL d'obtenir de bonnes performances relatives aux attentes de l'ADSL G.DMT.

Ce mémoire a permis dans un premier temps de satisfaire la compréhension globale de la technologie DSL ainsi que, de façon plus précise, celle de l'égalisation dans l'ADSL G.DMT. Autre contribution, la mise au banc d'essai de la structure d'égalisation Min-ISI/1-tap avec de son emploi de l'estimateur basé sur la FFT a révélé son incapacité à faire face à des conditions non idéales de simulation. On a pu constater le bon apport que peut représenter une structure en réseau de neurones multicouche dans l'atteinte des objectifs d'un TEQ. Enfin l'importance de l'utilisation du FEQ dans la structure d'égalisation a été mise en avant. Et une nouvelle solution fut élaborée pour ce type d'égaliseur apportant de meilleures performances que celle existante : le FEQ «3-taps».

# RÉFÉRENCES

## Sites Internet

---

- [1] <http://cerig.efpg.inpg.fr/ICG/Dossiers/ADSL/sommaire.htm>
- [2] <http://www.chez.com/tissier/xdsl/xdsl-i2.htm>

## Thèses

---

- [3] Güner Arlan. Equalization for Discrete Multitone Transceivers, Thèse de doctorat, Université du Texas à Austin, décembre 2000.
- [4] Biao Lu. Wireline Channel Estimation and Equalization, Thèse de doctorat, Université du Texas à Austin, décembre 2000.

## Ouvrages

---

- [5] Walter Goralki. ADSL et xDSL, Nouvelles technologies d'accès à Internet, Édition Osman Eyrolles Multimedia, août 2000.
- [6] John A. C. Bingham. ADSL, VDSL and Multicarrier Modulation, Édition Wiley-Interscience, 2000.

## Articles DMT

---

- [7] Peter S. Chow, Jerry C. Tu et John M. Cioffi. «Performance Evaluation of Multichannel Transceiver System for ADSL and VHDSL Services», IEEE Journal on Selected Area in Communications, Vol. 9, No. 6, pp. 909-919, août 1991.
- [8] Kamran Sistanizadeh, Peter S. Chow et John Cioffi. Multi-Tone Transmission for Asymmetric Subscriber Lines (ADSL), Rapport interne, BellCore, février 1993.
- [9] Peter S. Chow, John M. Cioffi et John A. C. Bingham. DMT-Based ADSL: Concept, Architecture, and Performance, Rapport interne, The Institution of Electrical Engineers, 1994.
- [10] George T. Hawley. «Systems Considerations for the use of xDSL Technology for Data Access», IEEE Communications Magazine, pp. 56-60, mars 1997.

## Article QAM

---

- [11] Bin Li, Anrew Deczky et Alberto Ginesi. A New Coded QAM Scheme with Very Low Decoding Complexity for ADSL System, Rapport interne, Catena Networks, Canada, janvier 2001.

---

**Article Bit loading**

---

- [12] Ranjan V. Sonalkar et Richard R. Shively. An efficient Bit-loading Algorithm for DMT Applications, Rapport interne, Advanced Communications Laboratory, AT&T Labs, 1998.

---

**Articles Égalisation**

---

- [13] Güner Arlan, Brian L. Evans et Sayfe Kiaei. Optimum Channel shortening for discrete multitone transceivers, Rapport interne, Dept. Électrique et d'ingénierie des ordinateurs, Université du Texas à Austin, avril 2000.
- [14] K. S. Yap et J. V. McCanny. Improved Time-domain Equalizer Initialization Algorithm for ADSL Modems, Rapport interne, DSiP Laboratories, Irlande du Nord, 2001.
- [15] Behrouz Fehrang-Boroujeny et Ming Ding. «Design Methods for Time-Domain Equalizers in DMT Transceivers», IEEE Transactions on Communications, Vol.49, No.3, pp. 554-562, mars 2001.
- [16] Jacky S. Chow, John Cioffi, et John A. C. Bingham. Equalizer Training Algorithms for Multicarrier Modulation Systems, Rapport interne, Amati Communication Corporation, Palo Alto, 1992.
- [17] Bo Wang, Tülay Adali, Qingli Liu et Milan Vljajnic. Generalized Channel Impulse Response Shortening for Discrete Multitone Transceivers, Rapport Interne, Nortel Networks, Gaithersburg, 1999.
- [18] Güner Arlan, Brian L. Evans et Sayfe Kiaei. Equalization for Discrete Multitone Transceivers to Maximize Bit Rate, Rapport interne, Dept. Électrique et d'ingénierie des ordinateurs, Université du Texas à Austin, 2001.
- [19] Biao Lu, Lloyd D. Clark, Güner Arlan, Brian L. Evans et Sayfe Kiaei. Fast Time-Domain Equalization for Discrete Multitone Modulation Systems, Rapport interne, Dept. Électrique et d'ingénierie des ordinateurs et Shlumberger, Université du Texas à Austin, octobre 2000.
- [20] Maofal Al-Dhahir et John M. Cioffi. «Efficiently Computed Reduced-Parameter Input-Aided MMSE Equalizers for ML Detection: A Unified Approach», IEEE Transactions on Information Theory, Vol.42, No.3, pp. 903-915, mai 1996.
- [21] Werner Henkel et Thomas Kessler. «Maximizing the Channel Capacity of Multicarrier Transmission by Suitable Adaptation of the Time-Domain Equalizer», IEEE Transactions on Communications, Vol.48, No.12, pp. 2000-2004, décembre 2000.
- [22] Peter J. W. Melsa, Richard C. Younce et Charles E. Rohrs. «Impulse Response Shortening for Discrete Multitone Transceivers», IEEE Transactions on Communications, Vol.44, No.12, pp. 1662-1672, décembre 1996.
- [23] Maofal Al-Dhahir et John M. Cioffi. Optimum Finite-Length Equalization for Multicarrier Transceivers, Rapport interne, Laboratoire des Systèmes d'information, Université de Stanford, 1994.

- 
- [24] Katleen Van Acker, Geer Leus, Marc Moonen, Olivier van de Weil et Thierry Pollet. «Per Tone Equalization for DMT-Based System», IEEE Transactions on Communications, Vol.49, No.1, pp. 109-118, janvier 2001.

#### Steepest descent pour FEQ

---

- [25] John G. Proakis. Digital Communications Third Edition., McGraw-Hill Series in Electrical and Computer Engineering, 1995.

#### Réseaux de neurones

---

- [26] Sylvie Legendre. Étude de l'application des réseaux de neurones multicouches pour l'étalonnage et la reconstitution de mesurandes dans un système de mesure, Rapport de projet de maîtrise en génie électronique industrielle, Université du Québec, décembre 1994.
- [27] Martin Vidal et Daniel Massicotte. A VLSI Architecture of a Piecewise linear Neural Network for Nonlinear Channel Equalization, Rapport interne, Dept. d'ingénierie Électrique, Université du Québec à Trois Rivières, mai 1994.
- [28] Sébastien Lesueur, Louis Lemire et Daniel Massicotte. Réseau de neurones analogique intégré complètement différentiel avec adaptation en ligne par rétro propagation, Rapport interne, Dept. de Génie Électrique et Informatique, Université du Québec à Trois Rivières, 2000.

#### LMS

---

- [29] Sylvain Carniguan. Filtre transversale linéaire et son architecture systolique pour l'égalisation de canaux, Projet de fin d'étude, cours GEI-1052, Université du Québec à Trois Rivières, avril 2000.

#### Structure filtre FIR

---

- [30] Adel Omar Dahmane et Sylvie Legendre. Traitement numérique du signal, Note de cours#2, cours GEI-1058, Université du Québec à Trois Rivières, session Hivers 2001.

#### Non-linéarités dans l'OFDM

---

- [31] Yuanbin Guo et Joseph R. Cavllaro. Post-compensation of RF non-linearity in mobile OFDM systems by estimation of memory-less polynomial, Rapport interne, Dept. du Génie Électrique et Informatique, Université de Rice, 2001.
- [32] Sylvain Tertois, Annick Le Glaunec et Gilles Vaucher. Compensating the non-linear distortions of an OFDM Signal with Neural Networks, Rapport interne, Équipe ETSN-Supélec, 2000.

# *ANNEXE A*

---

Précisions sur la boucle locale

et le standard CSA

---

Le médium de transmission de la technologie ADSL réside dans les lignes d'abonnés existantes développées à l'origine pour les communications téléphoniques, soit pour le transfert de la voix. On appelle ces lignes, les boucles locales. Ces lignes sont des câbles constitués de plusieurs paires torsadées qui relient le central téléphonique local à l'abonné. Pour la communication entre deux abonnés connectés à des centrales téléphoniques locaux différents, comme montré Figure A.1, la voix analogique est digitalisée et multiplexée par division dans le temps avec d'autres canaux de voix à son central téléphonique. Puis le signal digital résultant est transmis au central local de l'autre abonné, puis démultiplexé, converti en analogique et transféré sur la boucle locale correspondant à l'interlocuteur.

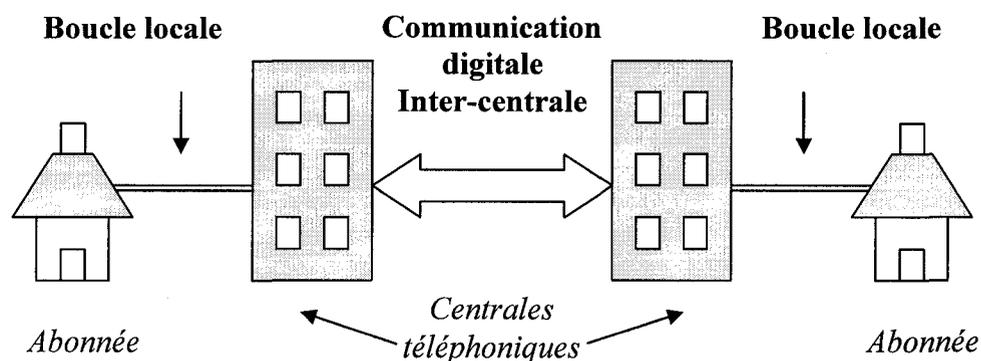


Figure A.1 : Transmission inter-centrale téléphonique

Une boucle locale peut être constituée de plusieurs sections de câbles cuivrés contenant plusieurs paires torsadées. Chacune de ces sections de ligne peut être ainsi bien aérienne, enterrée (sans conduit) ou souterraine (protégée dans un conduit spécialisé). Les paires torsadées sont groupées par paquet et c'est d'ailleurs ce regroupement qui provoque la diaphonie (*cross-talk*).

