



HAL
open science

Techniques de pré-distorsion numérique pour l'optimisation des réseaux d'accès optiques

Mohamad Younes

► **To cite this version:**

Mohamad Younes. Techniques de pré-distorsion numérique pour l'optimisation des réseaux d'accès optiques. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2019. Français. NNT : 2019BRES0044 . tel-02951487

HAL Id: tel-02951487

<https://theses.hal.science/tel-02951487>

Submitted on 28 Sep 2020

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THESE DE DOCTORAT DE

L'UNIVERSITE DE BRETAGNE OCCIDENTALE
COMUE UNIVERSITE BRETAGNE LOIRE

ECOLE DOCTORALE N° 601
*Mathématiques et Sciences et Technologies
de l'Information et de la Communication*
Spécialité : *Télécommunications*

Par

Mohamad YOUNES

Techniques de pré-distorsion numérique pour l'optimisation des réseaux d'accès optiques.

Thèse présentée et soutenue à Brest, le 13/09/2019
Unités de recherche : Lab-STICC, CNRS UMR 6285

Rapporteurs avant soutenance :

Mme Geneviève BAUDOIN, Professeure, ESIEE Paris, Noisy-Le-Grand
M. Yann FRIGNAC, Professeur, Télécom SudParis, Evry

Composition du Jury :

Président : Mme Anne JULIEN-VERGONJANNE, Professeure, ENSIL-ENSCI - Limoges

Rapporteurs : Mme Geneviève BAUDOIN, Professeure, ESIEE Paris, Noisy-Le-Grand
M. Yann FRIGNAC, Professeur, Télécom SudParis, Evry

Examinateur : M. Iyad DAYOUB, Professeur, Université Polytechnique Hauts-de-France, Valenciennes

Directeur de thèse : M. Noël TANGUY, Professeur, Université de Bretagne Occidentale, Brest
Co-Directeur : M. Stéphane AZOU, Professeur, École Nationale d'Ingénieurs de Brest, Plouzané

Encadrants de thèse (invités) :

M. Mihai TELESU, Maître de Conférences, Université de Bretagne Occidentale, Brest
M. Pascal MOREL, Maître de Conférences, École Nationale d'Ingénieurs de Brest, Plouzané

Remerciements

Entreprendre cette thèse de doctorat a été une expérience qui a vraiment changé ma vie, c'est le fruit des efforts et du soutien que j'ai reçus de nombreuses personnes à qui je suis extrêmement reconnaissant. Tout d'abord, je remercie mes directeurs de thèse, Messieurs Noël TANGUY (Professeur des universités à l'UBO) et Stéphane AZOU (Professeur des universités à l'ENIB), de m'avoir soutenu chaleureusement quand j'ai eu le plus besoin tout au long de ce travail de thèse. Je suis très reconnaissant pour leurs conseils scientifiques, leurs connaissances et leurs nombreuses suggestions perspicaces. Merci beaucoup pour votre soutien chaleureux, surtout dans les moments où j'en avais le plus besoin. Je remercie également mes co-encadrants de ce travail de thèse, Messieurs Mihai TELESCU (Maître de conférences à l'ENIB) et Pascal MOREL (Maître de conférences à l'ENIB). Je vous suis sincèrement reconnaissant pour votre contribution à la réalisation de cette thèse ainsi que pour vos conseils et vos commentaires constants qui ont été d'une grande aide. J'ai tellement appris avec vous. Ce fut un privilège de travailler avec vous tous.

Je tiens également à remercier parmi les membres du jury, les professeurs Mme Geneviève BAUDOIN (Professeur des universités à ESIEE) et Mr. Yann FRIGNAC (Professeur des universités à Télécom SudParis) d'avoir accepté d'être mes deux rapporteurs. Je remercie sincèrement Mme Anne JULIEN-VERGONJANNE (Professeur des universités à ENSIL-ENSCI), présidente du jury, et Mr. Iyad DAYOUB (Professeur des universités à l'Université Polytechnique Hauts-de-France) pour avoir accepté d'examiner ce travail. Cette thèse n'aurait pu être soutenue sans vous. Merci également pour vos conseils de carrière utiles et vos suggestions en général.

Je remercie tous les membres actuels de l'équipe DIM du Lab-STICC à l'ENIB : Kamal, Ammar, André, Laura, Vincent, Thierry, Mikael et Véronique. Je remercie également les personnes qui font partie de l'équipe PIM du Lab-STICC à l'UBO, notamment Marc, André, Gérard, Azar, Bernadette, Ludovic... Je remercie également les membres du groupe DET à l'école polytechnique de Turin et tout particulièrement Mr. Igor STIEVANO de m'avoir permis de travailler avec son équipe en Italie (dans le cadre d'une mobilité internationale) et d'avoir participer activement à une partie du travail présenté dans cette thèse.

Je remercie mes amis Noor, Sara, Jacqueline, Marwa, Abdo, Dimitrios, Ramez, Alexandre, Nathan, Vassidiki, Ihsan, Norbert, qui m'ont donné de nouvelles façons passionnantes de réfléchir à ma propre recherche, en plus de discussions et de conversations très intéressantes. Continuez votre excellent travail. Mes chers amis libanais, Kamal, Ziad, Hasan, Maher, Sawsan et Wissam, merci de votre confiance dans mes choix de vie, de votre soutien constant à BREST. Bien sûr, je dois remercier aussi mes amis de mon propre pays, notamment Awad, Nassib, Abed, Ahmad, groupe de TD. Pour tous les noms que je n'ai pas énumérés, je vous offre ma sincère gratitude, en échange de votre pardon

...

Je remercie ma famille formidable pour l'amour, le soutien et les encouragements constants que j'ai reçus au fil des années. En particulier, je voudrais remercier mes parents Wael et Khariéh qui travaillent dur et qui ont sacrifié leur vie pour mes frères et moi-même et qui ont fourni un amour et des soins inconditionnels. Mes frères Bahij et Ahmad ont été de vrais et grands supporteurs pendant les bons et les mauvais moments. Il n'y a pas de mots pour exprimer à quel point je vous aime. J'aurais besoin de plus d'une section entière de remerciement pour les personnes que je connais qui ont fait beaucoup pour moi que ce soit au LIBAN ou pendant mes six années passés depuis ma rentrée à BREST en France.

Sommaire

Liste des figures	3
Glossaire	9
Liste de notations	13
Introduction générale.....	17
1. Contexte de la thèse.....	23
1. Introduction	25
2. Architecture des réseaux optiques	25
3. Composants d'une chaîne de communication optique.....	28
a. Emetteur optique	28
b. Récepteur optique.....	30
c. Fibre optique	34
d. Amplificateurs optiques	38
4. Multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence	47
a. Principe général.....	47
b. Historique.....	49
c. Réduction du rapport de puissance crête sur puissance moyenne.....	50
5. Linéarisation des composants électriques et optoélectroniques.....	55
a. Etat de l'art des techniques de linéarisation des amplificateurs électriques.....	55
b. Linéarisation des composants de communications optiques.....	61
6. Chaîne de communication implémentée.....	64
7. Conclusion.....	67
2. Pré-distorsion.....	69
1. Introduction	71
2. Linéarisation d'un amplificateur de puissance par pré-distorsion.....	71
a. Principe de base	71
b. Classification des techniques de pré-distorsion	72
3. Structures de pré-distordeurs numériques	74
a. Effets d'ordres pair et impair	74
b. Pré-distorsion sans mémoire	75
c. Pré-distorsion avec mémoire.....	78
d. Identification des pré-distordeurs.....	83
4. Résultats de simulation	89
a. Modélisation du système CO-OFDM	89
b. Pré-distordeurs sans effets mémoire	90
c. Pré-distordeurs sans et avec effets mémoire	95
d. Combinaison pré-distorsion et réduction de PAPR.....	97
6. Conclusion.....	100
3. Etude de la robustesse.....	103

1. Introduction	105
2. Pré-distorsion étudiés	105
a. Pré-distorsion STATIC AM-AM/AM-PM avec contrainte à l'identification	107
b. Pré-distorsion MP, EMP et PTB	110
3. Etude de la robustesse	114
a. Influence de la puissance optique d'entrée	114
b. Influence de la résolution des convertisseurs numériques analogiques (CNA) et analogiques numériques (CAN)	116
c. Influence de la tension crête-à-crête du modulateur optique IQ	117
d. Influence du courant de polarisation	120
e. Influence de la longueur d'onde optique	123
f. Influence du nombre de sous-porteuses	126
g. Influence du couplage phase-amplitude du SOA	126
4. Utilisation conjointe de la pré-distorsion et de la réduction du PAPR.....	129
a. Performance de la combinaison	129
b. Influence de la tension du modulateur IQ	130
c. Influence du courant de polarisation	130
d. Influence de la longueur d'onde du laser	131
e. Pré-distorsion multipoint et commuté	132
5. La propagation simultanée des incertitudes	133
a. Introduction	133
b. Propagation d'incertitude	133
c. Décomposition sur une base de polynômes multidimensionnels	134
d. Résultats de simulation	136
6. Conclusion	139
4. Pré-distorsion par FLUT non uniformément espacé.....	141
1. Introduction	143
2. Pré-distorsion par table de correspondance	144
a. Fonction de compression	144
b. Espacement optimal des entrées de la LUT	145
3. Pré-distorsion par table de filtres avec espacement non-uniforme	148
a. Pré-distorsion par table de filtres	148
b. Espacement non-uniforme en entrée du recueil des filtres	149
4. Évaluation des performances	151
a. Méthodes d'espacement non-uniforme	151
b. Choix des paramètres structurels	152
c. Performances des pré-distorsion	153
d. Influence de la puissance d'identification	155
e. Influence du facteur de Henry	157
f. Influence du nombre d'entrée du FLUT	157
5. Conclusion	159
Conclusion et perspectives	161
Références bibliographiques	167
Publications de l'auteur	181

Liste des figures



Figure 1.1 : Augmentation du produit BL pendant la période 1840-2020, BL : produit du débit B par la distance L, WDM : Wavelength Division Multiplexing, SDM : Spatial Division Multiplexing [Agr16].	26
Figure 1.2 : Schéma d'un système classique de transmission optique sur fibre [San15].	26
Figure 1.3 : Typologie d'un réseau de communication optique [San15].	27
Figure 1.4 : Principe de la modulation directe.	28
Figure 1.5 : Principe de la modulation externe.	28
Figure 1.6 : Modulateur Mach-Zehnder (MZM).	29
Figure 1.7 : Modulateur optique IQ excité par un laser, x_t : signal électrique complexe. On suppose ici que les MZM sont polarisés à leurs points d'intensité nulle ($V_{DC} = V_{\pi}$).	29
Figure 1.8 : Principe d'une transmission sur fibre optique par IMDD [Cha13].	31
Figure 1.9 : Détection non-cohérente pour le signal M-ASK [Kha12].	31
Figure 1.10 : Constellations pour des formats de modulation BPSK, QPSK, 8-PSK et 16QAM [Kik10].	31
Figure 1.11 : Détection cohérente IQ optique [Kha12].	32
Figure 1.12 : Détection cohérente IQ optique à diversité de polarisation, PBS : séparateur de polarisation (Polarisation Beam Splitter).	34
Figure 1.13 : Effet de la dispersion chromatique sur une impulsion optique.	36
Figure 1.14 : Effet de la PMD (Polarisation Division Multiplexing) sur une impulsion optique présentant certaines asymétries fondamentales entraînant un DGD (Differential Group Delay).	36
Figure 1.15 : Fonctions des amplificateurs optiques.	38
Figure 1.16 : Concept de l'amplificateur EDFA, EDF : fibre dopée à l'erbium.	39
Figure 1.17 : Concept de l'amplificateurs Raman.	39
Figure 1.18 : Amplificateur à semi-conducteurs [Mar18].	40
Figure 1.19 : processus radiatifs fondamentaux [Sch17].	41
Figure 1.20 : Caractéristique classique de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée d'un amplificateur.	43
Figure 1.21 : (a) Dynamique du gain, (b) Changement de la densité de porteurs, SHB : effet de trou spectral, CH : effet d'échauffement des porteurs, CCD : effet de refroidissement des porteurs, CI : injection des porteurs [Sch17].	44
Figure 1.22 : Caractéristiques (a) AM-AM du SOA, (a) AM-PM du SOA.	45
Figure 1.23 : Division du spectre en sous-bandes ($N_{sc} = 3$) et notion d'orthogonalité entre les sous-porteuses pour les systèmes OFDM [Lom07].	47
Figure 1.24 : Schéma de principe du préfixe cyclique [Kha12].	49
Figure 1.25 : Génération d'un signal OFDM.	49
Figure 1.26 : Fonction de densité de probabilité (PDF) d'un signal OFDM.	51
Figure 1.27 : Technique d'écrêtage pour la réduction du PAPR.	52
Figure 1.28 : Loi- μ , effet de μ sur la fonction de compression (a), décompression (b).	53
Figure 1.29 : PDF en fonction des paramètres k_1 , k_2 , x_0 et A.	53
Figure 1.30 : Classification proposée des méthodes de linéarisation d'un amplificateur.	55
Figure 1.31 : Architecture de la technique EER [Ces08].	56
Figure 1.32 : Architecture de la technique ET [Ces08].	57
Figure 1.33 : Architecture de la technique LINC.	57
Figure 1.34 : Structure Feedforward [Bra12].	59
Figure 1.35 : Principe de la technique FeedBack [Gou13].	60
Figure 1.36 : Principe de base de la linéarisation par prédistorsion [Gou13].	60
Figure 1.37 : Système CO-OFDM basé sur une co-simulation Matlab / ADS, incluant une prédistorsion.	64
Figure 1.38 : Constellation 4-QAM et vecteur d'erreur.	66

Figure 2.1 : Caractéristique de la puissance de sortie en fonction la puissance d'entrée d'un l'amplificateur de puissance.	72
Figure 2.2 : Principe d'une pré-distorsion par Look-Up-Table (LUT).	76
Figure 2.3 : Pré-distordeur polynômial à mémoire (MP).	80
Figure 2.4 : Pré-distordeur d'enveloppe polynômial à mémoire (EMP).	80
Figure 2.5 : Structures (a) Wiener, (b) Hammerstein, (c) FLUT (Filter Look-Up-Table).	81
Figure 2.6 : Structure des pré-distordeurs (a) HMP, (b) STATIC//FIR.	82
Figure 2.7 : Système en cascade pré-distorsion / amplificateur.	83
Figure 2.8 : Architecture d'apprentissage direct (a) en boucle fermée, (b) en boucle ouverte [Gha15].	84
Figure 2.9 : Architecture d'apprentissage indirect.	85
Figure 2.10 : Système CO-OFDM incluant l'architecture d'apprentissage indirect.	86
Figure 2.11 : Système CO-OFDM incluant (a) l'apprentissage direct du pré-distordeur LUT, (b) l'apprentissage indirect du recueil de filtres.	88
Figure 2.12 : Performances du système conventionnel.	90
Figure 2.13 : Pré-distordeur STATIC polynomial, influence de l'ordre de non-linéarité, pour $P_{ref} = -17$ dBm.	91
Figure 2.14 : Pré-distordeur STATIC AM-AM/AM-PM : influence des ordres d'amplitude AM-AM et de phase AM-PM pour $P_{ref} = -17$ dBm.	92
Figure 2.15 : Performances des pré-distordeurs sans mémoire pour $P_{ref} = -17$ dBm.	92
Figure 2.16 : Influence de P_{ref} sur les performances du pré-distordeur sans mémoire pour (a) $P_{ref} = -21$ dB , (b) $P_{ref} = -15$ dBm.	93
Figure 2.17 : Performances du pré-distordeur polynomial multipoint.	94
Figure 2.18 : Performances du STATIC commuté.	95
Figure 2.19 : Pré-distordeur STATIC//FIR, influence de la profondeur M pour $P_{in} = -17$ dBm et pour un ordre de non-linéarité STATIC égale à $P = 5$	96
Figure 2.20 : Système CO-OFDM incluant une réduction de PAPR et une pré-distorsion.	97
Figure 2.21 : Performances obtenues en présence du bloc de réduction de PAPR.	98
Figure 2.22 : Effet de μ sur les performances en présence du bloc de pré-distorsion STATIC//FIR seul et la combinaison pré-distorsion/réduction de PAPR.	99
Figure 2.23 : Performance de la combinaison pré-distorsion/réduction de PAPR, pour (a) $P_{ref} = -21$ dBm, (b) $P_{ref} = -17$ dBm.	99
Figure 3.1 : Structure des pré-distordeurs étudiés dans ce chapitre.	106
Figure 3.2 : Courbe AM-AM directe (bleue) et inverse du SOA (rouge) pour $P_{ref} = -11$ dBm.	108
Figure 3.3 : EVM en fonction de γc pour $P_{ref} = -18, -14$ et -11 dBm.	109
Figure 3.4 : Pré-distordeur STATIC AM-AM/AM-PM avec contrainte et sans contrainte en fonction de la puissance optique d'entrée pour (a) $P_{ref} = -14$ dBm, (b) -11 dBm.	109
Figure 3.5 : Complexité paramétriques du EMP pour une puissance d'identification $P_{ref} = -14$ dBm.	111
Figure 3.6 : Complexité paramétrique du PTB pour $P_{ref} = -14$ dBm.	112
Figure 3.7 : Comparaison des performances des pré-distordeurs.	112
Figure 3.8 : Système CO-OFDM, incluant la pré-distorsion numériques et les paramètres variables.	114
Figure 3.9 : Performance des pré-distordeurs pour (a) $P_{ref} = -18$ dBm, (b) $P_{ref} = -11$ dBm.	115
Figure 3.10 : BER en fonction de la puissance d'entrée du SOA pour $P_{ref} = -11$ dBm.	116
Figure 3.11 : Performance des predistordeurs pour une résolution de CNA/CAN de 4 bits avec $P_{ref} = -11$ dBm.	117
Figure 3.12 : Caractéristique de la fonction de transfert du MZM [Shi08]	118
Figure 3.13 : Puissance optique d'entrée en fonction de la tension crête à crête du modulateur optique.	118