Lors de l'installation de boucles locales, les câbles de distribution sont habituellement rendus disponibles à tous les emplacements de clients potentiels. Mais il est courant d'avoir des paires torsadées ajoutées, en supplément, à partir des câbles déjà installés afin d'atteindre d'avantage de clients. On peut se trouver en présence de câbles inutilisés de distribution qui ont pour conséquence de former des robinets traversiers (*bridge taps*). Des règles de conception d'installation standard de boucle locales telles que la « *resistance design* » et la « *Carrier Serving Area (CSA)* » imposent des limitations de « *bridge taps* » pour réduire les pertes d'amplitude et les distorsions de spectre dans les communications dites POTS (*Plain Old Telephon System*), soient dans les communications téléphoniques.

Le prolongement de portions de lignes pour les communications téléphoniques dans la boucle locale s'accomplit en ajoutant des inductances de charge (en anglais, *load coils*). Ces inductances de charge sont typiquement installées dans les lignes excédant 15kfeet ( $\approx 4.5\text{km}$ ). L'inconvénient des inductances de charge est que si elles permettent de rendre la réponse en fréquence plate dans la bande passante utilisée pour la transmission de la voix, soient dans de basses fréquences, elles causent l'atténuation des plus hautes bandes de fréquence.

Les règles CSA portant sur les caractéristiques des boucles locales furent introduites, aux États-Unis, dans les années 80. Le but du CSA était de définir les sortes de boucles locales existantes, afin de ne plus permettre aucune modification des boucles locales, en cas de maintenance de ligne par exemple. Ces règles CSA sont rudement définies pour les lignes de 9keeft ( $\approx 2.750\text{km}$ ) de distance avec 26 paires ainsi que les lignes de 12kfeet (3.660km) contenant de 24 paires.

Ces règles sont [3] :

- Toutes les boucles sont déchargées d'inductances;
- Les câbles de 26 paires cuivrées doivent avoir une longueur maximale, en incluant les « bridge tap », de 9kfeet, soit de  $\approx 2.750\text{km}$ ;
- Pour des câbles constitués d'en dessous de 26 paires de cuivres, la longueur maximale permise est de 12kfeet, soit 3.660km, avec les « bridge taps »;
- Un « bridge tap » seul sur une ligne peut avoir une longueur maximale de 2kfeet, soit 610m et une ligne avec plusieurs « bridge taps » peut en avoir pour une longueur totale de 2.5kfeet, 762.5m;
- Il est suggéré de ne pas utiliser plus de 2 paires de cuivres d'un câble en même temps.

Huit types de boucle locale furent ainsi identifiées et standardisées CSA, Figure A.2 [7] et [16]. Chacun de ces canaux est constitué de 512 échantillons pris à une fréquence de 2.208Mhz. Les figures de A.3 à A.10 permettent de se rendre compte de l'allure des réponses en temps et en fréquence de ces 8 lignes CSA, appelées CSAloop.

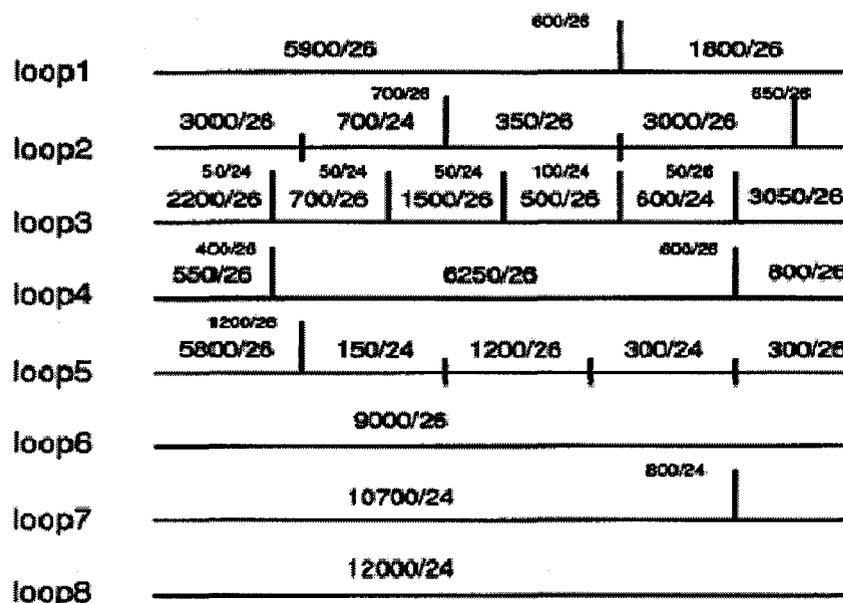


Figure A.2 : Caractéristiques en feet/nombre\_de\_paire des huit boucles locales certifiées CSA

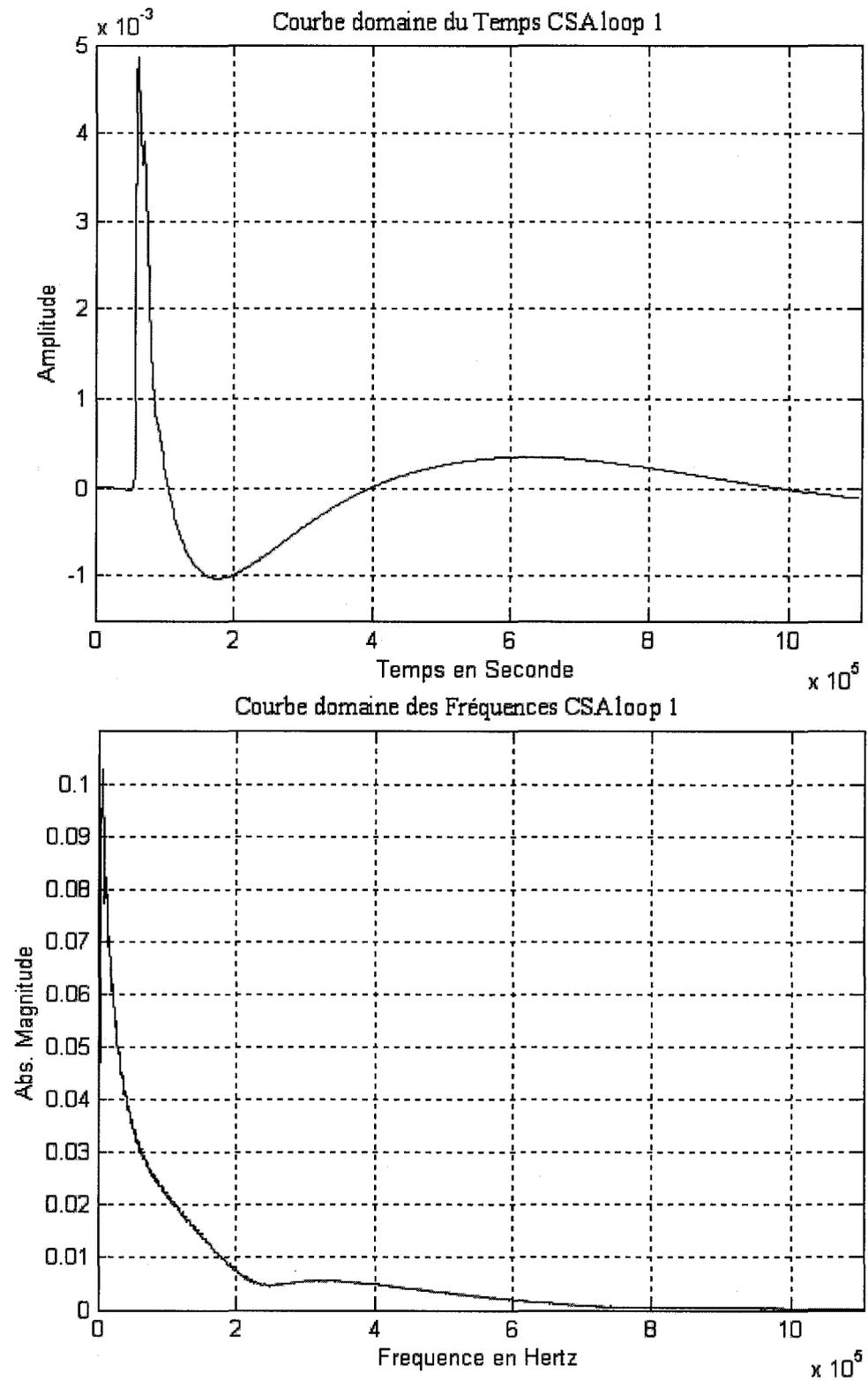


Figure A.3 : Courbes dans le domaine du temps et des fréquences de la CSAloop#1

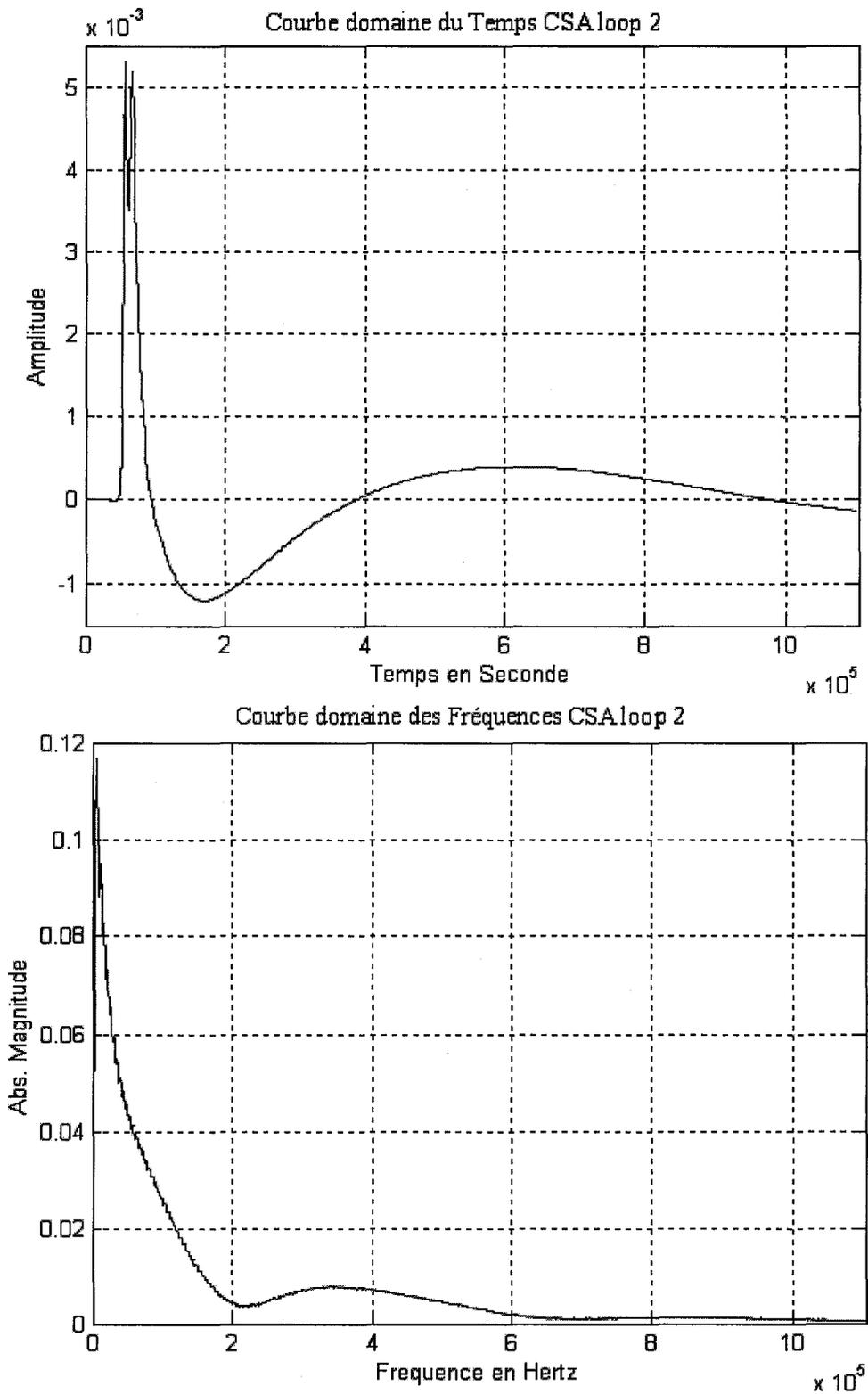


Figure A.4 : Courbes dans le domaine du temps et des fréquences de la CSAloop#2

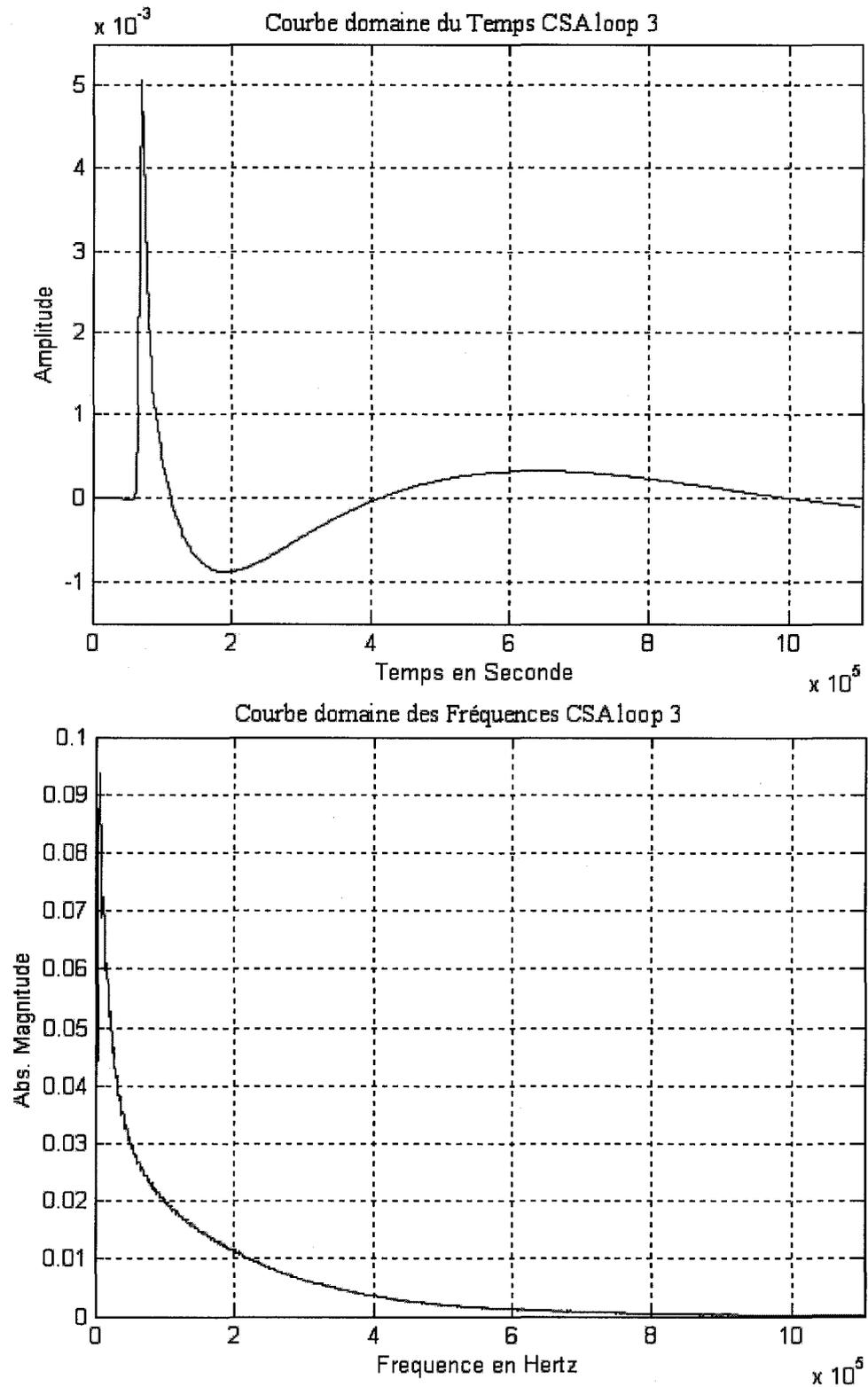


Figure A.5 : Courbes dans le domaine du temps et des fréquences de la CSAloop#3

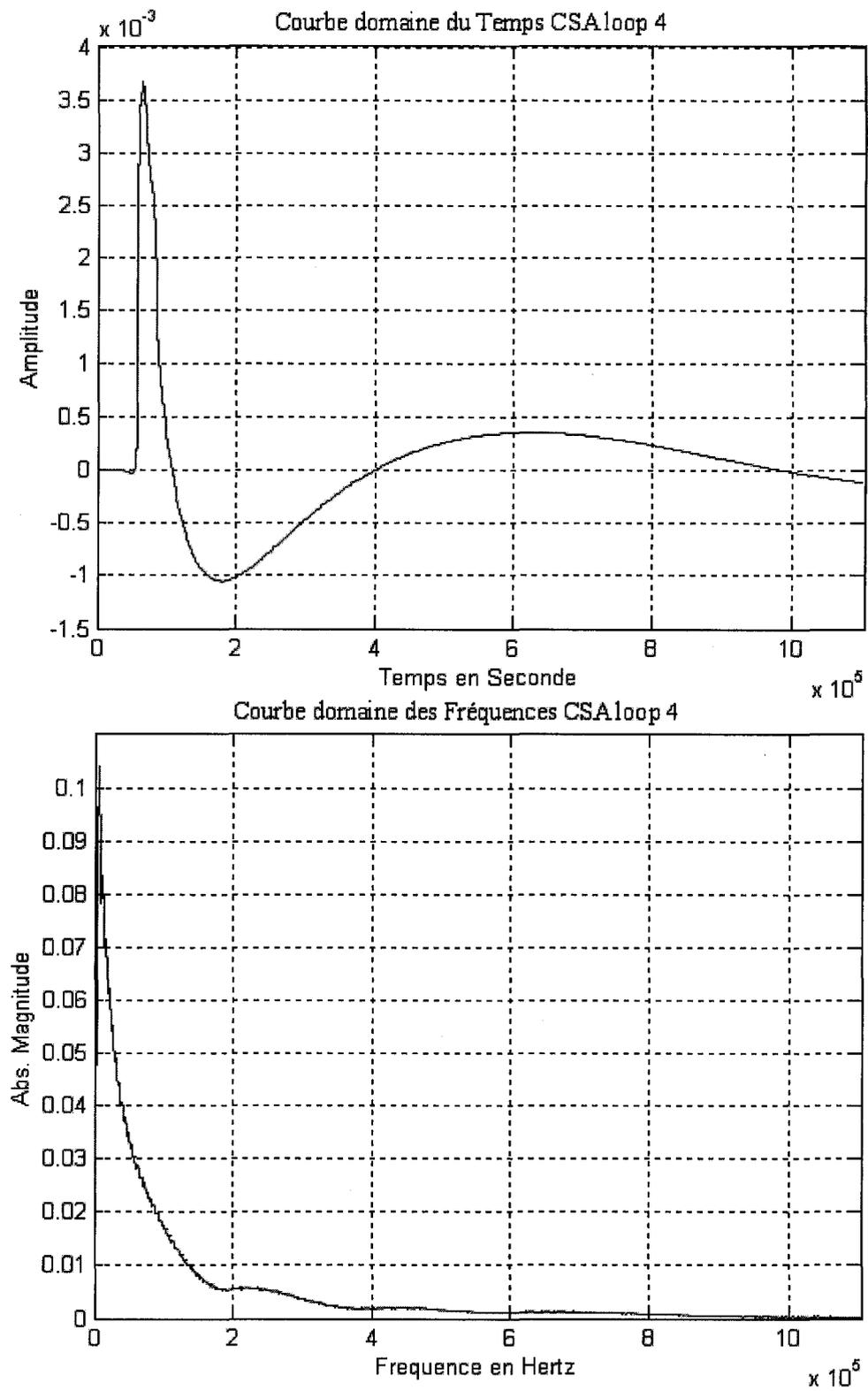


Figure A.6 : Courbes dans le domaine du temps et des fréquences de la CSAloop#4

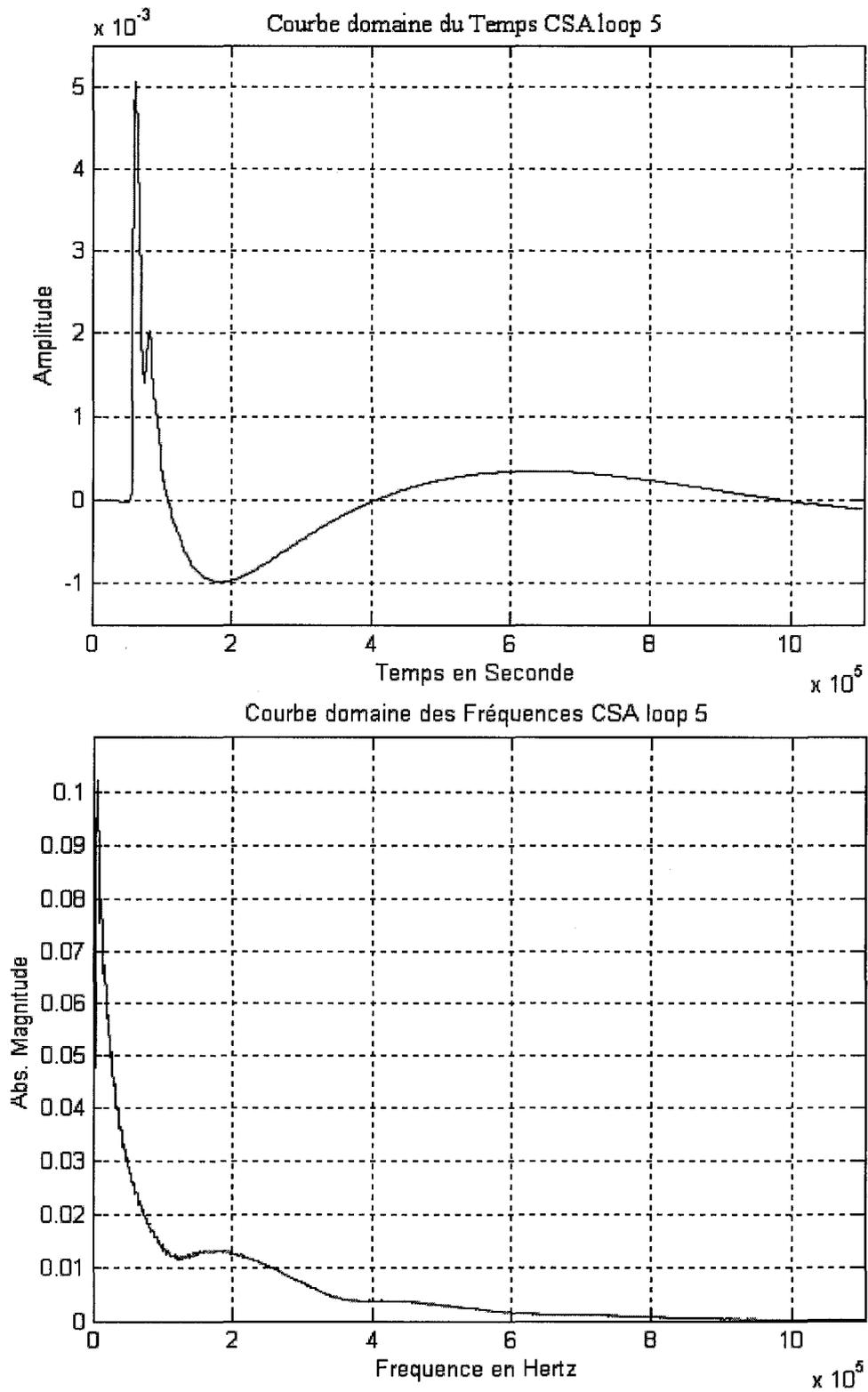


Figure A.7 : Courbes dans le domaine du temps et des fréquences de la CSAloop#5

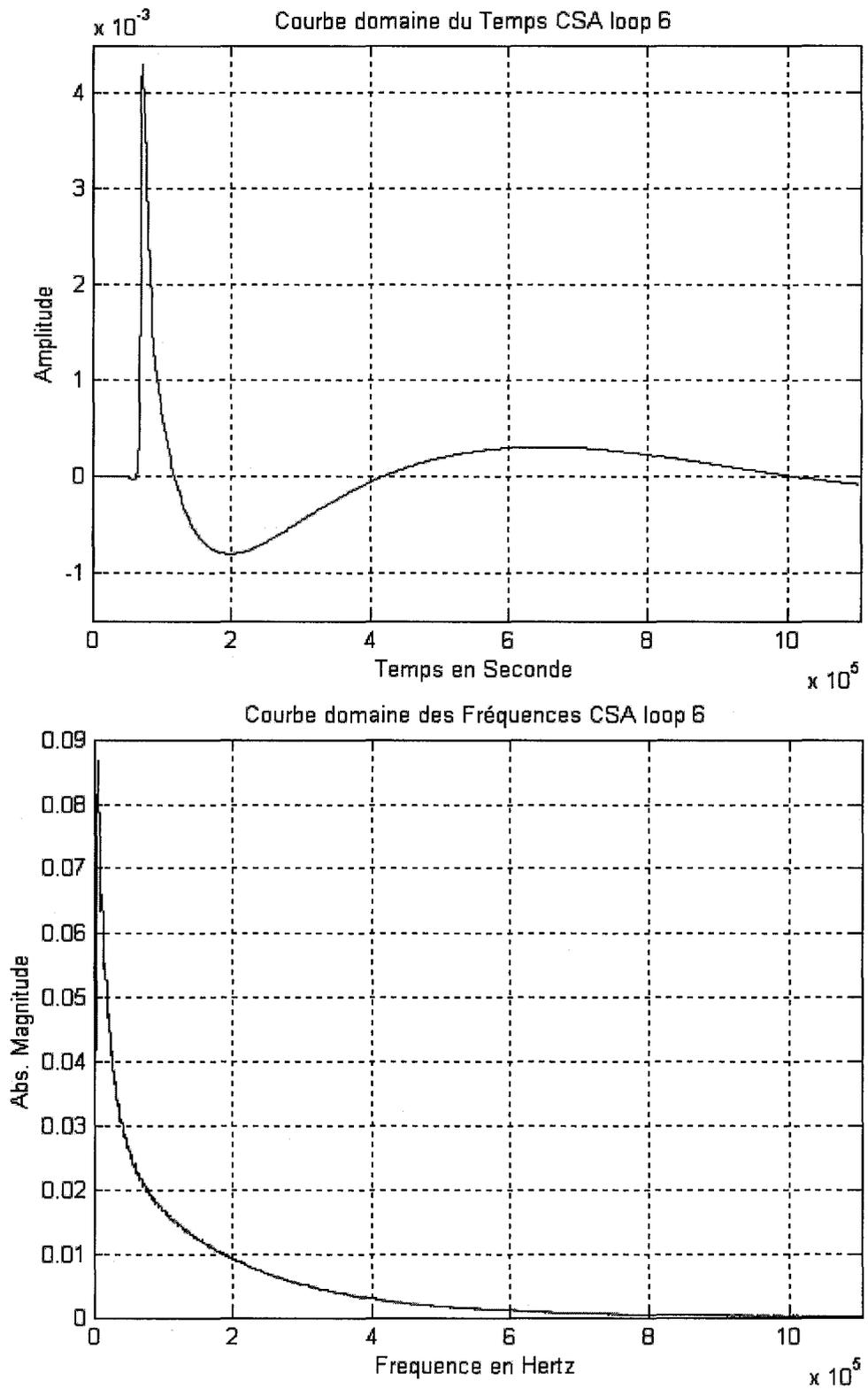


Figure A.8 : Courbes dans le domaine du temps et des fréquences de la CSAloop#6

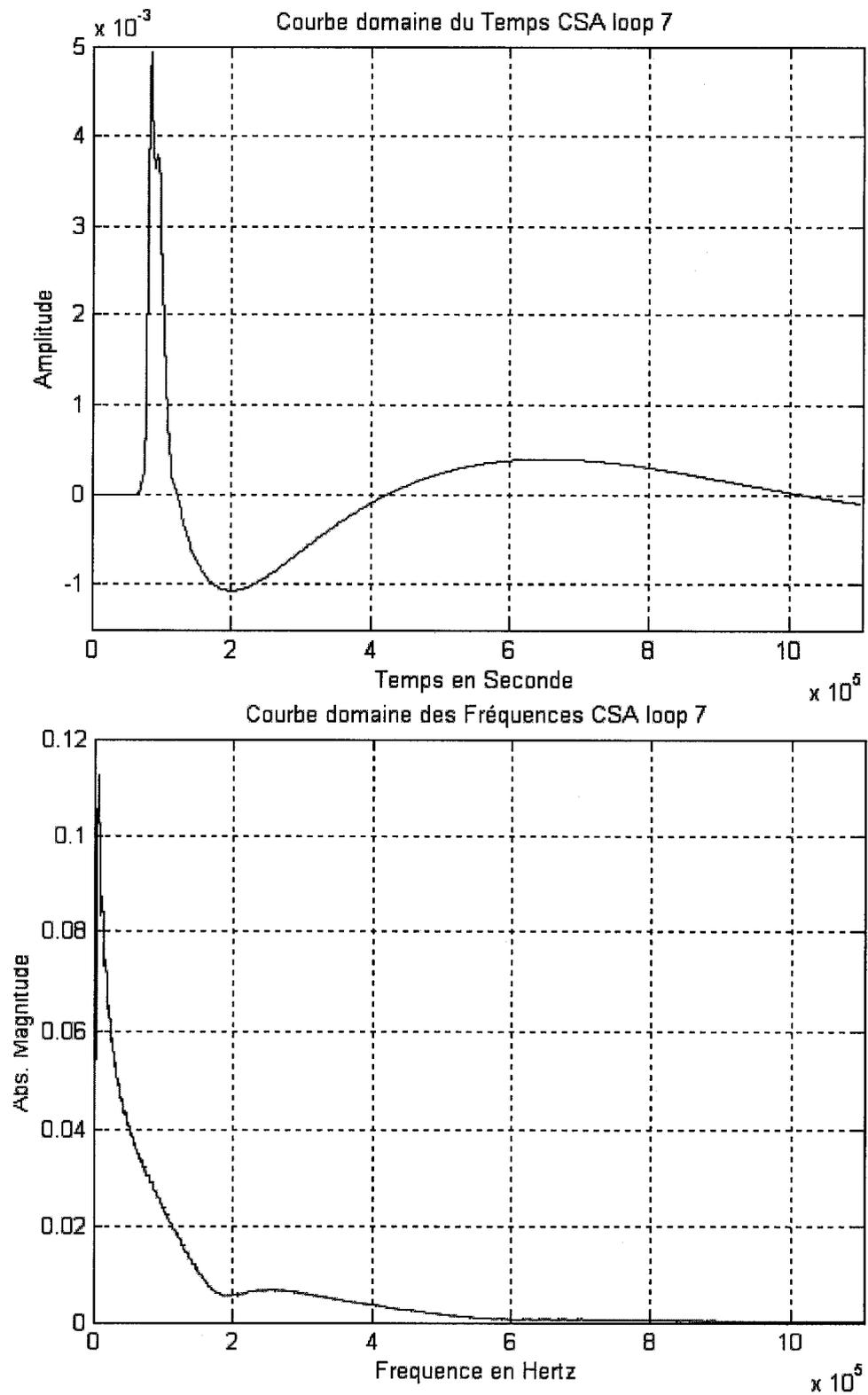


Figure A.9 : Courbes dans le domaine du temps et des fréquences de la CSAloop#7

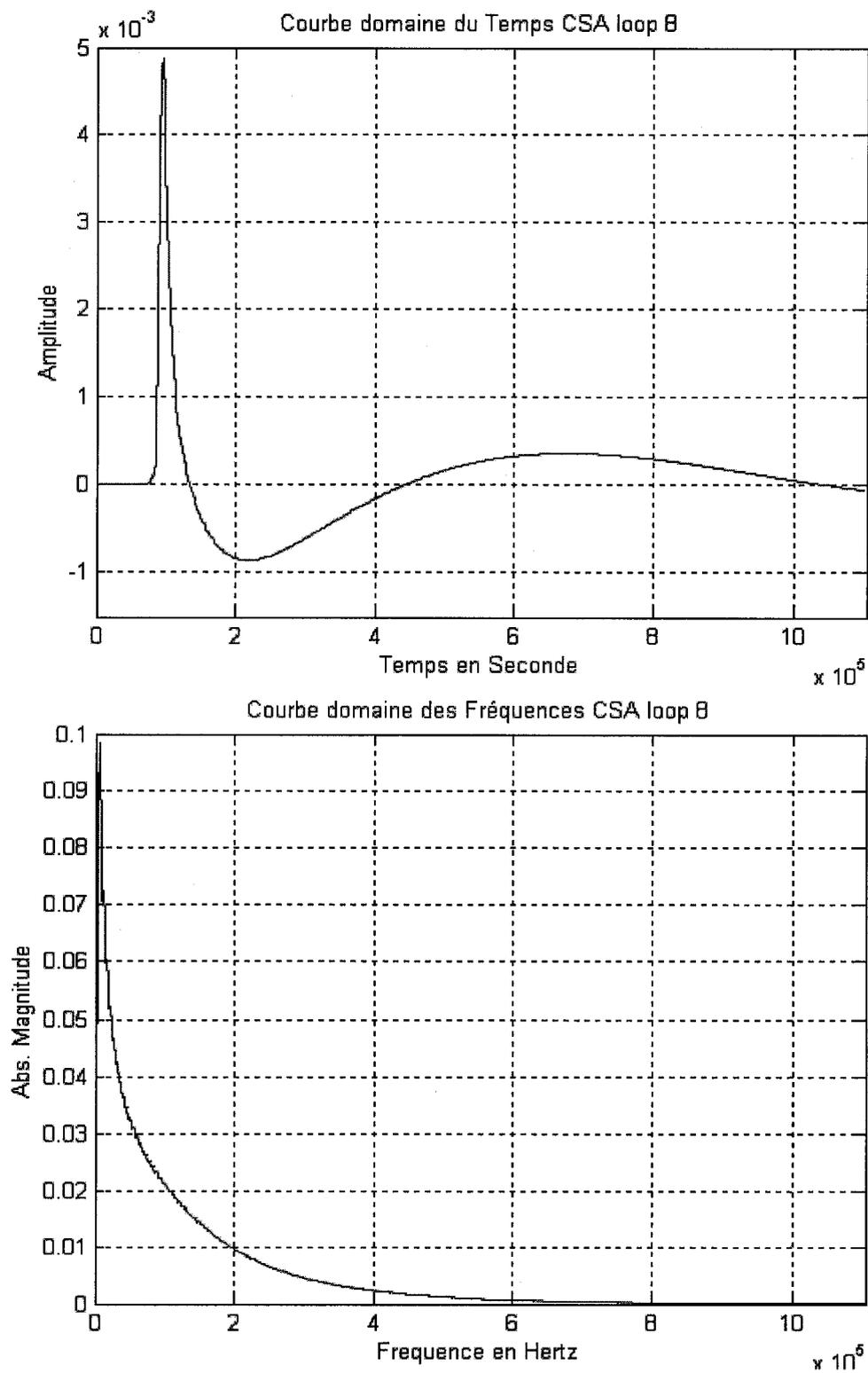


Figure A.10 : Courbes dans le domaine du temps et des fréquences de la CSAloop#8

## ***ANNEXE B***

---

Lettres du Güner Arslan [3] et [18] au sujet de l'estimateur de la  
boucle locale

---

Message d'origine-----

**De :** Güner Arslan [mailto:guner\_arslan@hotmail.com]

**Envoyé :** 4 septembre, 2003 19:22

**À :** Simon Boucher

**Objet :** Re: Chanel indentification

Dear Simon,

Thanks for your interest in my work.

In ADSL, for example, you can use the channel estimation that is done in the FFT domain to estimate the channel impulse response. The channel FFT is generally calculate to estimate the quality of each subchannel. That information in return is used in bit loading (assigning the number of bits to each subchannel). The estimation is simple; just average a large number of received symbols in the FFT domain and divide the result by the known training sequence FFT. The result is an estimate of the channel FFT which you can than IFFT to get the impulse response.

Hope this helps a little.

Güner