Figure 3.14 : EVM en fonction de la tension de crête à crête du MZM pour $P_{ref} = -21$ dBm.	119
Figure 3.15 : EVM en fonction de la tension crête à crête du MZM pour $P_{ref} = -13$ dBm.	120
Figure 3.16 : Gain du SOA en fonction de la puissance injectée et des variations du courant de polarisation.	121
Figure 3.17 : EVM en fonction de la puissance injectée pour différentes valeurs du courant de polarisation.	122
Figure 3.18 : EVM en fonction du courant de polarisation pour $P_{ref} = -13$ dBm.	122
Figure 3.19 : Gain du SOA en fonction de la longueur d'onde pour différents niveaux de puissance injectée.	124
Figure 3.20 : EVM en fonction de la puissance injectée pour différentes longueurs d'onde.	124
Figure 3.21 : EVM en fonction de la longueur d'onde pour $P_{ref} = -21$ dBm.	125
Figure 3.22 : EVM en fonction de la longueur d'onde pour $P_{ref} = -13$ dBm.	125
Figure 3.23 : EVM en fonction du nombre de sous-porteuses pour (a) $P_{ref} = -21$ dBm, b) $P_{ref} = -13$ dBm.	126
Figure 3.24 : EVM en fonction de la puissance optique d'entrée et du facteur de Henry.	127
Figure 3.25 : EVM des pré-distordeurs PTB et EMP pour (a) $\alpha_H = 3, 3$, $\alpha_H = 5$	128
Figure 3.26 : EVM en fonction de la puissance d'entrée pour $P_{ref} = -14$ dBm.	129
Figure 3.27 : (a) Puissance optique d'entrée en fonction de la tension crête à crête, (b) EVM en fonction de la tension crête à crête pour $P_{ref} = -14$ dBm.	130
Figure 3.28 : EVM en fonction du courant de polarisation à P_{ref} fixe à -14 dBm.	131
Figure 3.29 : EVM en fonction de la longueur d'onde pour $P_{ref} = -14$ dBm.	131
Figure 3.30 : Performances des PTB à commutation et multipoint par rapport à l'implémentation standard.	132
Figure 3.31 : Base de polynômes bidimensionnels ($M = 2$) avec un degré $p \leq 3$	135
Figure 3.32 : Troncature hyperbolique définie par les valeurs variables p et q [Mar15].	135
Figure 3.33 : Performances estimé PC en fonctions des performances réelles de MC pour le système CO-OFDM (a) sans pré-distorsion, (b) avec pré-distorsion (MP).	137
Figure 3.34 : Comparaison de la fonction de densité de probabilité entre MC et PC pour le système CO-OFDM sans pré-distorsion et avec pré-distorsion MP.	138
Figure 3.35 : Sensibilité de Sobol pour le système CO-OFDM (a) sans pré-distorsion, (b) avec pré-distorsion (MP)	138
Figure 4.1 : Pré-distorsion Look-Up-Table (LUT).	143
Figure 4.2 : Pré-distorsion Look-Up-Table (LUT) incluant une fonction de compression.	144
Figure 4.3 : Pré-distorsion Look-Up-Table (LUT) avec fonction de compression, suivi d'un amplificateur de puissance.	146
Figure 4.4 : LUT suivie d'un recueil de filtres.	148
Figure 4.5 : Densité de probabilité (PDF) du signal échantillonné et normalisé en entrée du recueil de filtres avec un espacement uniforme (en rouge).	149
Figure 4.6 : Densité de probabilité (PDF) du signal échantillonné et normalisé en entrée du recueil de filtres avec un espacement uniforme (en rouge) et proposé (en bleu).	150
Figure 4.7 : Effet du nombre d'entrées du FLUT ₁ , pour une profondeur mémoire des filtres $L = 3$	153
Figure 4.8 : Performance des méthodes d'espacements élémentaires.	154
Figure 4.9 : Performance des techniques d'espacements avancées.	155
Figure 4.10 : Effet de la puissance d'identification sur le gain de performance.	156
Figure 4.11 : Effet du facteur d'Henry sur le gain d'EVM.	157
Figure 4.12 : Effet de la taille du FLUT pour $P_{ref} = -18$ dBm.	158
Figure 4.13 : Effet de la taille du FLUT pour $P_{ref} = -18$ dBm	158

Glossaire



ADS™	Advanced Design System, Logiciel de Keysight
AM-AM	Caractéristique Amplitude-Amplitude
AM-PM	Caractéristique Amplitude-Phase
ASE	Emission spontanée amplifiée (Amplified Spontaneous Emission)
ASK	Modulation par déplacement d'amplitude (Amplitude-Shift Keying)
CAN	Convertisseur Analogique-Numérique
CNA	Convertisseur Numérique-Analogique
CP	Préfix cyclique (Cyclic Prefix)
CPS	Conversion parallèle série
CSP	Conversion série parallèle
CO-OFDM	OFDM optique cohérent (Coherent Optical-OFDM)
DSL	Boucle d'abonné numérique (Digital subscriber loop)
DSP	Traitement numérique du signal (Digital Signal Processing)
EDFA	Amplificateur à fibre dopée à l'erbium (Erbium-Doped Fiber Amplifier)
EDF	Fibre dopée à l'erbium (Erbium Doped Fiber)
EER	Elimination et restauration de l'enveloppe (Envelop Elimination and Restoration)
EMP Predistorter	Pré-distordeur d'enveloppe polynômial à mémoire (Envelope Memory Polynomial Predistorter)
EOC	Convertisseur électrique-optique (Electric-Optical Converter)
ET	Suivi d'enveloppe (Envelope Tracking)
EVM	Amplitude du vecteur d'erreur (Error Vector Magnitude)
FDM	Multiplexage par répartition en fréquence (Frequency-Division Multiplexing)
FFT	Transformée de Fourier rapide (Fast Fourier Transform)
FLUT	Table de correspondance de filtres (Filter Look-Up-Table)
FWM	Mélange à quatre ondes (Four-Wave Mixing)
IFFT	Transformée de Fourier rapide inverse (Inverse Fast Fourier Transform)
IMDD	Modulation d'intensité et détection directe (Intensity Modulation Direct Detection)
LINC	Amplification linéaire utilisant des composants non linéaires (Linear amplification using Nonlinear Components)
LUT	Table de correspondance (Look-Up-Table)
MAN	Réseau métropolitain (Metropolitan Area Network)
MIMO	Plusieurs-entrées plusieurs-sorties (Multiple-Input Multiple-Output)
MP Predistorter	Pré-distordeur polynômial à mémoire (Memory Polynomial Predistorter)
MZM	Mach-Zehnder Modulator (Modulateur Mach-Zehnder)

OEC	Convertisseur optique-électrique (Optical-Electric Converter)
OFDM	Multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing)
PA	Amplificateur de puissance (Power Amplifier)
PDM	Multiplexage par division de polarisation (Polarisation Division Multiplexing)
PLL	Boucle à verrouillage de phase (Phase-Locked Loop)
PSK	Modulation par changement de phase (Phase-Shift Keying)
QAM	Modulation d'amplitude en quadrature (Quadrature Amplitude Modulation)
QPSK	Modulation par changement de phase en quadrature (Quadrature Phase-Shift Keying)
RF	Radiofréquence (Radiofrequency)
RSOA	Amplificateur optique à semi-conducteurs réfléchissant (Reflective Semiconductor Optical Amplifier)
SBS	Diffusion Brillouin stimulée (Stimulated Brillouin Scattering)
SDM	Multiplexage de mode spatial (Spatial Division Multiplexing)
SGM	Auto-modulation de gain (Self-Gain modulation)
SNR	Rapport Signal à Bruit (Signal-to-Noise Ratio)
SOA	Amplificateur optique à semi-conducteurs (Semiconductor Optical Amplifier)
SPM	Auto-modulation de phase (Self-Phase Modulation)
SPR	Auto-rotation de la polarisation (Self-Polarization Rotation)
SRS	Diffusion Raman stimulée (Stimulated Raman Scattering)
WAN	Réseau étendu (Wide Area Network)
WDM	Multiplexage en longueur d'onde (Wavelength Division Multiplexing)
XGM	Modulation de gain croisée (Cross-Gain Modulation)
XPM	Modulation de phase croisée (Cross-Phase Modulation)

Liste de notations



$x(\cdot)$	Signal en entrée du bloc de pré-distorsion à l'émission
$y(\cdot)$	Signal en sortie du bloc de pré-distorsion à l'émission
$x_r(\cdot)$	Signal en entrée du bloc de post-inverse (ou post-distorsion) à la réception
$y_r(\cdot)$	Signal en sortie du bloc de post-inverse (ou post-distorsion) à la réception
$x_{PA}(\cdot)$	Signal en entrée de l'amplificateur
$y_{PA}(\cdot)$	Signal en sortie de l'amplificateur
$x_C(\cdot)$	Signal en entrée du bloc de réduction de PAPR à l'émission
$y_C(\cdot)$	Signal en sortie du bloc de réduction de PAPR à l'émission
$x_D(\cdot)$	Signal en entrée du bloc de réduction de PAPR à la réception
$y_D(\cdot)$	Signal en sortie du bloc de réduction de PAPR à la réception
$E_{LO}(\cdot)$	Signal du laser local
j	$\sqrt{-1}$
$H(\cdot)$	Fonction de pré-distorsion
$G(\cdot)$	Fonction de gain de l'amplificateur
P_{in}	Puissance en entrée de l'amplificateur
P_{out}	Puissance en sortie de l'amplificateur
NF	Facteur de bruit en dB
α_f	Atténuation de la fibre
α_H	Facteur de Henry (ou facteur phase-amplitude) de l'amplificateur optique à semi-conducteurs
D	Dispersion chromatique
ω_{LO}	Pulsation de la diode laser utilisée en tant qu'oscillateur local
φ_{LO}	Phase de la diode laser utilisée en tant qu'oscillateur local
E_{ASE}	Champ du bruit d'émission spontanée amplifiée
N_{sc}	Nombre de sous-porteuses
T_s	Période d'un symbole OFDM
V_{DC}	Tension continue de polarisation du modulateur Mach-Zehnder
V_{pp}	Tension crête-à-crête du modulateur Mach-Zehnder
V_π	Tension obtenue pour un déphasage de π rad entre deux guides d'ondes d'un modulateur Mach-Zehnder
I_{bias}	Courant d'injection dans l'amplificateur
h	Constante de Planck
c	Célérité de la lumière
os	Facteur de sur-échantillonnage (over-sampling)
F_{ech}	Fréquence d'échantillonnage

Introduction générale



Les réseaux optiques sont une réalité dans le quotidien de nombreux usagers et ce depuis des années. La fibre optique, longtemps considérée comme un milieu adapté aux grandes autoroutes de l'information se généralise et l'on observe un déploiement massif dans les réseaux métropolitains et dans les réseaux d'accès. Le moteur de cette évolution est toujours la recherche de débits de plus en plus importants afin de répondre à une multiplication et une diversification des services proposés par les opérateurs. Les communications optiques permettent non seulement ces débits plus élevés mais également des largeurs de bandes plus grandes par rapport aux communications radiofréquences.

Dans ce contexte, chercheurs et industriels s'intéressent à l'utilisation de formats de modulation de plus en plus complexes qui, par le passé, ne faisaient pas partie du monde optique. C'est ainsi que l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing : multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence) optique cohérent fait son apparition, porté par des avantages incontestables tels que la flexibilité d'allocation de bande et l'efficacité spectrale.

Il faut néanmoins remarquer que la mutation des réseaux métropolitains et d'accès, avec la généralisation des supports et équipements optiques, pose également des contraintes de coût. Une amplification optique devient généralement nécessaire au-delà d'une centaine de kilomètres de fibre optique. Du fait de leur coût réduit, les amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA: Semiconductor Optical Amplifier) sont envisagés dans les scénarios de déploiement. Il est néanmoins essentiel de noter que l'avantage économique des SOA arrive avec l'inconvénient d'une caractéristique pouvant avoir des non-linéarités prononcées. La communauté optique est ainsi confrontée à deux tendances contradictoires : complexification des formats de modulation et infrastructure plus contraignantes. C'est une problématique qui est connue dans les réseaux radiofréquences. Les amplificateurs de puissance impactent de par leurs effets non-linéaires la qualité de la transmission ou limitent la portée. Ceci est surtout vrai pour les systèmes OFDM caractérisés par des fortes valeurs de PAPR (Peak to Average Power Ratio : rapport de puissance crête sur puissance moyenne). En effet, la présence de pics d'amplitude dans les signaux excite les non-linéarités des amplificateurs. Les réponses apportées reposent souvent sur des techniques de pré-distorsion. Ainsi, afin de compenser les caractéristiques des amplificateurs, les signaux sont déformés en amont de ceux-ci.

Dans les systèmes radiofréquences, les signaux électriques en entrée et sortie de l'amplificateur peuvent assez aisément être utilisés pour calculer les coefficients définissant le bloc de pré-distorsion. Les débits relativement peu élevés et l'accès direct à la sortie de l'amplificateur électrique permettent également des procédures de mise à jour régulière du pré-distordeur afin de garantir son fonctionnement, même lorsque les caractéristiques de l'amplificateur varient (du fait du vieillissement du composant, de la variation de température, ou d'autres paramètres du système ou environnementaux). Dans le cas d'un système de communication optique cohérente intégrant un SOA, une détection cohérente (avec conversion opto-électrique) est nécessaire pour pouvoir exploiter le signal sortant de l'amplificateur afin de définir le bloc de pré-distorsion. Ce surcoût important n'est pas envisageable pour les réseaux métropolitains (ou d'accès). La procédure d'identification du pré-distordeur doit alors être faite avant ou lors du déploiement de l'émetteur optique. Le fonctionnement du pré-distordeur doit également être peu sensible au vieillissement du composant et aux légères variations des conditions de fonctionnement. La montée en débit impose également des cadences de traitement du signal très élevées et donc des structures de pré-distordeur d'une très grande simplicité. Il en résulte que l'infrastructure optique diffère donc de l'infrastructure radiofréquence ; les solutions qui se sont avérées efficaces en radiofréquence peuvent ne pas être transposables à l'optique et doivent, en tout cas, subir une mise en œuvre différente. C'est cette thématique-là qui constitue l'objectif principal de cette thèse.

Par ailleurs, les effets non-linéaires les plus évidents des amplificateurs sont de nature statique – par exemple la saturation. Par contre, selon le type de composant, les effets dynamiques peuvent également peser sur le système. Il en résulte que la pré-distorsion servant à compenser les non-linéarités peut être classée en deux catégories : sans effets mémoire et avec effets mémoire. La pré-distorsion sans effet mémoire présente l'avantage d'être relativement facile à implémenter. Plusieurs structures de pré-distorsion sans mémoire, basées sur des modèles à table de correspondance (LUT : Look-Up-Table) ou polynomiaux sont étudiées dans cette thèse. Mais ces approches peuvent ne pas être suffisantes lorsque les effets dynamiques sont importants. Il faut dans ce cas mettre en œuvre des schémas de pré-distorsion avec mémoire. Ce type de schéma est souvent inspiré par les séries de Volterra. Outil bien connu en théorie des systèmes non-linéaires, les séries de Volterra sont souvent trop complexes pour être utilisées directement et de nombreuses alternatives simplifiées existent dans la littérature. Le contexte des communications optiques, avec ses débits très élevés, nous impose la contrainte de faible complexité paramétrique des pré-distordeurs. Une partie de notre travail s'est donc focalisée sur l'amélioration d'un schéma particulier de pré-distorsion.

Rappelons que l'infrastructure optique rend très difficile la mise à jour régulière des paramètres des pré-distordeurs. Il est donc important de garantir leur robustesse, c'est-à-dire leur capacité à continuer de fonctionner correctement, lorsque le point de fonctionnement initialement prévu varie légèrement (du fait de la variation de paramètres du système ou environnementaux). Un autre sujet exploré durant la thèse a donc consisté à évaluer le comportement des différentes structures de pré-distorsion (à travers leurs performances) lorsque certains paramètres de l'émetteur varient où sont soumis à des incertitudes. Des techniques récentes de méta-modélisation ont été avantageusement exploitées pour réduire les temps de simulations nécessaires à ce type d'étude.

Le manuscrit de thèse est structuré en quatre chapitres.

Le premier chapitre décrit le contexte du travail. Dans un premier temps nous présentons brièvement le principe d'une chaîne de communication optique puis nous donnons plus de détails sur ses composants (émetteurs et récepteurs, fibre optique, amplificateurs optiques). Ensuite, l'OFDM et le SOA utilisés au cours de ce travail font l'objet d'une discussion détaillée. Nous passons en revue les méthodes de linéarisation existantes dans la littérature en nous focalisant par la suite sur les solutions retenues pour le cas du SOA. Nous terminons ce chapitre en présentant la chaîne de communication simulée tout au long de la thèse.

Le deuxième chapitre est exclusivement dédié à la pré-distorsion. Il débute par une classification de l'ensemble des techniques pour se focaliser, par la suite, sur la pré-distorsion numérique en bande de base qui a été retenue pour ce travail de thèse. Sont présentées en détail les structures de pré-distordeurs en bande de base ainsi que les méthodes d'apprentissage. Nous illustrons le travail par des résultats de simulation et nous évaluons l'apport sur les performances de la chaîne de communication. L'étude sur la pré-distorsion est complétée par la mise en œuvre d'une technique de réduction du PAPR.

Le troisième chapitre est consacré à la robustesse des pré-distordeurs, c'est à dire à leur capacité à conserver leurs performances face à des variations des paramètres du système. Dans un premier temps nous considérons une variation indépendante de ces paramètres pour aboutir ensuite à une étude stochastique illustrant les effets d'une variation simultanée de plusieurs paramètres. Cet aspect est, à notre connaissance, inédit pour le cas des émetteurs optiques et a nécessité la mise en œuvre d'outils mathématiques récents tel le chaos polynomial.