----- Original Message -----

**From:** Simon Boucher

**To:** guner\_arslan@hotmail.com

**Sent:** Thursday, September 04, 2003 2:46 PM

**Subject:** Chanel indentification

Dear Dr. Arslan,

I've read some articles that you wrote in collaboration with Prof. Evans about ADSL equalizers. You've worked a lot about the min-ISI TEQ which I find really interesting to work on for my master. I know you made a MatLab program about it (DMTTEQ toolbox) and a DSP implementation of the no-weighting min-ISI on a TIC620x. I've analysed your code and you use a file that represents a chanel. In a real-time embedded system, what is it used for determining chanel identification?

Thank you very much!

Greetings.

Simon Boucher

Department of Electrical and Computer Engineering

University of Quebec at Trois-Rivieres

## ***ANNEXE C***

---

Programmes de simulation par Matlab des structures

Min-ISI/3-taps & TEQ-NL/3-taps

---

## Structure Min-ISI/3-taps

```

%=====
% Programme de simulation de la structure TEQ-NL/3-taps
% Par François Nougrou
%=====
close all;
clear all;
clc;
% Chemin de fichiers
addpath(strcat(cd,'canaux'));
addpath(strcat(cd,'Fonc_inter_All'));
addpath(strcat(cd,'Fonc_min_ISI'));
warning off
%=====
% PARAMETRES
%=====
% Paramètres de génération de séquence
Nb=33;           % taille TIR
CP=32;          % taille du préfixe cyclique
Nw=16;          % taille TEQ désiré
N=512;          % taille IFFT dans la DMT
L=800;          % nombre de séquence de 512
P=6;            % nombre de sous-canaux du POTS
codingGain=4.2; % gain du codage en dB
margin=6;        % marge en dB
totalInputPower=23; % puissance du signal DMT en dBm
AWGNpower=-140;  % puissance du bruit en dBm/Hz
% Paramètres de sélection du canal
loopNum=4;       % type de canal CSA
nolin_ch=1;      % type de
% Parametres de l'égaliseur
Nw=16;           % taille TEQ désiré
Dmin=15;         % délai minimum pour test
Dmax=35;         % délai maximum pour test
%=====
% PHASE APPRENTISSAGE
%=====
%------%
%           Génération de la séquence           %
%------%
X_bpsk=[];
X_in=[];
X_in_PC=[];
x_desir_mat=[];
for i1=1:L
% Création de la séquence binaire d'entrée
x=prd(N);
%x= round(rand(1,N));
x_util=x((P*2)+1:N);
X_bpsk=[X_bpsk,x_util];
%----- Passage Série/Parallele ------%

```

```

x1=reshape(x,2,N/2);
%----- Codage QAM -----%
x3=-2*(x1 - 0.5);
x4=x3(1,:)+j*x3(2,:);
% Prise en compte des sous-canaux inutilisables
x4(:,1:P)=zeros(1,P);
x_desir=conj(x4);
x_desir_mat=[x_desir_mat,x_desir];
%----- Miroir -----%
x6=[zeros(1,1) x4(:,2:N/2) zeros(1,1) fliplr(conj(x4(:,2:N/2))) ].';
%----- FFT Inverse -----%
x7=real(1/sqrt(N)*ifft(x6));
X_in=[X_in;x7];
%----- Addition du Préfixe Cyclique -----%
x8=[x7(N+1-CP:N);x7];
%----- Passage Parallele/Série -----%
X_in_PC=[X_in_PC;x8];
end
%----- Prise en compte de la puissance-----%
% Impédance d'entrée
inputImpedance = 100; % en Ohm
% Calcul de la puissance
power=inputImpedance*0.001*10^(totalInputPower/10);
% Signal d'entrée dans le canal sans PC
Y_in=X_in*sqrt(power/cov(X_in));
% Signal d'entrée dans le canal avec PC
Y_in_PC=X_in_PC*sqrt(power/cov(X_in_PC));
% Coefficient d'amplification
Coef=sqrt(power/cov(X_in_PC));
%----- Normalisation -----%
% Apprentissage
G1=(1/abs(max(Y_in)));
Y_in_norm=(Y_in*G1);
%Fonctionnement
G1_fonc=(1/abs(max(Y_in_PC)));
Y_in_PC_norm=(Y_in_PC*G1);
G1inv_fonc=1/G1_fonc;
%-----%
%                               Passage dans le canal                               %
%-----%
nolin_ch=2;
% Choix de la non-linearite
if(nolin_ch==1)
    no_lin='1*y';
elseif (nolin_ch==2)
    no_lin='-2.5*y.^3+1.2*y.^2+(0.35)*y';
elseif (nolin_ch==3)
    no_lin='-22*y.^10-19*y.^9+57*y.^8+45*y.^7-50*y.^6-32*y.^5+14*y.^4...
                                                -0.13*y.^3+2.4*y.^2+10*y+0.012';
elseif (nolin_ch==4)
    no_lin='(20./(1+exp(-0.2.*y)))-10';
end
%Creation du canal
[h]=create_channelv2(loopNum);