Dans le quatrième chapitre, nous nous sommes focalisés sur un type précis de pré-distordeur, notamment la table de filtres (FLUT : Filter Look-Up-Tables). Celle-ci est formée de deux blocs : une table de correspondance (LUT) et un recueil de filtres à réponse impulsionnelle finie. La nouveauté apportée est la quantification non-uniforme utilisée pour les deux blocs qui améliore sensiblement les performances.

Enfin, dans la conclusion, nous faisons un bilan général et présentons les perspectives à ce travail.

1. Contexte de la thèse



1. Introduction

Afin de mieux comprendre le contexte de thèse, ce chapitre propose tout d'abord une brève description des réseaux optiques à haut débit et du principe général d'une chaîne de communication optique. Les composants d'une chaîne de communication sont alors discutés en détail dans la section 3. Les caractéristiques d'un amplificateur sont également décrites en cette section, en se focalisant sur l'amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA) que nous utiliserons en tant que booster. La construction et les propriétés générales du format de modulation OFDM (Orthogonal Division Multiplexing), central dans notre étude, sont ensuite rappelées en section 4. Les hypothèses de travail et la chaîne de simulation mise en œuvre en cours de la thèse sont ensuite discutées. Une revue des méthodes existantes pour linéariser la caractéristique de composants RF (radiofréquence) ou optoélectronique est discutée dans la section 5, une attention particulière sera portée aux travaux considérant le cas d'un amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA). Avant de conclure le chapitre, le choix de la pré-distorsion numérique en bande de base sera justifié.

2. Architecture des réseaux optiques

Les moyens de communication à haut débit et à longue distance de transmission ont largement évolués au cours des deux derniers siècles [Agr16]. La Figure 1.1 montre comment le facteur BL (produit du débit par la distance) a évolué depuis le milieu du 19^{ème} siècle. On peut voir que l'émergence des communications optiques en 1977 a accéléré le rythme de la croissance. Le problème initial des fibres optiques étaient leurs pertes très élevées (1000 dB/km) [Kao66]. Ces pertes ont été réduites à 20 dB/km en 1970, en utilisant une fibre de silice pure [Kap70]. En 1979, un groupe japonais a réussi à réduire les pertes d'une fibre monomode avec une valeur minimale de 0,2 dB/km, dans la région de la longueur d'onde 1,55 μm [Miy79]. Parallèlement à cela, le laser à semi-conducteurs GaAs, fonctionnant en continu à température ambiante a été développé [Hay70] [Alf00]. Aujourd'hui, la fibre optique est le support de transmission incontournable dans les réseaux de télécommunications à grand débit et longue portée. De plus, le multiplexage en longueur d'onde (WDM : Wavelength Division Multiplexing), servant à transmettre plusieurs canaux sur différentes longueurs d'onde à travers la même fibre, a l'avantage d'optimiser l'utilisation de leur bande passante. Le multiplexage WDM est devenu très connu à partir de 1992. Ainsi, en 1996, la première transmission de données à 1 Tbit/s a été réalisée. Par ailleurs, mais toujours pour chercher à accroître le produit BL, le multiplexage de mode spatial (SDM : Spatial Division Multiplexing) est une perspective visant à utiliser les modes spatiaux de la fibre optique.

Le schéma d'un système classique de transmission optique sur fibre est donné dans la Figure 1.2. Les données binaires sont tout d'abord modulées selon un certain format, puis une conversion en signal électrique est opérée à l'aide d'un convertisseur numérique analogique. Par la suite, l'émetteur optique permet la conversion du signal électrique en signal optique (émetteur E/O), qui se propagera ensuite dans le canal optique, formé des fibres optiques, filtres optiques, d'amplificateurs et des coupleurs. Au niveau du récepteur optique, le signal est converti du domaine électrique au domaine optique. Le signal en sortie du récepteur est ensuite démodulé électriquement à l'aide du circuit électronique de réception grâce à un processus inverse de celui du circuit d'émission.

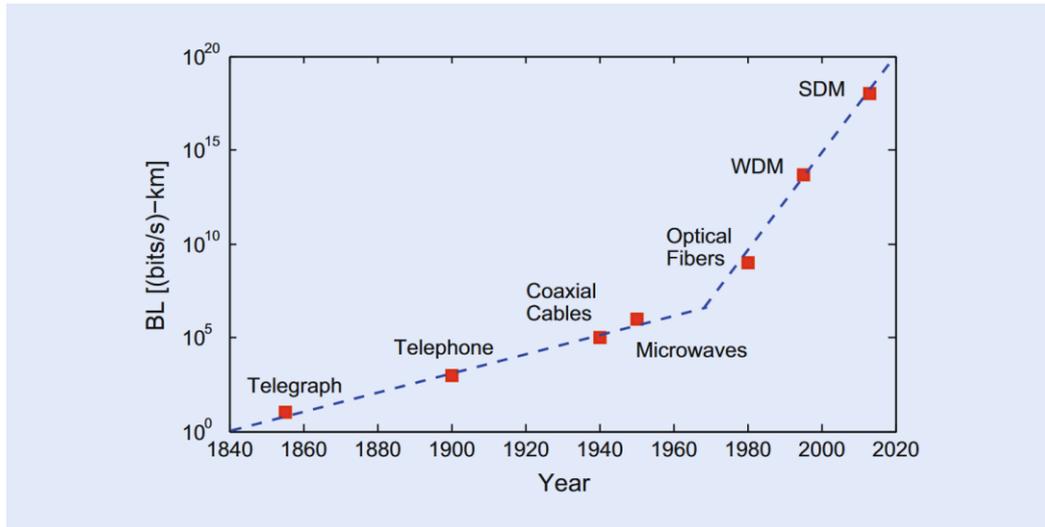


Figure 1.1 : Augmentation du produit BL pendant la période 1840-2020, BL : produit du débit B par la distance L , WDM : Wavelength Division Multiplexing, SDM : Spatial Division Multiplexing [Agr16].

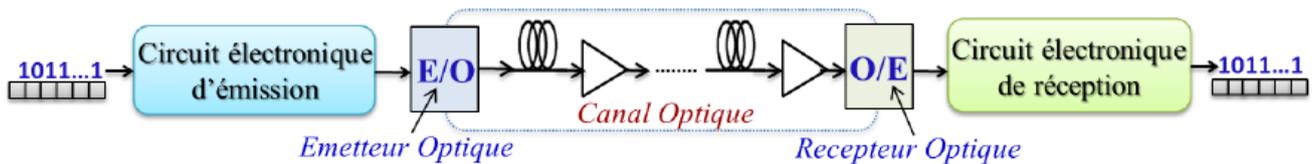


Figure 1.2 : Schéma d'un système classique de transmission optique sur fibre [San15].

En général, les réseaux optiques sont formés d'équipements reliés entre eux, permettant de faire une communication suivant des protocoles bien définis. On peut classer ces réseaux de communication en trois catégories principales, comme présenté dans la Figure 1.3 : le réseau d'accès, le réseau métropolitain (MAN : Metropolitan Area Network), le réseau cœur aussi appelé réseau étendu ou longue distance (WAN : Wide Area Network). Le réseau d'accès regroupe un ensemble d'équipement appartenant à une zone géographique restreinte. Le réseau MAN interconnecte plusieurs réseaux d'accès géographiquement proches sur une zone d'une dizaine de kilomètres. Enfin, le réseau WAN interconnecte plusieurs MANs entre différents pays ou régions, sur de très grandes distances allant jusqu'à plusieurs centaines de kilomètres.

Après cette présentation de quelques principes de base des systèmes de communication optique et des réseaux optiques, nous présentons dans la suite du chapitre avec plus de détails les composants qui constituent une chaîne de communication optique (émetteurs et récepteurs, fibre optique, amplificateurs optiques).

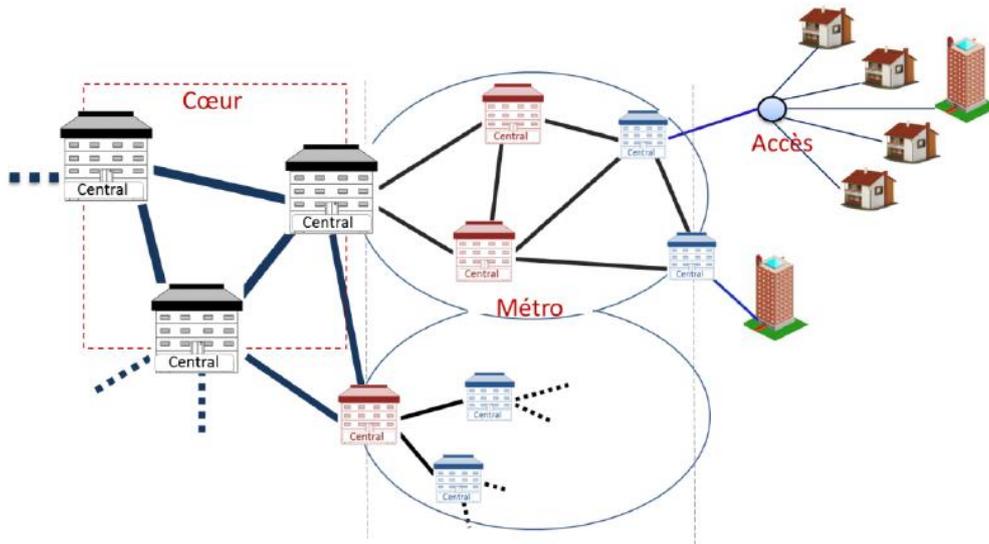


Figure 1.3 : Typologie d'un réseau de communication optique [San15].

3. Composants d'une chaîne de communication optique

a. Émetteur optique

Le bloc d'émission optique a pour rôle de convertir le signal électrique en signal optique. Pour effectuer cette conversion, il existe deux types de modulation : la modulation directe et la modulation externe. Dans les deux types de modulation, le laser est un composant essentiel pour générer le signal optique.

i. **Modulation directe**

Dans la modulation directe, les diodes lasers sont directement modulées en entrée par le courant électrique (Figure 1.4). Cette méthode a l'avantage d'être simple à mettre en œuvre pour le transfert des données optiques. Cependant, c'est une modulation d'amplitude qui génère une modulation parasite de fréquence appelée *chirp*. Cette dernière élargit le spectre du signal optique émis, ce qui provoque une dégradation de la qualité du signal optique transmis.

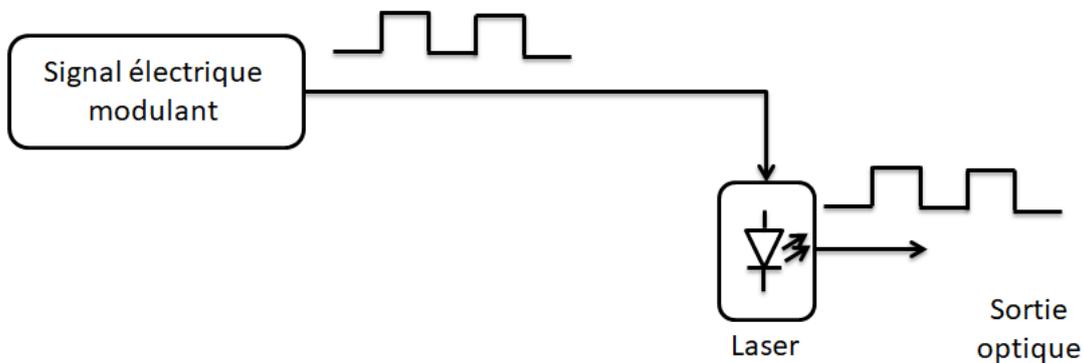


Figure 1.4 : Principe de la modulation directe.

ii. **Modulation externe**

Dans la modulation externe, le signal optique généré par les diodes lasers est modulé d'une manière externe via des modulateurs optiques (Figure 1.5). Le laser est utilisé à un niveau de sortie continu, permettant ainsi une transmission efficace à très longues distances. De plus, la modulation externe a l'avantage que le signal en sortie est beaucoup moins dégradé par rapport au cas de la modulation directe.

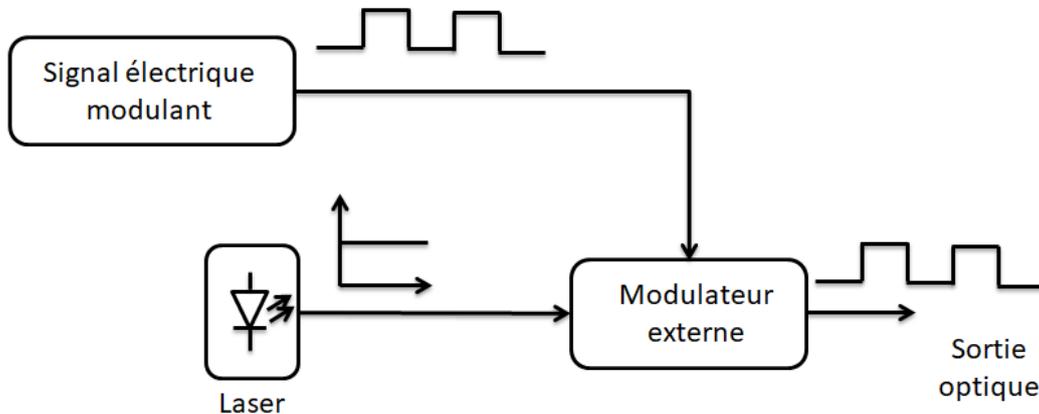


Figure 1.5 : Principe de la modulation externe.

Modulateur Mach-Zehnder

Le modulateur Mach-Zehnder (MZM) est le plus connu parmi les modulateurs externes (Figure 1.6). Le MZM est formé de deux électrodes, positionnées en parallèles avec des tensions modulantes $-V_{RF}$ et $+V_{RF}$. Le signal de sortie peut s'exprimer par [Kha12]

$$E_{out}(t) = \cos\left(\frac{\pi V_{RF}(t) + V_{DC}}{V_{\pi}}\right) E_{in}(t) \quad (1.1)$$

où V_{DC} est la tension continue de polarisation et V_{π} est la tension appliquée permettant d'obtenir un déphasage de π rad entre les champs entrant et sortant.

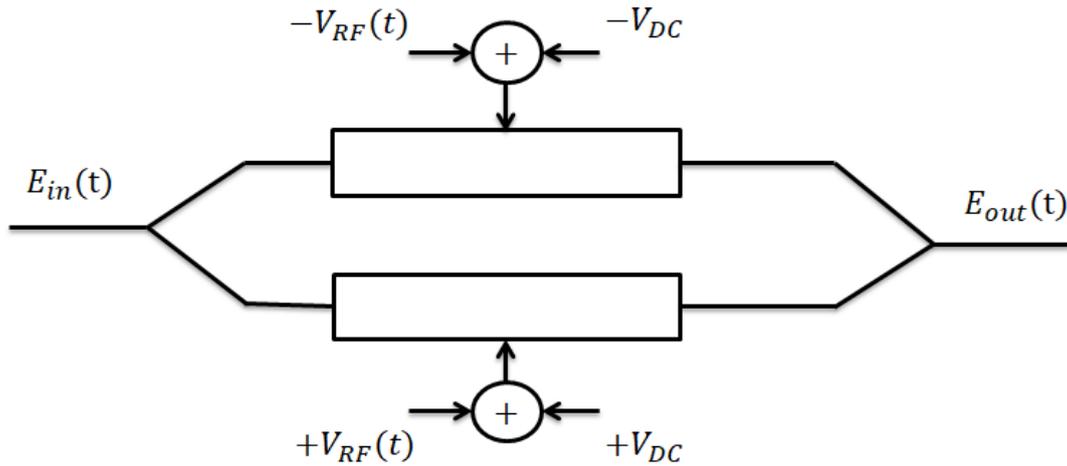


Figure 1.6 : Modulateur Mach-Zehnder (MZM).

Modulateur optique IQ

La modulation est fréquemment exprimée dans les systèmes de communications numériques en composantes réelles I et imaginaires Q . Chacune de ces composantes est contrôlée par un modulateur Mach-Zehnder comme le montre la Figure 1.7.

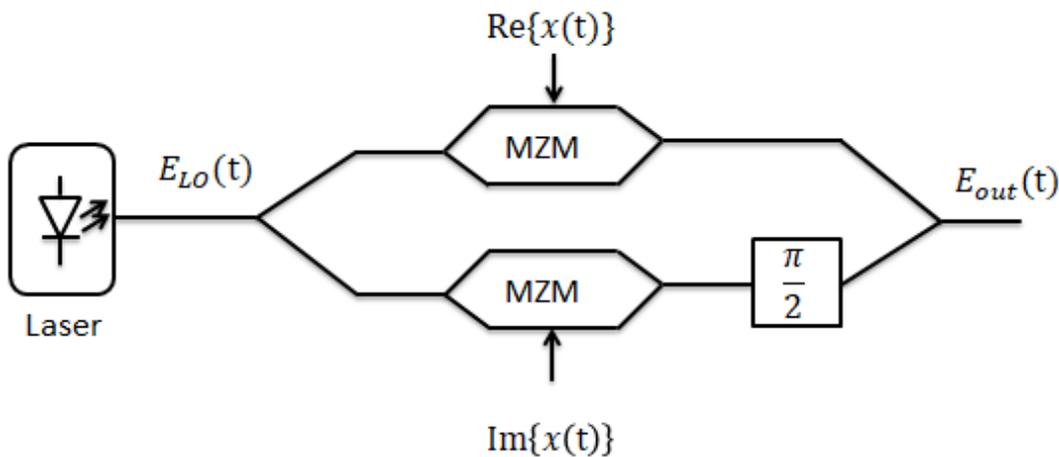


Figure 1.7 : Modulateur optique IQ excité par un laser, $x(t)$: signal électrique complexe. On suppose ici que les MZM sont polarisés à leurs points d'intensité nulle ($V_{DC} = V_{\pi}$).