```

```

%Passage dans le canal
y=filter(h,1,Y_in_norm);
%Ajout des non-linéarités
Y_canal_nolin=eval(no_lin);
%normalisation
G2=round((1/abs(max(Y_canal_nolin))))-3;
Y_canal_no_lin=G2*Y_canal_nolin;
% Ajout du bruit
[bruit,Y_chan]=Ajout_bruit2(AWGNpower,Y_canal_no_lin);
%-----%
% Adaptation du TEQ %
%-----%
barflag=0;
gamma=10^((9.8 - codingGain + margin)/10);
fs = 2.208e6;
% Estimation des spectres de puissance
[inputSpecAll, noiseSpecAll, channelGainAll]=specestim2v2(Y_in,bruit,h,N,barflag);
% Calcul des SNR pour sous-canaux et des utilisables
[subMFBall,MFBi,usedSubs,noiseSpec,channelGain,inputSpec]=calcsnrns(inputSpecAll,channelGainAll,noiseSpecAll,gamma);
% Passage dans le TEQ Min-ISI
[w1,delai,Dv] = minisi(inputSpec,noiseSpec,channelGain,h,N,Nb,Nw,Dmin,Dmax,usedSubs,barflag);
b = eps*ones(Nb,1);
%-----%
% Calcul des performances du TEQ %
%-----%
% Diminution de l'erreur
e_fin=e(length(e)-100:length(e));
Max_erreur=max(e_fin);
Min_erreur=min(e_fin);
Inter_erreur=Max_erreur-Min_erreur;
% Débit et réduction
[SSNR,SNR,bDMT_MFB,RDMT_MFB,bDMT_SNR,RDMT_SNR,SNRi,MFBi,usedSub]=perf_SNR2v2...
(w1,h,margin,codingGain,N,Nb,delai,Y_in,bruit);
pour_expl=RDMT_SNR*100/RDMT_MFB;
%=====
% PHASE FONCTIONNEMENT
%=====
%-----%
% Passage dans le canal %
%-----%
% Passage dans le canal
y=conv(h,Y_in_PC);
% Ajout des non-linéarités
Y_canal_fonc_no_lin=eval(no_lin);
% Ajout du bruit
[bruit,Y_chan_fonc]=Ajout_bruit(AWGNpower,Y_canal_fonc_no_lin);
%-----%
% Passage dans le TEQ %
%-----%
Y_eg=conv(w1,Y_chan_fonc);
% Prise en compte du délai.
Y_eg1=Y_eg(delai:length(Y_in_PC)+delai-1);
x9=Y_eg1;

```

```

%------%
%           Passage dans la DMT inverse TEQ           %
%------%
Y_out=[];
x_in_FEQ_mat=[];
Ltot=N+CP;
for j1=1:L
    if j1==1
        x11=x9(1:Ltot);
    else
        x11=x9(((Ltot)*(j1-1))+1:Ltot*j1);
    end
%----- Soustraction du préfixe cyclique-----%
    x12=[x11(CP+1:N+CP)];
    % On effectue la FFT afin de retomber en complexe
    x13_1=sqrt(N)*(fft(x12));
Soustraction du préfixe cyclique
%----- Miroir inverse -----%
    x_in_FEQ=x13_1(1:256);
    x_in_FEQ_mat=[x_in_FEQ_mat,x_in_FEQ];
end
%------%
%           Adaptation du FEQ 3-taps           %
%------%
% reconfiguration de la matrice d'entrée
x_in_FEQ_mat3=x_in_FEQ_mat./Coef;
aj_zero=zeros(1,L);
Nx_FEQ_in_mat3=[aj_zero;x_in_FEQ_mat3;aj_zero];
% Mise par 3 des lignes
Mat_trip1=[];
for o=1:256;
    Mat_trip1=[Mat_trip1;Nx_FEQ_in_mat3(o:2+o,:)];
end
% Création de la matrice de poids
mu_ini=0.01;
W_FEQ1=[0.0001 0.0001 0.0001];
w_FEQ3=[];
for j=1:256
    w_FEQ3=[w_FEQ3,W_FEQ1];
end
% Passage dans le FEQ
for u=1:256
    mu_FEQ=mu_ini;
    for k3=1:800
        x_out_FEQn3(u,1)=w_FEQ3(1,3*u-2:3*u)*Mat_trip1(3*u-2:3*u,k3);
        % Calcul de l'erreur
        e_FEQ(u,1)=x_desir_mat(u,k3)-x_out_FEQn3(u,1);
        % Différentiation des poids
        w_FEQ3(1,3*u-2) = w_FEQ3(1,3*u-2) + mu_FEQ.*e_FEQ(u,1).*conj(Mat_trip1(3*u-2,k3));
        w_FEQ3(1,3*u-1) = w_FEQ3(1,3*u-1) + mu_FEQ.*e_FEQ(u,1).*conj(Mat_trip1(3*u-1,k3));
        w_FEQ3(1,3*u) = w_FEQ3(1,3*u) + mu_FEQ.*e_FEQ(u,1).*conj(Mat_trip1(3*u,k3));
        % Pas de convergence dynamique
    end
end

```

```

mu_FEQ=e_FEQ(u,1)*e_FEQ(u,1)/(e_FEQ(u,1)*Mat_trip1(3*u-2:3*u,k3)*...
Mat_trip1(3*u-2:3*u,k3)*e_FEQ(u,1));
end
end
for j2=1:L
    for u=1:256
        x_in_QAM(u,1)=w_FEQ3(1,3*u-2:3*u)*Mat_trip1(3*u-2:3*u,j2);
        end
        x_in_QAM_util= x_in_QAM((P+1):length(x_in_QAM));
        % séparation réel et imaginaire
        x15=[real( x_in_QAM(:)),imag( x_in_QAM(:))];
        x17=reshape(x15,1,N);
        % Élimination des sous canaux non-utilisées
        x17_util=x17((P*2)+1:N);
        Y_out=[Y_out,x17_util];
    end
%-----%
%                Passage dans la décision                %
%-----%
%fprintf(1,'\n---Passage dans la décision--- \n')
    for i2=1:length(Y_out)
        if(Y_out(i2)<0)
            Y_out(i2)=1;
        else
            Y_out(i2)=0;
        end
    end
end
%-----%
%                Calcul du BER                %
%-----%
    Bit_erreur=X_bpsk-Y_out;
    find_erreur=find(Bit_erreur~=0);
    BER=length(find_erreur)/length(X_bpsk);
    NombreBitErreur=round(BER*length(Y_in));
%=====
% RESULTATS DE SIMULATION
%=====
    fprintf(1,'\n===Parametres===== \n');
    fprintf(1,'-- canal CSA = %g -- nolin = %g -- \n',loopNum,nolin_ch);
    fprintf(1,'===Résultats===== \n');
    fprintf(1,'-- SSNR = %g dB \n',SSNR);
    fprintf(1,'-- RDMT_MFB = %g Mbps \n',RDMT_MFB/(1*10^6));
    fprintf(1,'-- RDMT_SNR = %g Mbps \n',RDMT_SNR/(1*10^6));
    fprintf(1,'-- %s Exploitation = %g%s \n','% ',RDMT_SNR*100/RDMT_MFB,'%');
    fprintf(1,'-- BER avec 3-taps= %g \n',BER);
    fprintf(1,'-- Nombre de bit erreur = %g \n', NombreBitErreur);
%=====

```

## Structure TEQ-NL/3-taps

```

%=====
% Programme de simulation de la structure TEQ-NL/3-taps
% Par François Nougrou
%=====
close all;
clear all;
addpath(strcat(cd,'\canaux'));
addpath(strcat(cd,'\Fonc_inter_All'));
addpath(strcat(cd,'\Fonc_TEQ-NL'));
%=====
% PARAMETRES
%=====
% Paramètres de génération de séquence
Nb=33;
CP=32;
N=512;
L=800;
P=6;
codingGain=4.2;
margin=6;
totalInputPower=23;
AWGNpower=-140;
% Paramètres de sélection du canal
loopNum=4;
%=====
% PHASE APPRENTISSAGE
%=====
%------%
%          Génération de la séquence          %
%------%
X_bpsk=[];
X_in=[];
X_in_PC=[];
x_desir_mat=[];
for il=1:L
% Création de la séquence binaire d'entrée
x=prd(N);
%x= round(rand(1,N));
x_util=x((P*2)+1:N);
X_bpsk=[X_bpsk,x_util];
%----- Passage Série/Parallele ------%
x1=reshape(x,2,N/2);
%----- Codage QAM ------%
x3=-2*(x1 - 0.5);
x4=x3(1,:)+j*x3(2,:);
% Prise en compte des sous-canaux inutilisables
x4(:,1:P)=zeros(1,P);
x_desir=conj(x4)';
x_desir_mat=[x_desir_mat,x_desir];
%----- Miroir ------%