Le point de fonctionnement optimal pour le modulateur est obtenu lorsque les deux MZM fonctionnent à leurs points d'intensité nulle ($V_{DC} = V_{\pi}$) et avec un déphasage de $\pi/2$ dans la composante inférieure de la structure du modulateur IQ. Pour un fonctionnement optimal, on peut exprimer la sortie idéalisée du modulateur optique IQ comme suit [Kha12]

$$E_{out}(t) = -E_{LO}(t)x(t) = -\sqrt{P_t}x(t)e^{j(\omega_{LO}t + \varphi_{LO})} \quad (1.2)$$

où P_t est la puissance moyenne injectée dans le modulateur, ω_{LO} et φ_{LO} représentent la pulsation et la phase du laser émetteur. On définit V_{pp} comme la tension crête à crête de la tension d'excitation d'un MZM.

b. Récepteur optique

Dans les systèmes de détection d'un signal optique, il est très important de récupérer toute l'information du signal optique incident. Il existe deux types de détection optique : cohérente et non-cohérente. Nous considérons dans cette thèse, la détection cohérente parce qu'elle permet de préserver toute l'information du champ optique incident (amplitude, phase, polarisation). Nous expliquons dans cette section le principe des deux techniques de détection avec les avantages de la détection cohérente. Dans les deux types de détection (cohérente et non-cohérente), la photodiode est un composant essentiel permettant la conversion du signal optique en courant électrique.

i. Photodiode

La photodiode est un élément de base d'un récepteur permettant de convertir le signal optique en courant électrique. En réalité, les photodiodes sont sources de bruit (quantique et bruit thermique), ce qui veut dire que le photo-courant généré comprend le signal reçu auquel s'ajoute le bruit généré. Le signal optique incident génère un photo-courant s'exprimant comme

$$I = RP_i \quad (1.3)$$

où P_i est la puissance du signal optique incident et R est la sensibilité de la photodiode exprimée par

$$R = \eta \frac{\lambda q}{hc} \quad (1.4)$$

avec η l'efficacité quantique de la photodiode, λ la longueur d'onde, q la charge d'un électron, h la constante de Planck et c la célérité de la lumière.

ii. Détection non-cohérente

Dans la détection non-cohérente, le récepteur génère un courant électrique en fonction de l'énergie du signal incident. Un exemple de détection non-cohérente est la détection directe. La Figure 1.8 illustre le principe d'une transmission sur fibre par modulation d'intensité et détection directe (IMDD : Intensity Modulation Direct Detection). L'IMDD utilisant une modulation d'intensité des lasers à semi-conducteurs est très largement utilisée dans les systèmes de communication optique actuels en raison de son faible coût et sa faible complexité d'implémentation. L'intensité du signal optique est transmise à travers une fibre optique et détectée par une photodiode qui agit comme un détecteur de loi carrée.

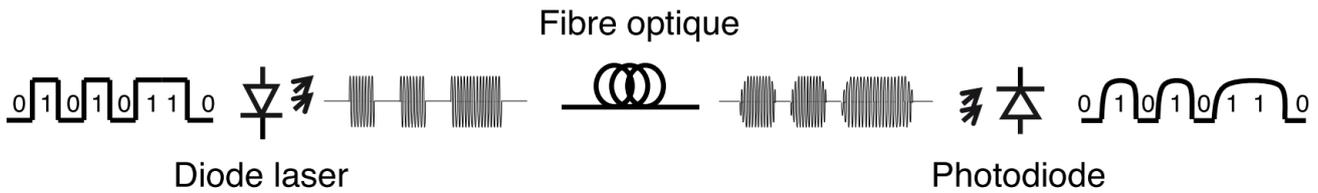


Figure 1.8 : Principe d'une transmission sur fibre optique par IMDD [Cha13].

Plus généralement, la détection non cohérente permet de traiter des modulations d'amplitudes M -aire; la photodiode générant une intensité proportionnelle à $E(t)$ est illustrée dans la Figure 1.9. La détection non-cohérente possède plusieurs limitations. En effet, la détection au niveau du récepteur mesure uniquement l'intensité du signal reçu, donc l'information de phase est perdue. Il en découle une efficacité énergétique moindre ainsi qu'une efficacité spectrale moindre.



Figure 1.9 : Détection non-cohérente pour le signal M -ASK [Kha12].

iii. Détection cohérente

A la différence d'une transmission IMDD, une transmission cohérente consiste à utiliser non seulement l'amplitude mais aussi la fréquence et la phase de la porteuse pour encoder l'information. La réception cohérente permet de capturer toute l'information du signal optique incident.

Modulation multiniveaux

La détection cohérente accepte les formats de modulation multi-niveaux utilisant des modulations de phase ou des modulations d'amplitudes en M niveaux (M -PSK et M -QAM), qui peuvent inclure plus de bits d'information dans les symboles transmis [Jac11] [Bay16] [Xu17b] [Xu17c]. L'efficacité spectrale des formats de modulation binaire est limitée à 1 bit/s/Hz/polarisation (limite de *Nyquist*). Les formats de modulation M -aire, transportant $\log_2(M)$ bits par symbole, peuvent donc atteindre l'efficacité spectrale de $\log_2(M)$ bits/s/Hz/polarisation. La Figure 1.10 montre la constellation pour les formats BPSK, QPSK, 8-PSK et 16-QAM. Ces formats de modulation peuvent transmettre 1 bit, 2 bits, 3 bits et 4 bits par symbole, respectivement.

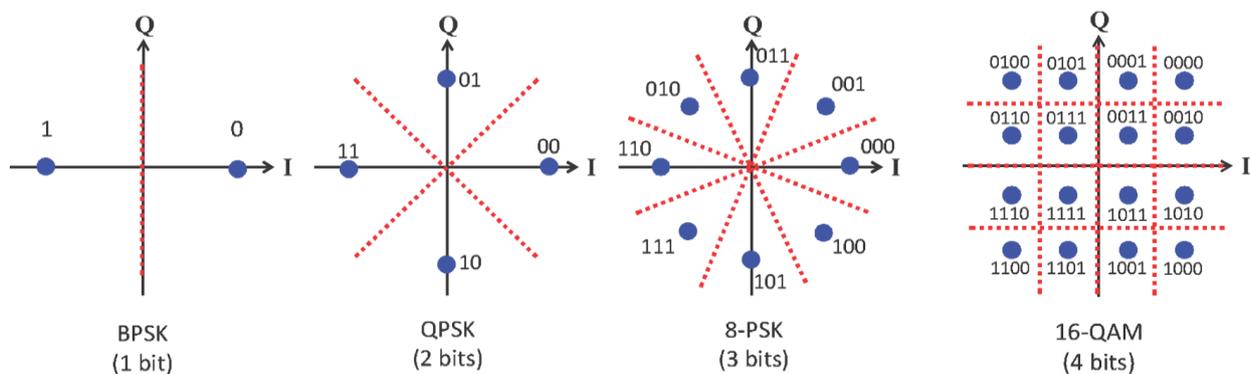


Figure 1.10 : Constellations pour des formats de modulation BPSK, QPSK, 8-PSK et 16QAM [Kik10].

Réception cohérente

Dans de tels systèmes, le signal optique incident $E(t)$ est tout d'abord combiné avec le signal du laser local $E_{LO}(t)$ (Figure 1.11). En fonction de la différence de fréquence entre les champs optiques $E(t)$ et $E_{LO}(t)$, il existe deux types de récepteurs cohérents, homodyne ou hétérodyne. Le récepteur homodyne correspond à une différence de fréquence négligeable, mais nécessite une boucle à verrouillage de phase (PLL : Phase-Locked Loop). Une amélioration du rapport signal à bruit (SNR) de 3dB est ainsi obtenue [Agr12]. Le récepteur hétérodyne correspond quant à lui à une différence de fréquence non nulle, mais possède une complexité moindre que le récepteur homodyne car il ne nécessite pas de PLL. La première proposition de communications optiques cohérentes utilisant la détection hétérodyne a été faite par O. E. DeLange en 1970 [DeL70]. Cependant la détection hétérodyne n'a pas attiré l'attention et son utilisation reste très limitée, car le système IMDD est devenu courant dans les années 1970 pour les systèmes de communication optique.

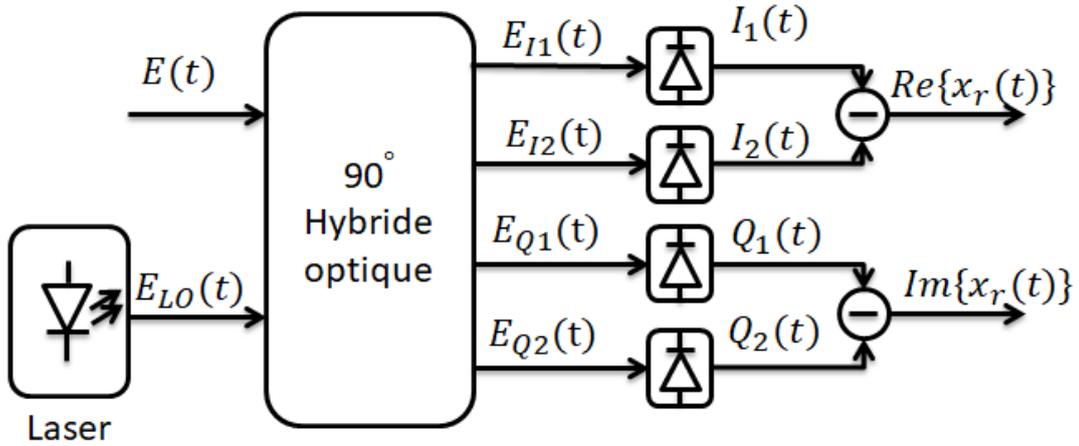


Figure 1.11 : Détection cohérente IQ optique [Kha12].

Le récepteur cohérent présenté dans la Figure 1.11, comprend un hybride optique 90° formé de deux ports d'entrées ($E(t)$, $E_{LO}(t)$), et de quatre ports de sorties reliés aux photo-détecteurs équilibrés avec des déphasages de 0° , 90° , 180° et 270° . Il permet d'effectuer des combinaisons linéaires en fonction des ports d'entrées. Nous considérons ici le récepteur cohérent idéal en ignorant les pertes et les déséquilibres de l'hybride. Les relations entrées-sorties des quatre ports de sortie de l'hybride s'expriment par [Kha12]

$$\begin{aligned}
 E_{I1}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}}(E(t) + E_{LO}(t)) \\
 E_{I2}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}}(E(t) - E_{LO}(t)) \\
 E_{Q1}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}}(E(t) - jE_{LO}(t)) \\
 E_{Q2}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}}(E(t) + jE_{LO}(t))
 \end{aligned} \tag{1.5}$$

Comme le montre la Figure 1.11, ces signaux optiques sont ensuite convertis en courants par des photodiodes ; les intensités obtenues s'expriment par [Kha12]

$$\begin{aligned}
I_1(t) &= |E_{I1}(t)|^2 = \frac{1}{2} \{ |E(t)|^2 + |E_{LO}(t)|^2 + 2\text{Re}\{E(t)E_{LO}^*(t)\} + i_{n,I1}(t) \} \\
I_2(t) &= |E_{I2}(t)|^2 = \frac{1}{2} \{ |E(t)|^2 + |E_{LO}(t)|^2 - 2\text{Re}\{E(t)E_{LO}^*(t)\} + i_{n,I2}(t) \} \\
Q_1(t) &= |E_{Q1}(t)|^2 = \frac{1}{2} \{ |E(t)|^2 + |E_{LO}(t)|^2 + 2\text{Im}\{E(t)E_{LO}^*(t)\} + i_{n,Q1}(t) \} \\
Q_2(t) &= |E_{Q2}(t)|^2 = \frac{1}{2} \{ |E(t)|^2 + |E_{LO}(t)|^2 - 2\text{Im}\{E(t)E_{LO}^*(t)\} + i_{n,Q2}(t) \}
\end{aligned} \tag{1.6}$$

où $i_{n,x}(t)$ représente les intensités de bruit total (grenaille et thermique) de la photodiode x .

Les photo-courants obtenus à partir des deux champs optiques ($E(t)$, $E_{LO}(t)$) sont composés des termes quadratiques ($|E(t)|^2$, $|E_{LO}(t)|^2$), et des termes de battement ($\text{Re}\{E(t)E_{LO}^*(t)\}$, $\text{Im}\{E(t)E_{LO}^*(t)\}$) et des termes de bruit de la photodiode ($i_{n,x}(t)$). Pour une détection équilibrée idéale, les termes quadratiques disparaissent, alors que les termes de battement sont conservés dans l'expression du signal électrique détecté $x_r(t) = \text{Re}\{x_r(t)\} + j\text{Im}\{x_r(t)\}$, où $\text{Re}\{x_r(t)\} = I_1(t) - I_2(t)$ est la partie réelle et $\text{Im}\{x_r(t)\} = Q_1(t) - Q_2(t)$ est la partie imaginaire du signal électrique détecté $x_r(t)$.

Le champ optique du signal $E(t)$ peut-être décomposé en deux parties : le signal reçu et le champ de bruit d'émission spontanée amplifiée ($E_{ASE}(t)$). Il résulte que le signal en bande de base $x_r(t) = \text{Re}\{x_r(t)\} + j\text{Im}\{x_r(t)\}$ peut s'exprimer par (voir [Kha12] pour plus de détails) :

$$\begin{aligned}
x_r(t) &= 2\sqrt{P_r}|E_{LO}^*(t)|\{x(t)\otimes h(t)\}e^{j(\Delta\omega_{LO}t+\Delta\varphi_{LO})} \\
&\quad + 2E_{LO}^*(t)E_{ASE}(t) \\
&\quad + i_{n,I}(t) + ji_{n,Q}(t)
\end{aligned} \tag{1.7}$$

où \otimes est un produit de convolution, P_r est la puissance moyenne reçue, $h(t)$ désigne la réponse impulsionnelle du canal optique, $\Delta\omega_{LO} = \omega_{LO1} - \omega_{LO2}$ et $\Delta\varphi_{LO} = \varphi_{LO1} - \varphi_{LO2}$ sont respectivement le décalage de fréquence et la différence de phase entre le laser de l'émetteur et celui du récepteur, $i_{n,I}(t)$, $i_{n,Q}(t)$ sont les parties réelle et imaginaire de l'intensité totale des bruits (grenaille et thermique).

Récepteur cohérent avec diversité de polarisation

Une propriété importante de la détection cohérente est que les courants en sortie des photodiodes dépendent de la polarisation entre les champs optiques $E(t)$ et $E_{LO}(t)$. En effet, pour une polarisation donnée, on peut utiliser des contrôleurs de polarisation tel que $E(t).E_{LO}^*(t) = 1$, afin d'obtenir un courant maximal en sortie. Il est à noter qu'il est possible d'utiliser un récepteur cohérent avec une diversité de polarisation, comme le montre la Figure 1.12. En effet, ce multiplexage en polarisation est appelé PDM (Polarisation Division Multiplexing : multiplexage par division de polarisation) et permet de multiplier le débit transmis par un facteur deux. Le principe de la détection cohérente avec une diversité de polarisation est de décomposer les champs optiques sur deux axes de polarisation parallèle et perpendiculaire, à l'aide d'un séparateur de polarisations (PBS : Polarisation Beam Splitter). La détection cohérente avec multiplexage de polarisation est la technique de détection la plus prometteuse pour obtenir un rendement spectral élevé tout en maximisant l'efficacité énergétique. Au cours des dernières années, plusieurs systèmes avec une diversité de polarisation ont été développés, comme 100G PDM-QPSK avec des débits allant de 25 à 28 Gbauds [Sal09] [Tor10],

DP-QPSK avec un débit de 112 Gbit/s [Bel11] [Ric12], PDM-32QAM allant jusqu'à 320 Gbit/s de [Val16] et 160 Gb/s [Gua18].