```

```

x6=[zeros(1,1) x4(:,2:N/2) zeros(1,1) fliplr(conj(x4(:,2:N/2))) ]';
%----- FFT Inverse -----%
x7=real(1/sqrt(N)*ifft(x6));
X_in=[X_in;x7];
%----- Addition du Préfixe Cyclique -----%
x8=[x7(N+1-CP:N);x7];
%----- Passage Parallele/Série -----%
X_in_PC=[X_in_PC;x8];
end
%----- Prise en compte de la puissance-----%
% Impédance d'entrée
inputImpedance = 100; % en Ohm
% Calcul de la puissance
power=inputImpedance*0.001*10^(totalInputPower/10);
% Signal d'entrée dans le canal sans PC
Y_in=X_in*sqrt(power/cov(X_in));
% Signal d'entrée dans le canal avec PC
Y_in_PC=X_in_PC*sqrt(power/cov(X_in_PC));
% Coefficient d'amplification
Coef=sqrt(power/cov(X_in_PC));
%----- Normalisation -----%
% Apprentissage
G1=(1/abs(max(Y_in)));
Y_in_norm=(Y_in*G1);
%Fonctionnement
G1_fonc=(1/abs(max(Y_in_PC)));
Y_in_PC_norm=(Y_in_PC*G1);
G1inv_fonc=1/G1_fonc;
%-----%
%                               Passage dans le canal                               %
%-----%
nolin_ch=1;
% Choix de la non-linearite
if(nolin_ch==1)
    no_lin='1*y';
    elseif (nolin_ch==2)
    no_lin='-2.5*y.^3+1.2*y.^2+(0.35)*y';
    elseif (nolin_ch==3)
    no_lin='-22*y.^10-19*y.^9+57*y.^8+45*y.^7-50*y.^6-32*y.^5+14*y.^4...
        -0.13*y.^3+2.4*y.^2+10*y+0.012';
    elseif (nolin_ch==4)
    no_lin=(20./(1+exp(-0.2.*y)))-10';
end
%Creation du canal
[h]=create_channelv2(loopNum);
%Passage dans le canal
y=filter(h,1,Y_in_norm);
%Ajout des non-linéarités
Y_canal_nolin=eval(no_lin);
%normalisation
G2=round((1/abs(max(Y_canal_nolin))))-3;
Y_canal_no_lin=G2*Y_canal_nolin;
% Ajout du bruit
[bruit,Y_chan]=Ajout_bruit2(AWGNpower,Y_canal_no_lin);

```

```

%-----%
%                               %
%                               %
%-----%
% Paramètres de l'égaliseur
delai=26;
mu_TEQ_RNA=0.7;
mu_TIR_RNA=0.05;
Nw=12;
nb_NN=40;
% Égalisation
nbiter=length(Y_in);
q=0.01*randn(nb_NN,1);
w_narx=[];
b=zeros(Nb,1);
b(1)=1;
b=b/norm(b);
%sans Bias
w=[0*ones(nb_NN,Nw)];
[e,xe_TEQ,xe_TIR]=NL_DSL_r(Y_in_norm,Y_chan,mu_TEQ_RNA,...
                               mu_TIR_RNA,w,q,w_narx,b,nbiter,delai);
    w1=w'*q;
%-----%
%                               %
%                               %
%-----%
% Diminution de l'erreur
e_fin=e(length(e)-100:length(e));
Max_erreur=max(e_fin);
Min_erreur=min(e_fin);
Inter_erreur=Max_erreur-Min_erreur;
% Débit et réduction
[SSNR,SNR,bDMT_MFB,RDMT_MFB,bDMT_SNR,RDMT_SNR,SNRi,MFBi,usedSub]=perf_SNR2v2...
    (w1,h,margin,codingGain,N,Nb,delai,Y_in,bruit);
%=====
% PHASE FONCTIONNEMENT
%=====
%-----%
%                               %
%                               %
%-----%
% Passage dans le canal
% Passage dans le canal
y=conv(h,Y_in_PC_norm);
% Ajout des non-linéarités
Y_canal_nolin=eval(no_lin);
% normalisation
G2=round((1/abs(max(Y_canal_nolin))))-3;
Y_canal_fonc_no_lin=G2*Y_canal_nolin;
% Ajout du bruit
[bruit,Y_chan_fonc]=Ajout_bruit2(AWGNpower,Y_canal_fonc_no_lin);
%-----%
%                               %
%                               %
%-----%
% Passage dans le TEQ
% Passage dans le TEQ
Y_in_PC2=zeros(length(Y_chan_fonc),1);
Y_in_PC2(1:length(Y_in_PC_norm),1)=Y_in_PC_norm;
[e1,Y_eg,xe_TIR]=NL_DSL_r(Y_in_PC2,Y_chan_fonc,0,0,w,q,w_narx,b,0,delai);

```

```

% Prise en compte du délai.
Y_eg1=Y_eg(delai:length(Y_in_PC_norm)+delai-1)* G1inv_fonc;
x9=Y_eg1;
%------%
%           Passage dans la DMT inverse TEQ           %
%------%
Y_out=[];
x_in_FEQ_mat=[];
Ltot=N+CP;
for j1=1:L
    if j1==1
        x11=x9(1:Ltot);
    else
        x11=x9(((Ltot)*(j1-1))+1:Ltot*j1);
    end
%----- Soustraction du préfixe cyclique-----%
    x12=[x11(CP+1:N+CP)];
    % On effectue la FFT afin de retomber en complexe
    x13_1=sqrt(N)*(fft(x12));
Soustraction du préfixe cyclique
%----- Miroir inverse ------%
    x_in_FEQ=x13_1(1:256);
    x_in_FEQ_mat=[x_in_FEQ_mat,x_in_FEQ];
end
%------%
%           Adaptation du FEQ 3-taps           %
%------%
% reconfiguration de la matrice d'entrée
x_in_FEQ_mat3=x_in_FEQ_mat./Coef;
aj_zero=zeros(1,L);
Nx_FEQ_in_mat3=[aj_zero;x_in_FEQ_mat3;aj_zero];
% Mise par 3 des lignes
Mat_trip1=[];
for o=1:256;
    Mat_trip1=[Mat_trip1;Nx_FEQ_in_mat3(o:2+o,:)];
end
% Création de la matrice de poids
mu_ini=0.01;
W_FEQ1=[0.0001 0.0001 0.0001];
w_FEQ3=[];
for j=1:256
    w_FEQ3=[w_FEQ3,W_FEQ1];
end
% Passage dans le FEQ
for u=1:256
    mu_FEQ=mu_ini;
    for k3=1:800
        x_out_FEQn3(u,1)=w_FEQ3(1,3*u-2:3*u)*Mat_trip1(3*u-2:3*u,k3);
        % Calcul de l'erreur
        e_FEQ(u,1)=x_desir_mat(u,k3)-x_out_FEQn3(u,1);
        % Différentiation des poids
        w_FEQ3(1,3*u-2) = w_FEQ3(1,3*u-2) + mu_FEQ.*e_FEQ(u,1).*conj(Mat_trip1(3*u-2,k3));
        w_FEQ3(1,3*u-1) = w_FEQ3(1,3*u-1) + mu_FEQ.*e_FEQ(u,1).*conj(Mat_trip1(3*u-1,k3));
        w_FEQ3(1,3*u) = w_FEQ3(1,3*u) + mu_FEQ.*e_FEQ(u,1).*conj(Mat_trip1(3*u,k3));
    end
end

```

```

% Pas de convergence dynamique
mu_FEQ=e_FEQ(u,1)*e_FEQ(u,1)/(e_FEQ(u,1)*Mat_trip1(3*u-2:3*u,k3)*...
Mat_trip1(3*u-2:3*u,k3)*e_FEQ(u,1));
end
end
for j2=1:L
    for u=1:256
        x_in_QAM(u,1)=w_FEQ3(1,3*u-2:3*u)*Mat_trip1(3*u-2:3*u,j2);
        end
        x_in_QAM_util= x_in_QAM((P+1):length(x_in_QAM));
        % séparation réel et imaginaire
        x15=[real(x_in_QAM(:)),imag(x_in_QAM(:))];
        x17=reshape(x15,1,N);
        % Élimination des sous canaux non-utilisées
        x17_util=x17((P*2)+1:N);
        Y_out=[Y_out,x17_util];
    end
end
%-----%
%                               Passage dans la décision                               %
%-----%
%fprintf(1,'\n---Passage dans la décision--- \n')
for i2=1:length(Y_out)
    if(Y_out(i2)<0)
        Y_out(i2)=1;
    else
        Y_out(i2)=0;
    end
end
end
%-----%
%                               Calcul du BER                               %
%-----%
Bit_erreur=X_bpsk-Y_out;
find_erreur=find(Bit_erreur~=0);
BER=length(find_erreur)/length(X_bpsk);
NombreBitErreur=round(BER*length(Y_in));
%=====
% RESULTATS DE SIMULATION
%=====
fprintf(1,'\n===Parametres===== \n');
fprintf(1,'-- canal CSA = %g -- nolin = %g -- \n',loopNum,nolin_ch);
fprintf(1,'-- Pas du TEQ = %g \n',mu_TEQ_RNA);
fprintf(1,'-- Pas du TIR = %g \n',mu_TIR_RNA);
fprintf(1,'-- Nombre de neurone cachée = %g \n', nb_NN);
fprintf(1,'-- Nombre de poids = %g \n',Nw);
fprintf(1,'-- Gain = %g \n',G2);
fprintf(1,'===Résultats===== \n');
fprintf(1,'-- Intervalle Erreur = %g \n',Inter_erreur);
fprintf(1,'-- SSNR = %g dB \n',SSNR);
fprintf(1,'-- RDMT_MFB = %g Mbps \n',RDMT_MFB/(1*10^6));
fprintf(1,'-- RDMT_SNR = %g Mbps \n',RDMT_SNR/(1*10^6));
fprintf(1,'-- %s Exploitation = %g %s \n','% ',RDMT_SNR*100/RDMT_MFB,'%');
fprintf(1,'-- BER = %g \n',BER);
fprintf(1,'-- Nombre de bit erreur = %g \n',NombreBitErreur);
%=====