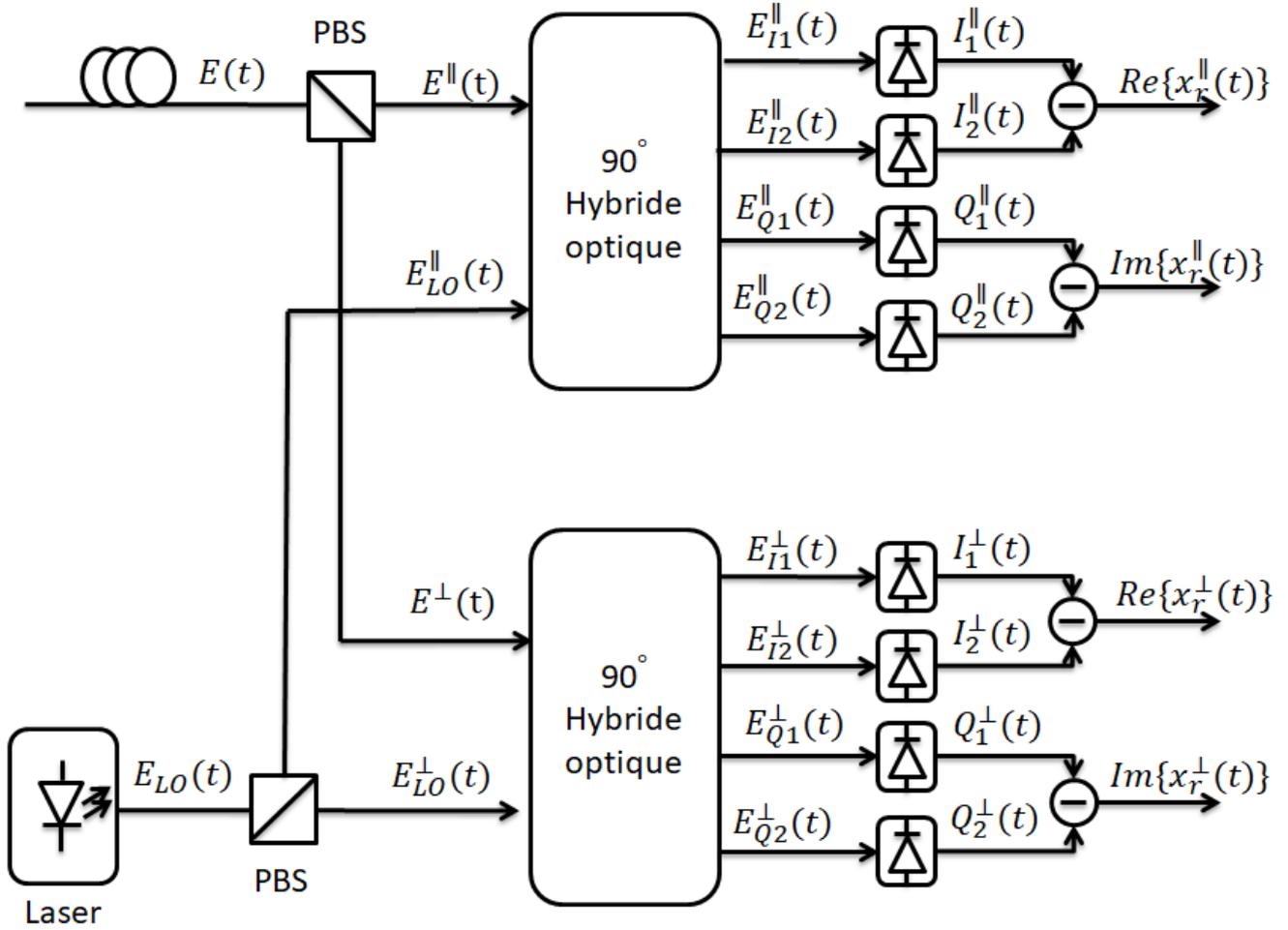


Figure 1.12 : Détection cohérente IQ optique à diversité de polarisation, PBS : séparateur de polarisation (Polarisation Beam Splitter).

iv. IMDD vs transmission cohérente

Dans la modulation d'intensité et détection directe IMDD, aucune information de phase n'est disponible ce qui explique la faible efficacité spectrale de cette approche. Nous avons considéré dans cette thèse un récepteur cohérent pour les différents avantages brièvement discutés dans ce paragraphe. La détection cohérente permet de récupérer une information plus complète sur les porteuses optiques. En fait, la pleine connaissance du champ électrique obtenu après une détection cohérente permet au récepteur, grâce à des techniques de traitement numérique de signal, de compenser efficacement un certain nombre de dégradations de canal telles que la dispersion chromatique ou la dispersion de mode de polarisation, qui ont longtemps empêché le développement de systèmes à haut débit [Kil05] [Sav08] [Xu15]. La détection cohérente peut se traduire aussi par une amélioration de la portée de transmission.

c. Fibre optique

La communication par fibre optique joue un rôle essentiel dans le développement de systèmes télécoms et réseaux à haut débit. En général, une fibre optique est constituée d'un cœur central en verre de silice dopé, avec une gaine (noyau externe) en matériau similaire mais avec un indice de réfraction

légèrement inférieur. Cela provoque qu'un signal lumineux est confiné par réflexion totale tout au long du cœur. Il existe principalement deux types de fibres optiques dans les systèmes de communications, les fibres monomodes et les fibres multimodes. Dans le cas des fibres monomodes, le cœur de la fibre est très étroit ($\approx 10 \mu\text{m}$), de telle sorte qu'uniquement un seul mode peut se propager à l'intérieur de la fibre. Par rapport aux fibres monomodes, les fibres multimodes ont un cœur nettement plus large ($\approx 100 \mu\text{m}$), ce qui permet à plusieurs modes de se propager. La fibre monomode est la plus utilisée pour la transmission sur de grandes distances, car il n'y a pas d'interférence et moins de dispersion.

La fibre optique possède divers avantages comme une large bande passante avec une faible atténuation. Cela permet la transmission des signaux sur des longues distances tout en utilisant moins d'amplificateurs, les coûts sont réduits et la fiabilité du signal est améliorée [Sen85]. Ces avantages permettent à la fibre d'offrir des performances supérieures à celles des autres supports de transmission (cuivre, câble coaxial, etc.).

Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes intéressés à la compensation des effets non-linéaires de l'amplificateur optique à semi-conducteurs utilisé en tant que booster de puissance à l'émetteur. Pour éviter l'influence de la fibre optique, pouvant être importante et fonction de la distance, nous avons choisi de travailler en back-to-back optique. Néanmoins, la fibre est un composant essentiel d'une chaîne de communication optique, pour cela sa prise en compte dans l'étude devra faire l'objet de travaux futurs. Malgré tout, nous en rappelons quelques propriétés fondamentales.

La modélisation de la propagation (dans l'approximation où l'enveloppe du signal varie lentement), peut être réalisée en résolvant l'équation non linéaire de Schrödinger suivante [Jos17]

$$\frac{\partial A(z, t)}{\partial z} + \beta_1(\omega) \frac{\partial A(z, t)}{\partial t} + \frac{j}{2} \beta_2(\omega) \frac{\partial^2 A(z, t)}{\partial t^2} + \frac{\alpha_f(\omega)}{2} A(z, t) = j\gamma |A(z, t)|^2 A(z, t) \quad (1.8)$$

avec A désigne l'enveloppe temporelle du champ électrique, α_f correspond aux pertes de propagation, γ un coefficient qui décrit les non-linéarités résultant de l'effet Kerr dans une fibre optique [Kim94]. Les coefficients $\beta_1(\omega)$ et $\beta_2(\omega)$ sont les dérivées première et seconde de la constante de propagation $\beta(\omega) = n(\omega) \frac{\omega}{c}$ où $n(\omega)$ est l'indice de réfraction de la fibre et c est la célérité de la lumière. Notons que le coefficient β_1 est lié à la vitesse de groupe tandis que β_2 est lié à la dispersion chromatique de la fibre.

i. Effets linéaires

Les effets linéaires de la fibre optique peuvent exister en plusieurs catégories : atténuation, dispersion chromatique et dispersion de mode de polarisation.

L'atténuation de la fibre, ou pertes, est définie par la diminution relative de la puissance du signal sur une longueur de transmission L dans la fibre. L'atténuation est mesurée en dB par kilomètres (dB/km) et définie par

$$\alpha_f = -\frac{10}{L} \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_e} \right) \quad (1.9)$$

où P_s et P_e sont respectivement les puissances d'entrées et sortie de la fibre.

La dispersion chromatique est la distorsion temporelle d'un signal optique, qui entraîne généralement un élargissement des impulsions pendant la propagation (Figure 1.13). Notons que la dispersion limite le débit binaire maximal, la distance maximale ou la capacité de transmission d'informations. Une conséquence de la dispersion se manifeste par un effet temporel, en effet lorsqu'une composante spectrale se propage dans la fibre à la vitesse de groupe v_g , elle arrive en sortie avec un retard τ_g

exprimé par $\tau_g = \frac{L}{v_g} = L \frac{d\beta(\omega)}{d\omega}$. Il en résulte que l'élargissement d'impulsion décrivant la propagation de deux composantes spectrales à vitesses différentes peut être défini par $\Delta\tau_g = \frac{d\tau_g}{d\omega} \Delta\omega = L \frac{d^2\beta(\omega)}{d\omega^2} \Delta\omega$. Posant $\Delta\omega = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \Delta\lambda$, l'élargissement d'impulsion sera exprimé par $\Delta\tau_g = L \frac{d^2\beta(\omega)}{d\omega^2} \left(-\frac{2\pi c}{\lambda^2} \Delta\lambda\right) = LD\Delta\lambda$, où D est la dispersion chromatique définie par $D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \frac{d^2\beta(\omega)}{d\omega^2} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2(\omega)$

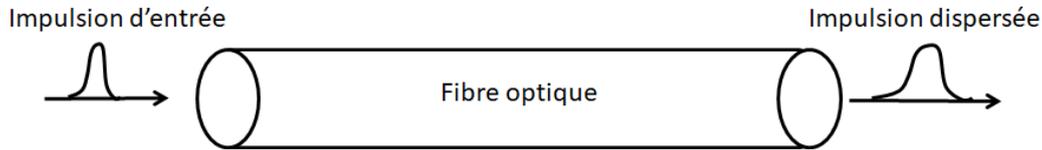


Figure 1.13 : Effet de la dispersion chromatique sur une impulsion optique.

La dispersion de mode de polarisation (PMD : Polarization Mode Dispersion) est une propriété fondamentale de la fibre monomode correspondant à un élargissement de l'impulsion d'entrée due à un retard de phase entre deux états de polarisation d'entrée ayant un même indice de réfraction (Figure 1.14). Une propriété appelée biréfringence, correspondant ici à une asymétrie dans la géométrie du cœur (peut-être due à la fabrication de la fibre) induit de légères différences d'indice de réfraction pour les deux états de polarisation.

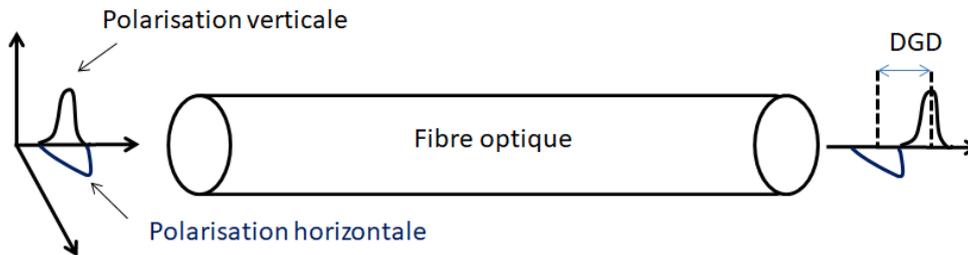


Figure 1.14 : Effet de la PMD (Polarisation Division Multiplexing) sur une impulsion optique présentant certaines asymétries fondamentales entraînant un DGD (Differential Group Delay).

La dispersion chromatique est un effet linéaire et stable, d'où sa compensation est relativement facile. Pourtant, l'effet linéaire de la PMD varie dans le temps dans les liaisons par fibre, ce qui rend sa compensation plus difficile. En outre, les effets de la PMD dépendent de l'état de polarisation, ce qui n'était pas le cas avec la dispersion chromatique. En conséquent, la PMD devient un facteur limitant lors de la propagation des impulsions pour les systèmes à haut débit et longues distances car elle peut introduire des erreurs.

ii. Effets non linéaires

Dans les systèmes de télécommunication sur fibre à un seul canal, on parle du fonctionnement linéaire lorsque la puissance injectée dans la fibre est relativement faible (quelques milliWatts). En conséquence, pour les systèmes WDM, les effets non-linéaires des fibres ainsi excités sont des effets parasites induisant une dégradation des performances. Les non-linéarités de la fibre optique peuvent exister en deux catégories : non-linéarité quasi-instantanée « effet Kerr » ou non-linéarité retardée « diffusion » [Agr00].

L'effet Kerr est dû au fait que les indices de réfraction dépendent de l'intensité de la lumière existant dans la fibre. L'effet Kerr constitue la non-linéarité prédominante dans la fibre, donnant lieu à trois effets : l'auto-modulation de phase (SPM : Self-Phase Modulation), la modulation de phase croisée (XPM : Cross-Phase Modulation) et le mélange à quatre ondes (FWM : Four-Wave Mixing).

L'auto-modulation de phase (SPM), est définie par la mise en œuvre d'un seul champ propageant sur une fréquence ω_1 . Pour décrire ce phénomène, posons $A(0, t)$ l'enveloppe temporelle du champ électrique en entrée de la fibre ; le champ électrique obtenu après propagation sur une longueur L peut s'exprimer par $A(L, t) = A(0, t) \exp(i\Phi_{SPM}L)$ où $\Phi_{SPM} = \gamma_{NL}|A(0, L)|^2$ est un terme de déphasage non-linéaire proportionnel à L . L'effet SPM induit une modulation de fréquence qui se traduit par un élargissement spectral (aux limites de Fourier) de l'impulsion au cours de la propagation.

Concernant la modulation de phase croisée XPM, nous supposons ici la présence de deux champs qui se propagent sur deux fréquences différentes ω_1 et ω_2 . Le champ d'impulsion à la première fréquence induit une modification de l'indice de réfraction vue par le second champ. Par rapport au déphasage Φ_{SPM} lié à l'effet SPM, l'effet XPM induit un déphasage supplémentaire au champ d'indice ω_1 tel que $A(L, T) = A(0, t) \exp[i(\varphi_{SPM} + \varphi_{XPM})L]$.

Dans le cas du mélange à quatre ondes FWM, trois ondes de fréquences ω_1 , ω_2 et ω_3 interagissent entre elles pour générer une nouvelle composante optique à la fréquence ω_4 satisfaisant ainsi le théorème de conservation de l'énergie ($\omega_1 + \omega_2 = \omega_3 + \omega_4$). Les composantes optiques doivent aussi satisfaire le théorème de la conservation de la quantité de mouvement ($\beta_1 + \beta_2 = \beta_3 + \beta_4$). Ces deux conditions sont nécessaires pour satisfaire le processus d'accord de phase ($\phi_4 = \phi_1 + \phi_2 - \phi_3$).

Le phénomène physique s'explique par la recombinaison de deux photons aux fréquences ω_1 et ω_2 afin de créer deux photons de fréquences ω_3 et ω_4 ; la réaction inverse est aussi possible.

Lorsqu'une onde se propage dans un milieu, les effets de diffusion sont dus à des interactions entre les signaux optiques et le matériau dans la fibre. Les effets de la diffusion sont dus à des interactions paramétriques entre les signaux optiques et le matériau dans la fibre. Les non-linéarités résultant de la diffusion sont la diffusion Brillouin stimulée (SBS : Stimulated Brillouin scattering) et la diffusion Raman stimulée (SRS : Stimulated Raman Scattering). La diffusion Raman stimulée décrit l'interaction "photon-phonon" entre l'onde optique et les vibrations du matériau (les phonons optiques correspondent à des vibrations moléculaires dans leur milieu). Par rapport à la diffusion Raman, la diffusion Brillouin stimulée est de même nature mais l'interaction est effectuée via des "phonons acoustiques" correspondant aux ondes sonores dans le milieu.

d. Amplificateurs optiques

Dans les réseaux de communication optique, les signaux se propagent à travers les fibres optiques sans atténuation significative, néanmoins lorsque les distances deviennent de centaines de kilomètres, il devient nécessaire d'amplifier le signal pour compenser l'atténuation. En plus, divers composants électriques ou optoélectroniques peuvent affecter les performances par les pertes qu'ils induisent. L'amplification joue un rôle essentiel dans une chaîne de communication pour avoir un signal avec une puissance suffisante en réception. Nous commençons cette section par la fonction d'amplification et les types d'amplificateurs optiques. Nous nous focalisons par la suite, sur l'amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA) utilisé comme booster de puissance.

i. *Fonction d'amplification*

Les trois configurations d'utilisation d'un amplificateur optique sont l'amplificateur booster, l'amplificateur en ligne et le préamplificateur de réception (Figure 1.15). L'amplificateur booster, placé immédiatement après l'émetteur, permet d'augmenter la puissance du signal juste avant que celui-ci soit injecté dans le canal optique. L'amplificateur en ligne est placé le long de la liaison de transmission, afin de compenser les pertes liées à la propagation de la fibre. Ceci permet de régénérer le signal optique pour prolonger la distance de communication. Le préamplificateur optique est utilisé à la fin de la liaison par fibre optique afin d'augmenter la puissance du signal avant la réception.

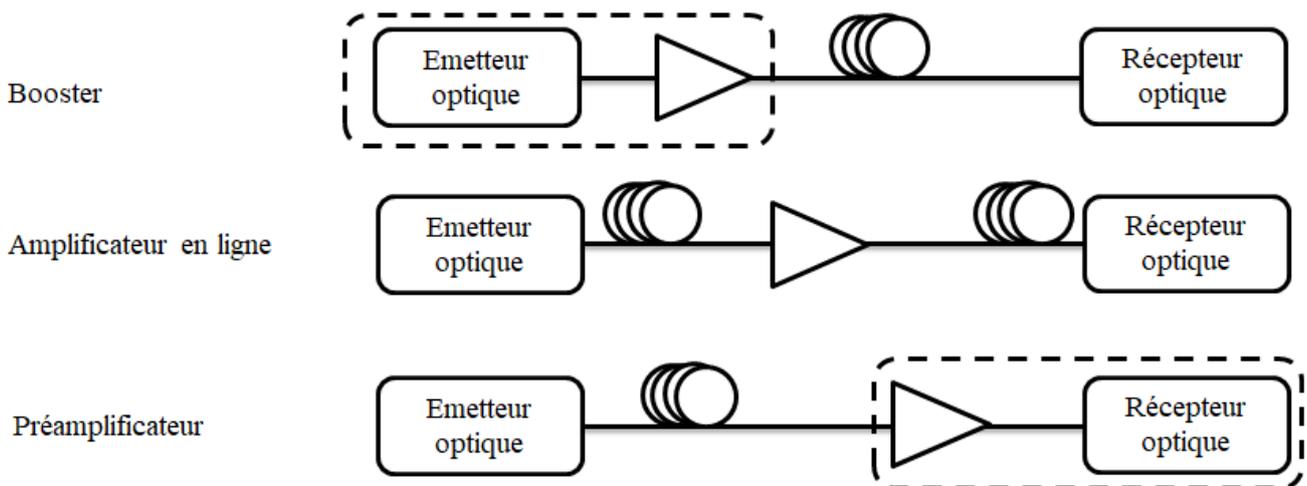


Figure 1.15 : Fonctions des amplificateurs optiques.

ii. *Types d'amplificateurs optiques*

Les amplificateurs optiques sont devenus populaires dans les années 1990 pour les systèmes de transmission longue distance. Les amplificateurs les plus répandus sont l'amplificateur à fibre dopée à l'erbium (EDFA : Erbium-Doped Fiber Amplifier), l'amplificateur à fibre Raman et l'amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA : Semiconductor Optical Amplifier). Ces amplificateurs fournissent une amplification entièrement optique, où le signal n'a pas besoin d'être converti en signal électrique avant l'amplification.

Amplificateurs à fibre dopée à l'erbium (EDFA)

L'EDFA constitue une solution de référence pour la communication optique à longue distance. La configuration générale des EDFA est présentée dans la Figure 1.16. Les EDFA ont l'avantage de fournir une efficacité élevée due au transfert de la puissance pompe en puissance du signal, ce qui leur

permet d'offrir une grande puissance de saturation. Cependant, leur coût peut être problématique et leur grande taille les rend difficiles à intégrer à d'autres dispositifs. A ceci s'ajoute que les EDFA ont une faible bande passante (35 nm) à -3 dB comparativement à d'autres types d'amplificateurs comme le SOA (30-80 nm). Pour augmenter sa bande passante, la solution est d'aller au-delà de la bande optique C (1530 nm-1562 nm) en associant un amplificateur de bande L (1570 nm-1602 nm) en parallèle. Cependant, cette solution est complexe et augmente le coût, c'est pourquoi sa mise en œuvre pratique reste très limitée.

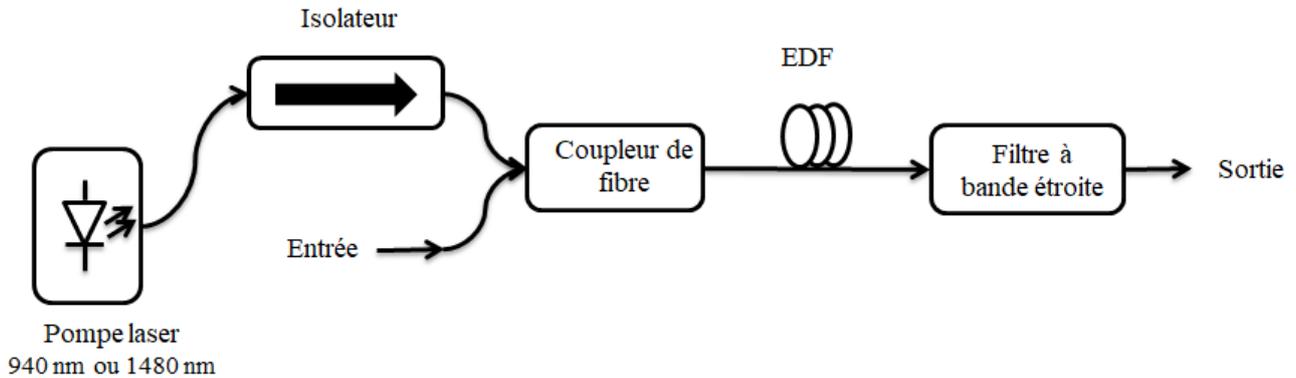


Figure 1.16 : Concept de l'amplificateur EDFA, EDF : fibre dopée à l'erbium.

Amplificateurs Raman

Les amplificateurs Raman utilisent la non-linéarité optique intrinsèque de la fibre, où l'amplification se produit sur toute la longueur de la fibre de transmission. Le gain Raman dépend de la puissance de la pompe et du décalage de fréquence entre la pompe et le signal. Le gain est indépendant de la direction de la pompe, ce qui permet à l'amplificateur d'être pompé vers l'avant ou vers l'arrière. La Figure 1.17 illustre le principe de l'amplificateur Raman avec un pompage vers l'arrière. Le pompage est généralement effectué vers l'arrière pour différentes raisons comme l'absence de bruit de pompe sur les signaux WDM et des fluctuations de puissance considérées comme acceptables. Les amplificateurs Raman fournissent une amplification de longueur d'onde variable ce qui leur permettent d'être également utilisés comme extension des EDFA. Cependant, ils nécessitent une puissance de pompe élevée et un contrôle de gain sophistiqué ce qui limite leur mise en œuvre.

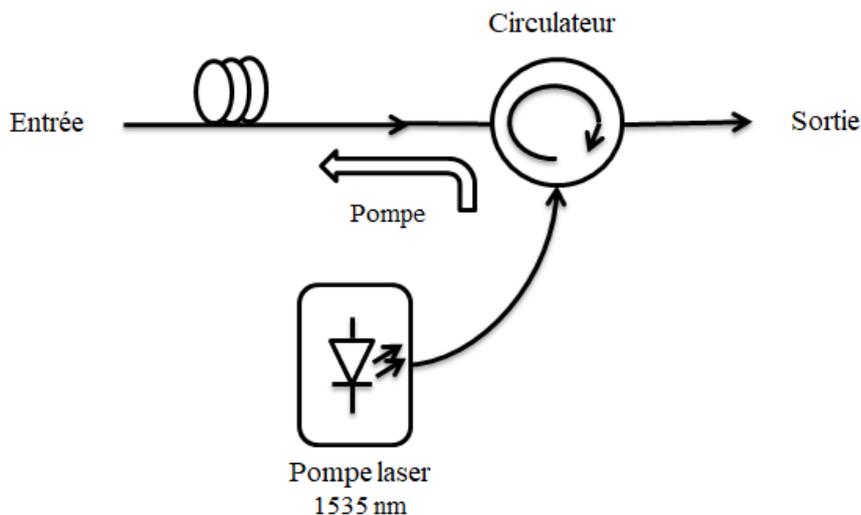


Figure 1.17 : Concept de l'amplificateurs Raman.

Amplificateurs à semi-conducteurs

Les amplificateurs à semi-conducteurs (SOA : Semiconductor Optical Amplifier) sont des composants optoélectroniques permettant d'amplifier le signal incident. Les SOA sont une alternative très intéressante par rapport aux amplificateurs EDFA et aux amplificateurs à fibre Raman, en raison de leur gain important, leur large bande passante, leur petite taille, leur facilité d'intégration et leur coût réduit. La structure de base du SOA est illustrée dans la Figure 1.18.

La région active du SOA entraîne un gain optique lorsque l'amplificateur est électriquement polarisé. En conséquence, l'injection de porteurs permet de créer une inversion de population des porteurs de charge qui est une condition nécessaire pour l'amplification dans un matériau semi-conducteur. Notons que la région active peut être construite avec des dimensions réduites, entraînant ainsi une limitation du mouvement des porteurs de charge.

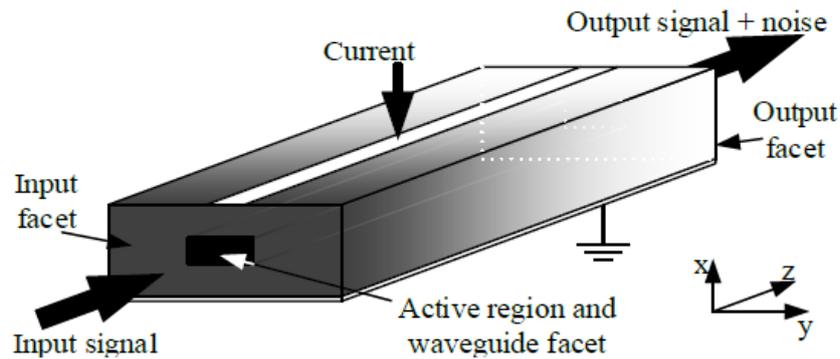


Figure 1.18 : Amplificateur à semi-conducteurs [Mar18].

Dans les dispositifs optoélectroniques, le gain optique est modélisé d'une manière simplifiée en considérant un système à deux niveaux d'énergie (comme le montre la Figure 1.19 avec $E_1 < E_2$). Les deux niveaux d'énergie sont la bande de conduction et la bande de valence, séparés par une bande interdite. Il existe principalement trois processus radiatifs fondamentaux (absorption, émission stimulée et émission spontanée) :

- Le principe du processus d'absorption (Figure 1.19 (a)) est qu'un photon incident avec une énergie $\hbar\omega = E_2 - E_1$ peut être absorbé par excitation d'un électron allant du niveau d'énergie E_1 à un niveau d'énergie E_2 .
- Dans le processus d'émission stimulée (Figure 1.19 (b)), un photon incident excite un électron du niveau E_2 au niveau E_1 , entraînant ainsi une émission des photons $\hbar\omega$ d'une façon cohérente.
- D'autre part, le système excité se relaxe par l'émission spontanée d'un photon $\hbar\omega$ d'une façon incohérente sans la présence d'un champ extérieur (Figure 1.19 (c)).

L'émission stimulée doit être le processus dominant pour amplifier un signal optique (champ de photons). Cependant, l'absorption entraîne une atténuation du signal optique et l'émission spontanée introduit un bruit (noise background), le SOA présente donc en sortie une version amplifiée du signal d'entrée avec, en plus, un terme d'émission spontanée amplifiée (ASE). Cette puissance d'ASE est exprimée par [Kha12]

$$P_{ASE} = n_{sp} h\nu (G - 1) B_0 \quad (1.10)$$

où n_{sp} est le facteur d'inversion de population, $h\nu = \hbar\omega$ (h représente la constante de Planck, ν est fréquence optique), G est le gain définie pour la fréquence ν , B_0 représente la bande passante optique

du filtre utilisé pour déterminer la puissance de bruit P_{ASE} . Notons que n_{sp} dépend des populations relatives N_1 et N_2 des états suivant la relation

$$n_{sp} = \frac{N_2}{N_2 - N_1} \quad (1.11)$$

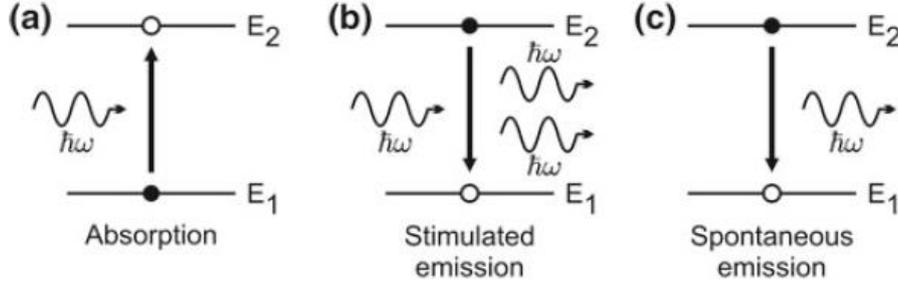


Figure 1.19 : processus radiatifs fondamentaux [Sch17].

Paramètres clés du SOA

Les amplificateurs optiques sont caractérisés par des paramètres clés tel que le gain optique G , le rapport signal sur bruit optique ($OSNR$: Optical signal to noise ratio), le facteur de bruit (F) et le niveau de puissance de saturation.

- Le gain optique G , aussi appelé facteur d'amplification du SOA, est défini par

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (1.12)$$

où P_{out} et P_{in} sont respectivement la puissance de sortie et la puissance d'entrée du SOA. Tout au long de cette thèse, le gain optique est exprimé en dB. En revanche, les valeurs de puissances optiques sont exprimées en dBm comme suit

$$\begin{aligned} P[dBm] &= 10 \log_{10}(P[mW]) \\ G[dB] &= 10 \log_{10}(G) \end{aligned} \quad (1.13)$$

- L' $OSNR$ est un facteur qui mesure la qualité du signal dans les systèmes de communication. Il est défini en sortie du SOA par

$$OSNR = \frac{P_{out}}{P_{ASE}} \quad (1.14)$$

L' ASE dégrade la qualité du signal amplifié induisant ainsi une diminution de l' $OSNR$.

- Le facteur de bruit F quantifie les caractéristiques de bruit d'un amplificateur. Il est défini [Ban00] comme suit

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{2P_{ASE}}{h\nu GB_0} + \frac{1}{G} \quad (1.15)$$

où SNR_{in} et SNR_{out} représentent les rapports signal à bruit, d'entrée et de sortie, respectivement.

Non linéarités du SOA

Les non-linéarités dans le SOA sont principalement causées par la modification de la densité des porteurs induite par le signal d'entrée de l'amplificateur (par exemple par une variation d'intensité du signal injecté en entrée du SOA) [Kha12] [Anj15] [Mao16] [Ben17]. Les non-linéarités sont : l'auto rotation de la polarisation (SPR : Self-Polarization Rotation), la modulation de polarisation croisée (XPoIM : Cross-Polarization Modulation), l'auto-modulation de gain (SGM : Self-Gain Modulation), l'auto-modulation de phase (SPM : Self-Phase Modulation), la modulation de gain croisé (XGM : Cross-Gain Modulation), la modulation de phase croisé (XPM : Cross-Phase Modulation), le mélange à quatre ondes (FWM : Four Wave Mixing) et le couplage phase-amplitude.

Notons que les effets SGM et SPM sont provoqués par la variation de puissance du signal d'entrée. En présence d'un autre signal émis à une longueur d'onde différente, il en résulte les effets XGM et XPM causés par les variations de puissance de ce dernier. En ce qui concerne les effets FWM très présents en CO-OFDM, il est intéressant de savoir que quand un signal à plusieurs fréquences attaque le SOA, le signal en sortie est composé du signal amplifié dans les fréquences fondamentales mais aussi de signaux indésirables dans les fréquences d'intermodulations.

Les effets SPR et XPoIM décrivent la rotation non-linéaire de l'état de polarisation du signal de sortie par rapport au signal d'entrée. La différence entre les gains transverse électrique (TE) et transverse magnétique (TM) ainsi que la modification de la biréfringence structurelle du SOA causent les effets SPR et XPoIM.

L'ensemble des effets cités précédemment sont liés à la dynamique de la densité de porteurs du SOA (processus inter-bandes et intra-bandes). Ces processus sont présentés dans la suite.

Nous présentons maintenant le facteur de couplage phase-amplitude qui est un des paramètres clés dans la modélisation du SOA [Hen82]. Le couplage phase-amplitude ou facteur de Henry est exprimé par [Occ02]

$$\alpha_H \approx -\frac{4\pi}{\lambda} \frac{\frac{\partial n_{eq}}{\partial N}}{\frac{\partial(\Gamma \cdot g_m)}{\partial N}} \quad (1.16)$$

où n_{eq} est l'indice de réfraction équivalent du mode guidé, Γ est le facteur de confinement du guide d'ondes, g_m est le gain matériau, le produit Γg_m est le gain modal, N est la densité de porteurs.

Généralement, ce facteur est considéré comme une valeur constante dans les modélisations des amplificateurs. Dans cette étude, nous considérons également qu'il est constant ; cependant, nous étudierons son impact sur les performances du système via l'accès que nous avons sur notre modèle.

Notons qu'un effet de *chirp* de fréquence résulte du couplage phase-amplitude, il est défini comme une variation de la fréquence instantanée par rapport à la fréquence centrale comme suit [Kha12]

$$\partial v(t) = \frac{\alpha_H}{4\pi} \left[\left(\frac{d}{dt} \ln(P(t)) \right) + \kappa P(t) \right] \quad (1.17)$$

où $P(t)$ est la variation temporelle de la puissance optique et κ est une constante. Ce *chirp* est composé d'un terme dynamique ou transitoire $\left(\frac{d}{dt} \ln(P(t))\right)$ et d'un terme statique ou adiabatique ($\kappa P(t)$).

Le facteur de couplage phase-amplitude introduit un déphasage ϕ en sortie du SOA pour une variation du gain $\Delta g = \Gamma g_m(N) - \Gamma g_m(N_{ref})$ (où N_{ref} est la densité de porteurs de référence) supposée constante sur une longueur L de la couche active du SOA, défini par [Occ02]

$$\phi(N) \approx \phi(N_{ref}) - \frac{1}{2} \alpha_H(\Delta g)L \quad (1.18)$$

Nous présentons Figure 1.20, la caractéristique classique de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée d'un amplificateur. Dans le cas idéal, les SOA ont une caractéristique linéaire, cependant en pratique, les SOA ne sont pas parfaitement linéaires. Il est possible de distinguer trois zones : une zone linéaire, une zone de compression et une zone de saturation. Dans la zone linéaire, les distorsions sont quasi nulles mais l'utilisation du SOA dans cette zone présente une faible efficacité (transmission à une faible puissance, portée réduite). Dans la zone de compression, les distorsions commencent à apparaître, la puissance du signal de sortie augmente avec la puissance du signal d'entrée à condition que celle-ci soit plus petite que la puissance de saturation d'entrée (P_{in}^{sat}). Dans la zone de saturation, la puissance d'entrée s'approche de sa valeur de saturation P_{in}^{sat} , les distorsions sont alors plus prononcées.

Notons que les effets non-linéaires induisent du bruit hors bande, de la repousse spectrale et de l'interférence inter-symboles. Des avantages sont présents dans les zones de compression et de saturation, comme la grande efficacité de puissance sur de longue portée. Pour ce fait, nous nous intéressons à linéariser le SOA dans sa zone non-linéaire.

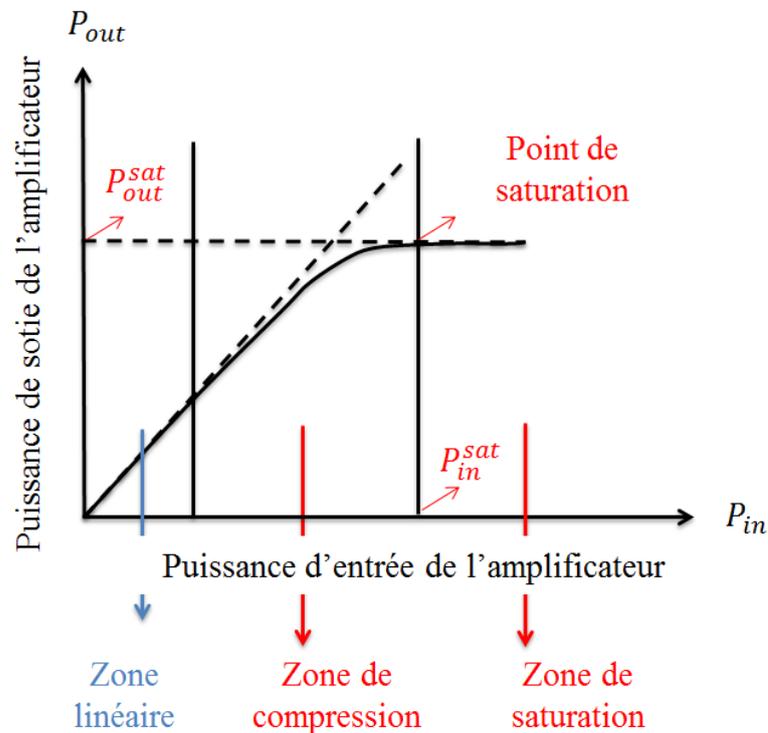


Figure 1.20 : Caractéristique classique de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée d'un amplificateur.