```

## ***ANNEXE D***

---

Programmes C des méthodes TEQ-L et TEQ-NL

---

## Programme C de TEQ-L

```

/*=====
Programme pour TEQ-L
François Nougarou & Adel-Omar Dahmane
=====*/

#include <math.h>
#include "mex.h"

void lms_r(double *e,double *xe_TEQ,double *xe_TIR,double *Y_in,double *Y_chan,
           double *mu_TEQ,double *mu_TIR,double *w,double *b,int nb_iter,int Dc,
           int nbdata,int Nw,int Nb)
{
    int          i,j,ib;
    double       norme_b;

    for(i=100;i<nbdata;i++)
    {
        *(xe_TEQ+i)=0.0;
        *(xe_TIR+i)=0.0;

        if (i<Nw)
        {
            for (j=0;j<=i;j++)
            {
                *(xe_TEQ+i)+=*(w+j)*(*(Y_chan+(i-j)));
            }
        }
        else
        {
            for (j=0;j<Nw;j++)
            {
                *(xe_TEQ+i)+=*(w+j)*(*(Y_chan+(i-j)));
            }
        }

        ib=i-Dc;

        if ((ib<Nb)&(ib>=0))
        {
            for (j=0;j<ib;j++)
            {
                *(xe_TIR+i)+=*(b+j)*(*(Y_in+(ib-j)));
            }
        }
        else
    }
}

```

```

{
    if (ib>=Nb)
    {
        for (j=0;j<Nb;j++)
        {
            *(xe_TIR+i)+=*(b+j)*(*(Y_in+(ib-j)));
        }
    }
}

if (i<nb_iter)
{
    if (ib>=0)
    {
        *(e+i)=*(xe_TIR+i) - *(xe_TEQ+i);
    }
    else
    {
        *(e+i)=0; /**(xe_TEQ+i);
    }
    if (i<Nw)
    {
        for (j=0;j<=i;j++)
        {
            *(w+j)+=*mu_TEQ*(*(e+i)*(*(Y_chan+(i-j))));
        }
    }
    else
    {
        for (j=0;j<Nw;j++)
        {
            *(w+j)+=*mu_TEQ*(*(e+i)*(*(Y_chan+(i-j))));
        }
    }
    norme_b=0.0;

    if ((ib<Nb)&(ib>=0))
    {
        for (j=0;j<ib;j++)
        {
            *(b+j)-=*mu_TIR*(*(e+i)*(*(Y_in+(ib-j))));
        }
    }
    else
    {
        if (ib>=Nb)
        {
            for (j=0;j<Nb;j++)
            {
                *(b+j)-=*mu_TIR*(*(e+i)*(*(Y_in+(ib-j))));
            }
        }
    }
}

```



## Programme C de TEQ-NL

```

/*=====
Programme pour TEQ-NL
François Nougarou & Adel-Omar Dahmane
=====*/

#include <math.h>
#include "mex.h"

void activation (
                double *xo,
                double *yo,
                int     M
                );

void dactivation (
                double *xo,
                double *yo,
                int     M
                );

void NL_lms_r(double *e,double *xe_TEQ,double *xe_TIR,double *Y_in,double *Y_chan,
             double *mu_TEQ,double *mu_TIR,double *w,double *q,double *w_narx,double
             *b,int nb_iter,int Dc,
             int nbdata,int Nw,int nb_ncc,int nb_dfe,int Nb)
{
    int     i,j,k,ib,indice;
    double  *xk_tild,*xk,*d_xk_tild,norme_b;
    xk_tild=(double *)malloc(nb_ncc*sizeof(double));
    xk=(double *)malloc(nb_ncc*sizeof(double));
    d_xk_tild=(double *)malloc(nb_ncc*sizeof(double));

    for(i=100;i<nbdata;i++)
    {
        *(xe_TEQ+i)=0.0;
        *(xe_TIR+i)=0.0;

        for (j=0;j<nb_ncc;j++)
        {
            *(xk_tild+j)=0.0;
        }
        if (i<Nw)
        {
            for(k=0;k<nb_ncc;k++)
            {
                for(j=0;j<=i;j++)
                {
                    indice=k+nb_ncc*j;
                    *(xk_tild+k)+=*(w+indice)*(*(Y_chan+(i-j)));
                }
            }
        }
        else
        {
            for(k=0;k<nb_ncc;k++)

```

```

    {
        for(j=0;j<Nw;j++)
        {
            indice=k+nb_ncc*j;
            *(xk_tild+k)+=(w+indice)*(*(Y_chan+(i-j)));
        }
    }
    for(k=0;k<nb_ncc;k++)
        for(j=0;j<nb_dfe;j++)
        {
            indice=k+j*nb_ncc;
            *(xk_tild+k)+=(w_narx+indice)*(*(xe_TEQ+(i-1-j)));
        }
    }
activation(xk_tild,xk,nb_ncc);
dactivation(xk_tild,d_xk_tild,nb_ncc);
*(xe_TEQ+i)=0.0;
for(k=0;k<nb_ncc;k++)
{
    *(xe_TEQ+i)+=(q+k)*(*(xk+k));
}
ib=i-Dc;

if ((ib<Nb)&(ib>=0))
{
    for (j=0;j<ib;j++)
    {
        *(xe_TIR+i)+=(b+j)*(*(Y_in+(ib-j)));
    }
}
else
{
    if (ib>=Nb)
    {
        for (j=0;j<Nb;j++)
        {
            *(xe_TIR+i)+=(b+j)*(*(Y_in+(ib-j)));
        }
    }
}
if (i<nb_iter)
{
    if (ib>=0)
    {
        *(e+i)=*(xe_TIR+i) - *(xe_TEQ+i);
    }
    else
    {
        *(e+i)=0;//*(xe_TEQ+i);
    }
}

```

```

if (i<Nw)
{
    for(j=0;j<=i;j++)
    {
        for(k=0;k<nb_ncc;k++)
        {
            indice=k+nb_ncc*j;

*(w+indice)+>(*mu_TEQ)*(*(e+i))*(*(q+k))*(*(d_xk_tild+k))*(*(Y_chan+(i-j)));
        }
    }

    for(j=0;j<nb_dfe;j++)
    {
        for(k=0;k<nb_ncc;k++)
        {
            indice=k+nb_ncc*j;

*(w_narx+indice)+>(*mu_TEQ)*(*(e+i))*(*(q+k))*(*(d_xk_tild+k))*(*(xe_TEQ+(i-1-j)));
        }
    }

    /* Mise à jour des poids qk */

    for(k=0;k<nb_ncc;k++)
    {
        *(q+k)+>(*mu_TEQ)*(*(e+i))*(*(xk+k));
    }
}
else
{
    for(j=0;j<Nw;j++)
    {
        for(k=0;k<nb_ncc;k++)
        {
            indice=k+nb_ncc*j;

*(w+indice)+>(*mu_TEQ)*(*(e+i))*(*(q+k))*(*(d_xk_tild+k))*(*(Y_chan+(i-j)));
        }
    }

    for(j=0;j<nb_dfe;j++)
    {
        for(k=0;k<nb_ncc;k++)
        {
            indice=k+nb_ncc*j;

*(w_narx+indice)+>(*mu_TEQ)*(*(e+i))*(*(q+k))*(*(d_xk_tild+k))*(*(xe_TEQ+(i-1-j)));
        }
    }

    /* Mise à jour des poids qk */

    for(k=0;k<nb_ncc;k++)

```

```

        {
            *(q+k)+=(*mu_TEQ)*(*(e+i))*(*(xk+k));
        }

    }
    norme_b=0.0;
    if ((ib<Nb)&(ib>=0))
    {
        for (j=0;j<ib;j++)
        {
            *(b+j)-=*mu_TIR*(*(e+i))*(*(Y_in+(ib-j)));
        }
    }
    else
    {
        if (ib>=Nb)
        {
            for (j=0;j<Nb;j++)
            {
                *(b+j)-=*mu_TIR*(*(e+i))*(*(Y_in+(ib-j)));
                norme_b+=(b+j) * *(b+j);
            }
            for (j=0;j<Nb;j++)
            {
                *(b+j)=*(b+j)/sqrt(norme_b);
            }
        }
    }
}

free(xk_tild);
free(xk);
free(d_xk_tild);
}

void mexFunction( int nlhs, mxArray *plhs[],
                  int nrhs, const mxArray *prhs[] )
{
    /*Initialisation of the variables*/

    double *e,*xe_TEQ,*xe_TIR;
    int nbdata,Nw,nb_ncc,nb_dfe,Nb,nb_iter,Dc;
    double *Y_in,*Y_chan,*mu_TEQ,*mu_TIR,*w,*q,*w_narx,*b,*nbiter,*D;

    /* Check for proper number of arguments */

    if ((nrhs != 10) )
        mexErrMsgTxt("Wrong number of input arguments");
    else if (nlhs != 3)

```

```

        mexErrMsgTxt("Wrong number of output arguments");
/*Get Matrices dimensions*/

nbdata=mxGetM(prhs[0]);

Nw=mxGetN(prhs[4]);
nb_ncc=mxGetM(prhs[4]);
nb_dfe=mxGetN(prhs[6]);
Nb=mxGetM(prhs[7]);
/* Create matrices for the return arguments */
plhs[0] = mxCreateDoubleMatrix(nbdata,1,mxREAL);
plhs[1] = mxCreateDoubleMatrix(nbdata,1,mxREAL);
plhs[2] = mxCreateDoubleMatrix(nbdata,1,mxREAL);
/* Assign pointers to the various parameters */
e      = mxGetPr(plhs[0]);
xe_TEQ = mxGetPr(plhs[1]);
xe_TIR = mxGetPr(plhs[2]);

Y_in = mxGetPr(prhs[0]);
Y_chan = mxGetPr(prhs[1]);
mu_TEQ = mxGetPr(prhs[2]);
mu_TIR = mxGetPr(prhs[3]);
w = mxGetPr(prhs[4]);
q = mxGetPr(prhs[5]);
w_narx = mxGetPr(prhs[6]);
b = mxGetPr(prhs[7]);
nbiter = mxGetPr(prhs[8]);
D = mxGetPr(prhs[9]);
nb_iter=*nbiter * 1.0;
Dc=*D * 1.0;
/* Do the actual computations in a subroutine */
NL_lms_r(e,xe_TEQ,xe_TIR,Y_in,Y_chan,mu_TEQ,mu_TIR,w,q,w_narx,b,nb_iter,Dc,nbdata,Nw,n
b_ncc,nb_dfe,Nb);
}
void activation (
                                double *xo,
                                double *yo,
                                int      M
                                )

{
    int k;
    for (k=0; k<M; k++)
        *(yo+k)=tanh((*xo+k));
}
void dactivation (
                                double *xo,
                                double *yo,
                                int      M
                                )

{
    int k;
    for (k=0; k<M; k++)
        *(yo+k)=1-(tanh((*xo+k))*tanh((*xo+k)));
}

```