Phénomènes dynamiques du SOA

Les phénomènes dynamiques dans le SOA sont dus aux processus inter-bandes et intra-bandes. Les effets intra-bandes sont rapides et décrivent le changement de la distribution des porteurs de charge (c'est-à-dire d'électrons et de trous) à l'intérieur des bandes de valance et de conduction. Les transitions inter-bandes sont lentes et décrivent la génération et la recombinaison de porteurs de charge entre la bande de valance et la bande de conduction, modifiant ainsi la densité de porteurs des bandes. Nous présentons maintenant la dynamique du gain dans la Figure 1.21.

Tout d'abord, on peut voir qu'une impulsion injectée à l'instant $t = 0$, provoque une réduction du gain G (Figure 1.21 (a)). Regardons maintenant le processus de changement de la densité de porteurs en Figure 1.21 (b). On peut constater :

- L'effet de trou spectral (SHB : Spectral Hole Burning) montre comment le spectre de l'impulsion optique induit une densité de porteurs réduite dans un intervalle d'énergie étroit. Notons que le gain est partiellement récupéré sur une échelle de temps d'environ 100 fs par diffusion intra-bande, ce qui entraîne la fermeture du trou spectral [Bor00].
- L'effet d'échauffement des porteurs (CH : Carrier Heating) implique une distribution des porteurs égale à une distribution de Fermi.
- L'effet de refroidissement des porteurs (CCD : Carrier Cool Down) permet une distribution de porteurs qui se redresse par diffusion de phonons intra-bande.
- Enfin, l'injection des porteurs inter-bande (CI : Carrier Injection) rétablit la densité des porteurs à son origine dans un délai d'une nanoseconde [Ber03].

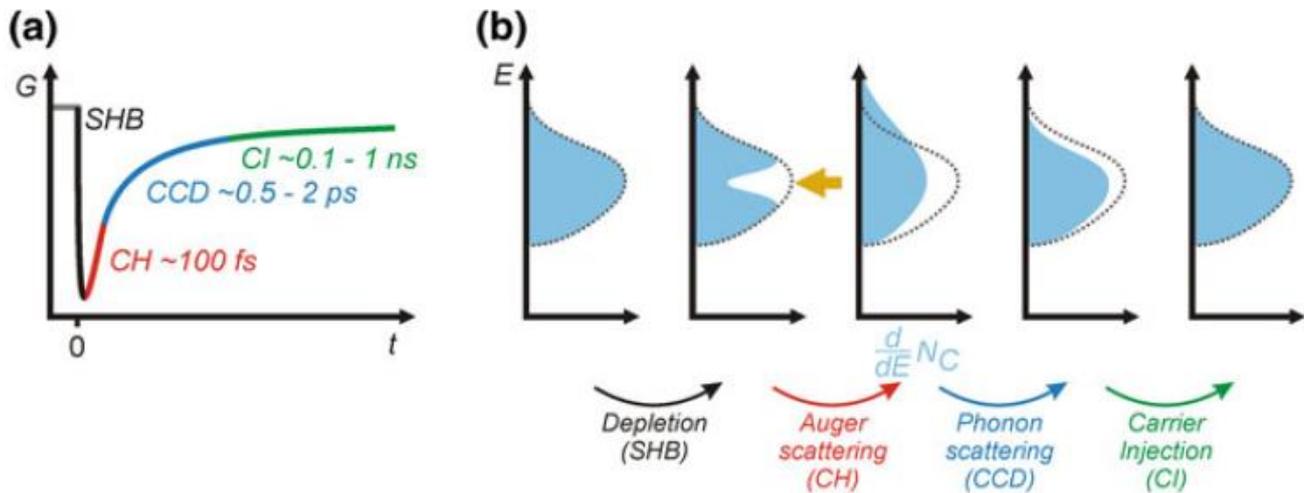


Figure 1.21 : (a) Dynamique du gain, (b) Changement de la densité de porteurs, SHB : effet de trou spectral, CH : effet d'échauffement des porteurs, CCD : effet de refroidissement des porteurs, CI : injection des porteurs [Sch17].

Du point de vue comportemental, les phénomènes dynamiques du SOA induisent des effets mémoire c'est-à-dire que la sortie actuelle du SOA dépend non seulement de l'entrée actuelle, mais aussi des valeurs d'entrée antérieures. Cela se traduit par l'élargissement de l'épaisseur des profils d'amplitude (AM-AM/AM-PM) et de phase (AM-AM/AM-PM) marqués par les courbes bleues Figure 1.22 (a) et Figure 1.22 (b), respectivement. D'autre part, les effets non-linéaires du SOA se traduisent par l'éloignement des courbes bleues par rapport aux lignes rouges correspondant au fonctionnement linéaire.

Les Figure 1.22 montrent l'impact des phénomènes dynamiques pour une ou deux impulsions injectées en entrée du SOA. La Figure 1.22 (b) illustre le cas d'un faible écart temporel entre les deux impulsions, pour lequel on a une amplification atténuée de la deuxième impulsion. D'autre part, la Figure 1.22 (c) illustre le cas d'un écart temporel supérieur entre les deux impulsions, engendrant une amplification atténuée pour la deuxième impulsion mais cette fois avec un facteur d'atténuation moins important.

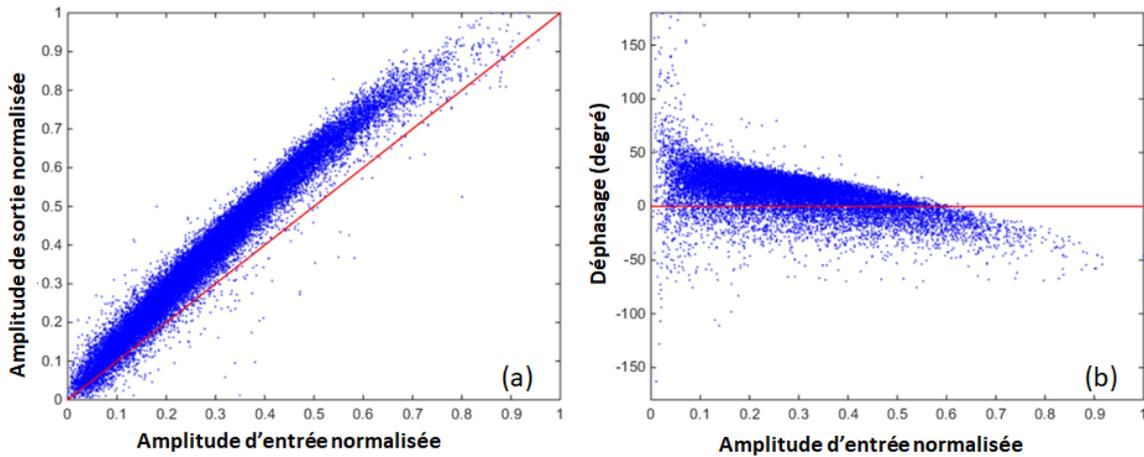


Figure 1.22 : Caractéristiques (a) AM-AM du SOA, (a) AM-PM du SOA.

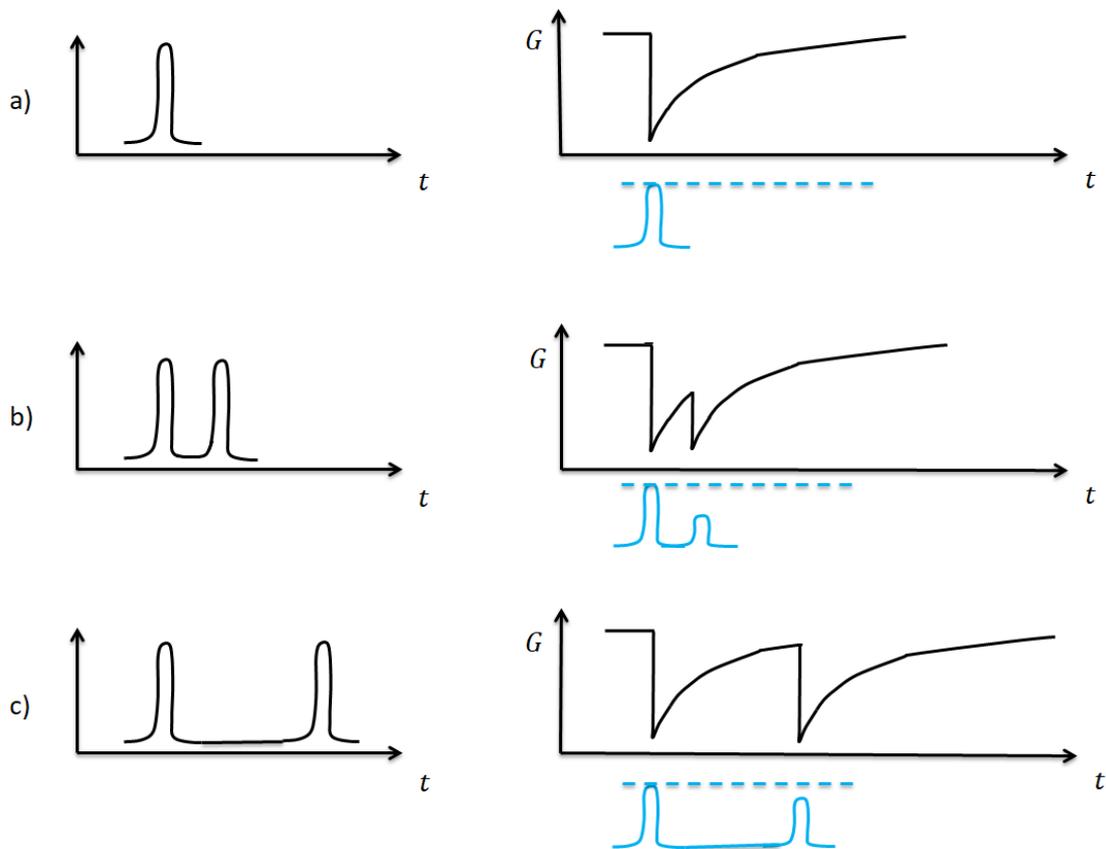


Figure 1.20 : Phénomènes dynamiques dans le SOA, (a) pour une impulsion injectée en entrée du SOA, (b)-(c) pour deux impulsions injectées en entrée du SOA avec des écarts de temps différents.

Le modèle de SOA INPHENIX-IPSAD1501 utilisé dans cette thèse a été proposé dans la thèse de P. Morel [Mor06a] [Mor09] sous le logiciel ADSTM d'Agilent Technologies. Ce modèle a ensuite été renforcé par la suite dans la thèse de H. Khaleghi [Kha12] [Kha13] qui a étudié en plus les effets non-linéaires XGM, XPM, α_H et FWM. Notons que le modèle utilisé rend compte des diverses non-linéarités et des phénomènes dynamiques lents ou rapides du composant.

4. Multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence

Par rapport aux diverses techniques de multiplexage, l'OFDM (multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence) [Zha13] est un format de modulation avancé, largement considéré pour ses propriétés attractives. Il permet de répondre aux objectifs de haut débit, possède une flexibilité d'allocation de bande passante, une mobilité et une haute efficacité spectrale. Cela est essentiellement dû à la propriété d'orthogonalité entre les sous-porteuses composant un signal OFDM, permettant de répartir l'information sans interférence entre les bandes des sous-porteuses. Pour tous ces avantages, nous nous sommes particulièrement intéressés dans cette thèse à l'OFDM et à sa mise en œuvre dans le domaine optique dénommé CO-OFDM (OFDM optique cohérent).

a. Principe général

Le multiplexage par répartition en fréquence (FDM) consiste en une transmission simultanée sur un certain nombre de fréquences porteuses distinctes. L'idée principale de la modulation multi-porteuse est de transmettre les données par un multiplexage fréquentiel sur N_{sc} fréquences [Cha70]. En OFDM, les fréquences des sous-porteuses sont choisies de sorte que les signaux soient orthogonaux sur une période de symbole OFDM. Une interférence est ainsi évitée. La Figure 1.23 illustre les spectres des sous-porteuses d'un système OFDM pour $N_{sc} = 3$ avec la notion d'orthogonalité entre les sous-porteuses pour les systèmes OFDM. Le spectre de chaque sous-porteuse OFDM à la forme d'un sinus cardinal, et chaque sous-porteuse est modulée par un symbole de donnée, sur une durée T_s (pondération par fenêtre rectangulaire). Les fréquences sont orthogonales si l'écart Δf entre deux fréquences sous-porteuses adjacentes f_k et f_{k+1} respecte la contrainte

$$\Delta f = m \frac{1}{T_s}, \quad m \in \mathbb{N}^* \quad (1.19)$$

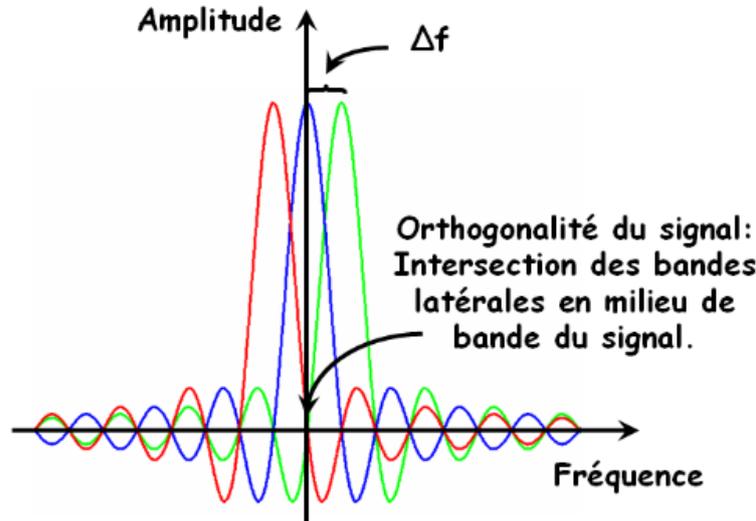


Figure 1.23 : Division du spectre en sous-bandes ($N_{sc} = 3$) et notion d'orthogonalité entre les sous-porteuses pour les systèmes OFDM [Lom07].

Dans les systèmes OFDM [Cha70], le signal d'information peut être représenté par

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=1}^{N_{sc}} c_{ni} s_n(t - iT_s) \quad (1.20)$$

où c_{ni} est le $i^{\text{ième}}$ symbole d'information associé à la $n^{\text{ième}}$ sous-porteuse, $s_n(t)$ est la forme d'onde de la $n^{\text{ième}}$ sous-porteuse, N_{sc} est le nombre de sous-porteuses et T_s est la période de symbole OFDM. Le signal $s_n(t - i T_s)$ est sélectionné à partir d'un ensemble de fonctions orthogonales, en OFDM le choix de $s_n(t)$ est la forme d'onde

$$s_n(t) = \Pi(t)e^{j2\pi f_n t} \quad (1.21)$$

où f_n est la fréquence de la $n^{\text{ième}}$ sous-porteuse et $\Pi(t)$ est la fonction porte définie par

$$\Pi(t) = \begin{cases} 0, & t \leq 0 \\ 1, & 0 < t \leq T_s \\ 0, & t > T_s \end{cases} \quad (1.22)$$

Au cours de la propagation, les interférences entre les symboles OFDM successifs dégradent l'orthogonalité entre les sous-porteuses. L'intervalle de garde ou préfixe cyclique (CP) constitue une solution permettant de régler ce problème. La période symbole OFDM initiale T_s est alors augmentée d'un intervalle de garde de durée T_G (Figure 1.24) nécessairement plus grand que le retard maximal de propagation T_{delay} . La durée totale d'un symbole OFDM devient donc

$$\begin{aligned} T &= T_s + T_G \\ T_G &> T_{delay} \end{aligned} \quad (1.23)$$

Typiquement, l'intervalle de garde est construit en copiant une portion de la fin du symbole en début de symbole (Figure 1.24). Notons qu'au niveau du récepteur, on ne tient pas compte du préfixe cyclique.

Nous avons présenté dans le paragraphe précédent le principe général de l'OFDM en temps continu (t). En pratique, le signal OFDM est généré numériquement via un DSP ou un FPGA (voir Figure 1.25). Le temps discret est alors représenté par la variable k , tel que $t = kT_{ech}$, où T_{ech} est la période d'échantillonnage du système. En regardant la même figure, on peut voir que les bits transmis sont tout d'abord modulés, puis subissent une conversion de série en parallèle (CSP) pour répartir les données sur les N_{sc} sous-porteuses. Ensuite les symboles passent par une transformée de fourrier rapide inverse (IFFT) puis une conversion de parallèle en série (CPS) suivi d'une insertion d'un préfix cyclique, générant ainsi le signal OFDM $x(k)$.

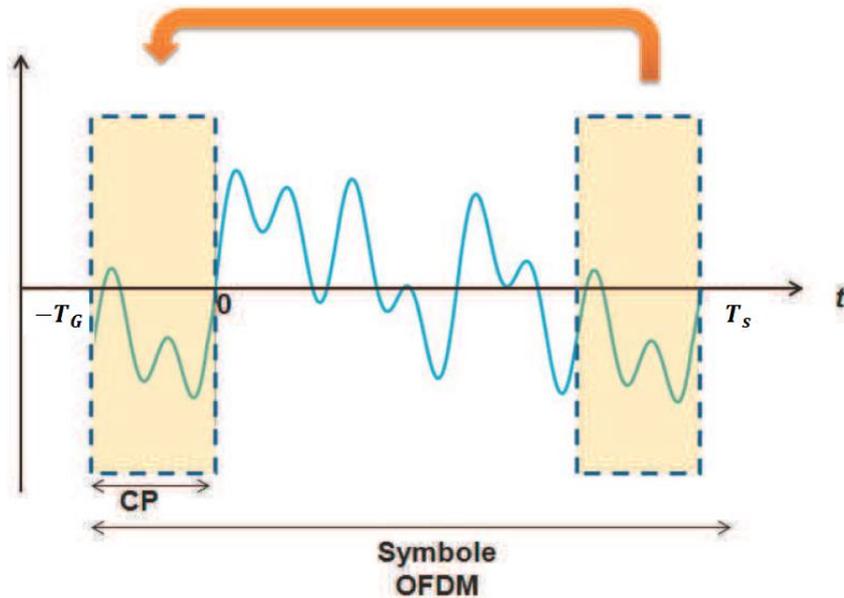


Figure 1.24 : Schéma de principe du préfixe cyclique [Kha12].

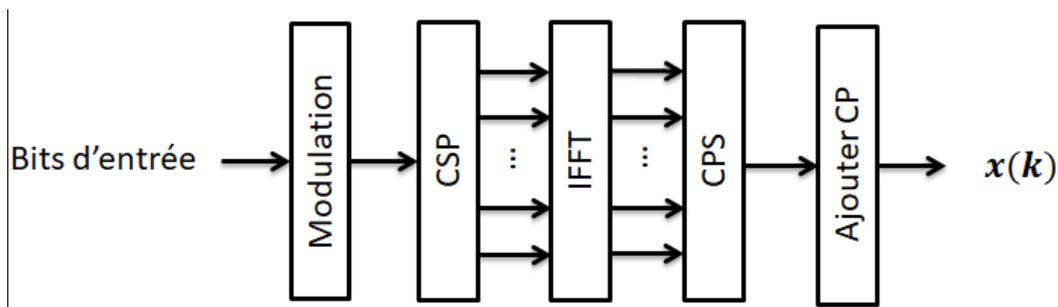


Figure 1.25 : Génération d'un signal OFDM.

b. Historique

L'OFDM a dominé dans presque toutes les normes de communication radiofréquence (RF-OFDM). Récemment, l'OFDM a attiré une attention considérable de la part de la communauté des communications optiques (O-OFDM), et a montré son potentiel à être présent dans de nombreuses applications de réseaux optiques, du réseau longue distance au réseau métropolitain. Le Tableau 1.1 situe quelques contributions majeures tant sur le plan théorique que pratique, une partie de ces travaux est décrite dans [Arm08].

i. **OFDM radiofréquence (RF-OFDM)**

La première proposition d'utilisation de fréquences orthogonales pour la transmission a été brevetée en 1966 par R. W. Chang de « Bell Labs » [Cha66]. La proposition de générer des signaux orthogonaux à l'aide d'une transformée de Fourier rapide (FFT) est venue en 1969 [Sal69]. Le préfixe cyclique (CP) a été proposé en 1980 [Pel80]. Ce sont les trois aspects clés qui constituent la base de la plupart des systèmes OFDM.

L'OFDM a commencé à être considéré pour des applications pratiques sans fil au milieu des années 1980. L. J. Cimini de « Bell Labs » a publié en 1985 [Cim85], l'OFDM pour les communications

mobiles, tandis qu'en 1987, R. Lassalle et M. Alard [Las87] ont étudié l'utilisation de l'OFDM pour la radiodiffusion et ont montré l'importance d'un codage correcteur d'erreurs. En outre, l'application de l'OFDM pour les communications filaires a été mise au point par J. S. Chow qui a démontré son potentiel en tant que technique de modulation pour les applications DSL (digital subscriber loop) [Cho91]. Les articles de I. E. Telatar et G. F. Foschini sur les systèmes multi-antennes (MIMO) (en 1995 [Tel99] puis en 1998 [Fos98]), ont ouvert la voie à de nouvelles recherches sur l'OFDM [Stu16] [Zhe17] [Zho17] [Voi18].

Année	Développement historique
1966	Système de transmission de donnée avec multiplexage en fréquence orthogonale [Cha66]
1969	Utilisation de la FFT (Fast Fourier Transform) pour l'OFDM [Sal69]
1980	Utilisation d'un préfixe cyclique (CP) [Pe180]
1985	OFDM pour les communications mobiles [Cim85]
1987	OFDM pour la radiodiffusion (broadcasting) [Las87]
1990	Boucles d'abonnés numériques (Digital subscriber loops) [Cho91]
1995	Technologie des systèmes MIMO [Tel99]
1996	Premier article sur l'OFDM optique [Pan96]
2006	OFDM optique cohérent (CO-OFDM) OFDM avec une détection directe (DD-OFDM) [Shi06] [Low06] [Djo06]
2007	CO-OFDM avec un débit de 8 Gb/s [Shi07]
2015	CO-OFDM avec un débit de 80 Gb/s [Jar15]

Tableau 1.1 : Historique des travaux marquants sur l'OFDM.

ii. OFDM optique (O-OFDM)

Le premier article sur l'OFDM optique dans la littérature est signé par Q. Pan et *al.* en 1996 [Pan96]. Par la suite, l'OFDM a été largement étudié dans les cas de l'optique sans fil [Gon06] [Gru07], de la fibre optique monomode [Sch08], de la fibre optique multimode [Lee07] [Lee08] et de la fibre optique multimode plastique. D'autres études pour l'OFDM optique proposent des applications basées sur l'OFDM optique cohérent (CO-OFDM) [Shi06] et l'OFDM à détection directe OFDM (DD-OFDM) [Djo06] [Low06]. Afin d'augmenter l'efficacité spectrale, la capacité de transmission et pour améliorer la sensibilité du récepteur, les technologies cohérentes optiques avec l'OFDM (CO-OFDM) ont été l'objet de nombreux travaux de recherche ces dernières années [Fan16] [Bal17] [Xu17a]. En effet, plusieurs groupes ont travaillé sur l'OFDM à haut débit [Shi07] [Cho14] [Jar15] [Gua16] [Per17].

c. Réduction du rapport de puissance crête sur puissance moyenne

Dans les systèmes de modulation multi-porteuse, la réduction du rapport de puissance crête sur puissance moyenne (PAPR : Peak-to-Average Power Ratio) constitue une problématique importante. Les techniques de réduction de PAPR consistent à réduire la dynamique du signal pour permettre à l'amplificateur de fonctionner de manière plus efficace près de la puissance de saturation [Ham08b] [Sin09]. Dans l'OFDM, les signaux multi-porteuses sont par construction à enveloppe non-constante

ce qui les rend très susceptibles aux effets non-linéaires du canal. Pour des signaux OFDM à temps discret k , le PAPR est défini comme le rapport entre la puissance instantanée maximale et sa puissance moyenne comme suit

$$PAPR[x_c] = \frac{\max[|x_c(k)|^2]}{\langle |x_c(k)|^2 \rangle} \quad (1.24)$$

Les méthodes de réduction du PAPR apparaissant dans la littérature peuvent être classées suivant 3 catégories [Lan11] : méthodes d'ajout de signal, méthodes probabilistes et méthodes de codage. Le Tableau 1.2 présente cette classification. Les méthodes d'ajout de signal regroupent toutes les méthodes dont la réduction du PAPR peut être formulée comme $PAPR(X + C) < PAPR(X)$, où X désigne les données utiles et C désigne le signal d'écrêtage utilisé pour atténuer le PAPR original. L'idée des méthodes probabilistes est de délivrer plusieurs copies des symboles OFDM originaux, pour lesquelles la phase, l'amplitude et/ou la position de la sous-porteuse ont été modifiées, et de sélectionner la copie dont le PAPR est le plus bas. Les méthodes de codages regroupent toutes les techniques utilisant une forme de codage pour réduire le PAPR.

Méthodes de réduction de PAPR	Exemples
Méthodes d'ajout de signal	Comanding methods, Invertible clipping, ACE (Active Constellation Extension), Tone Injection (TI), Regular Clipping, Deep Clipping, Geometric Method
Méthodes probabilistes	SLM (Selected Mapping), PTS (Partial Transmit Sequences)
Méthodes de codage	Reed-Muller codes, Treillis shapping

Tableau 1.2 : Classification des méthodes de réduction du PAPR [Lan11].

Nous présentons maintenant quelques méthodes classiques (écrêtage, loi- μ , wang) pour la réduction de PAPR qui ont été utilisées dans le cadre de cette thèse.

i. Ecrêtage

La technique de réduction du PAPR la plus simple est l'écrêtage (Clipping) [Bul16]. C'est une technique qui modifie la statistique du signal de communication. Dans le cas d'un signal OFDM, la densité de probabilité est une loi de Rayleigh (Figure 1.26).

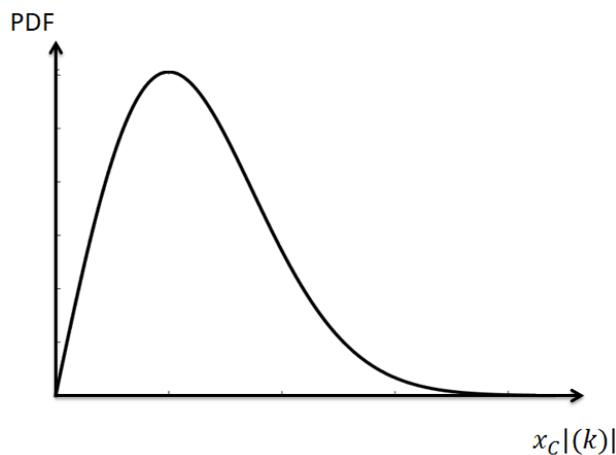


Figure 1.26 : Fonction de densité de probabilité (PDF) d'un signal OFDM.

Le principe de la technique d'écrêtage est illustré en Figure 1.27 où les pics du signal complexe $x_c(k)$ sont écrêtés lorsque ceux-ci dépassent un seuil donné (α_0), c'est-à-dire

$$y_c(k) = \begin{cases} x_c(k) & \text{si } |x_c(k)| \leq \alpha_0 \\ \alpha_0 e^{j\angle x_c(k)} & \text{si } |x_c(k)| > \alpha_0 \end{cases} \quad (1.25)$$

où $\angle x_c(k)$ est la phase de $x_c(k)$.

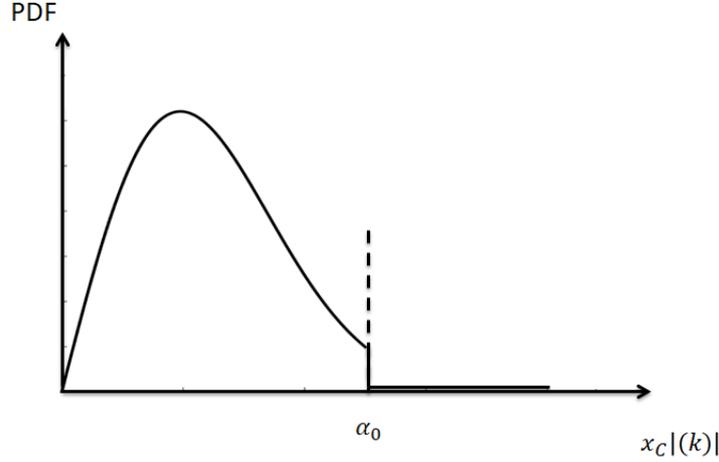


Figure 1.27 : Technique d'écrêtage pour la réduction du PAPR.

Il est évident que la mise en œuvre de cette méthode est aisée puisqu'elle ne dépend que d'un seul paramètre. Cependant, l'inconvénient est qu'il y aura une distorsion spectrale significative, en particulier lorsque la valeur de α_0 est faible [One95]. Généralement, lorsque l'écrêtage est utilisé, il est nécessaire de filtrer le signal écrêté afin de diminuer la réjection spectrale hors bande.

ii. Loi- μ

La loi de compression via la loi- μ a d'abord été développée pour les signaux de parole afin d'optimiser le nombre de bits requis par la quantification des échantillons. Comme les signaux OFDM et les signaux vocaux se comportent de la même manière, au sens où des pics élevés se produisent rarement (mais sûrement), les mêmes transformations de compression peuvent être utilisées pour réduire le PAPR du signal. En conséquence, la loi- μ a été introduite pour la première fois par X. Wang comme technique de compression [Wan99]. Selon cette loi, le signal complexe $x_c(k)$ est déformé selon l'expression suivante

$$y_c(k) = \frac{A \cdot \text{sgn}(x_c(k)) \ln(1 + \frac{\mu}{A} |x_c(k)|)}{\ln(1 + \mu)} \quad (1.26)$$

où A est une constante de normalisation telle que $0 \leq \frac{|x_c(k)|}{A} \leq 1$, μ est le paramètre de compression et $\text{sgn}(\cdot)$ désigne la fonction signe.

Du côté du récepteur, le signal reçu avant démodulation $x_D(k)$ subit la transformée inverse afin de récupérer le signal OFDM original avant la démodulation. La fonction de décompression est

$$y_D(k) = A \frac{\exp \left[\frac{x_D(k)}{A \cdot \text{sgn}(x_D(k))} \ln(1 + \mu) \right] - 1}{\mu \cdot \text{sgn}(x_D(k))} \quad (1.27)$$

L'avantage de cette méthode est que les fonctions de compression / décompression ne dépendent que d'un seul paramètre μ , ce qui rend le traitement facile à calibrer afin d'avoir les meilleures performances. L'effet de μ sur les fonctions de compression et de décompression est présenté dans la Figure 1.28. Notons que pour des signaux de parole, la valeur $\mu = 255$ est souvent utilisée.

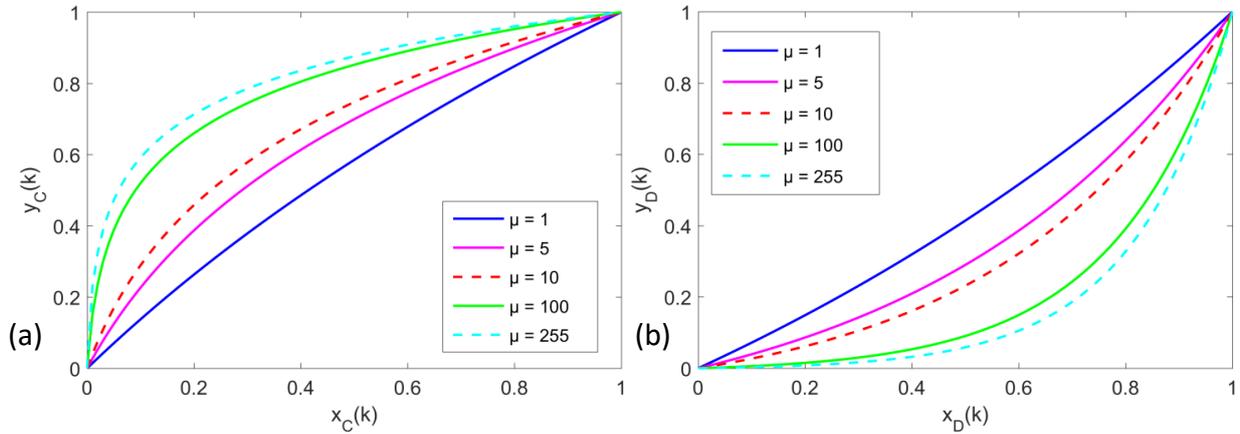


Figure 1.28 : Loi- μ , effet de μ sur la fonction de compression (a), décompression (b).

iii. Fonction de Wang

D'autres techniques de compression ont été introduites dans la littérature dont le but de modifier la statistique du signal de communication. Le schéma de Wang et al. [Wan13] consiste à construire une fonction de compression de sorte que l'amplitude du signal en sortie du bloc de compression $y_C(k)$ corresponde à une fonction de densité de probabilité (PDF) linéaire par morceaux comme présentée sur la Figure 1.29. Cette fonction est composée de deux parties avec des pentes distinctes $k_1 > 0$, $k_2 < 0$, avec un point d'inflexion situé à x_0 et un point de coupure à $A > 0$ (Figure 1.29). La PDF souhaitable peut être exprimée par

$$p(r) = \begin{cases} k_1 x_C & \text{si } 0 \leq |x_C(k)| \leq x_0 \\ k_2 x_C + (k_1 - k_2)x_0 & \text{si } x_0 < |x_C(k)| \leq A \\ 0 & \text{si } |x_C(k)| > A \end{cases} \quad (1.28)$$

où $k_1 > 0$ et $k_2 < 0$ sont des paramètres variables qui contrôlent la fonction de compression.

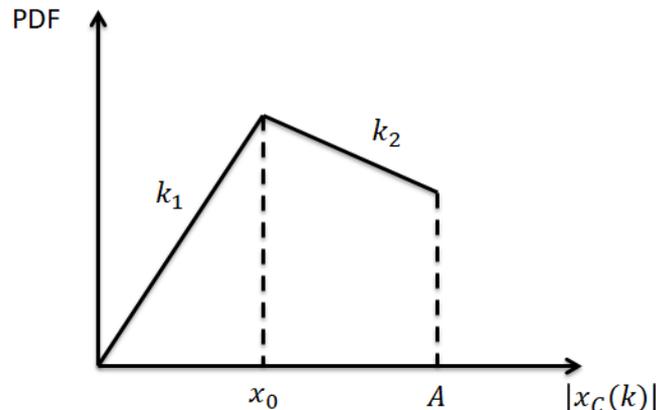


Figure 1.29 : PDF en fonction des paramètres k_1 , k_2 , x_0 et A .

La fonction de compression peut être obtenue par

$$y_c(k) = \begin{cases} \operatorname{sgn}(x_c(k)) \sqrt{\frac{2}{k_1}} \left(1 - e^{-\frac{|x_c(k)|^2}{\sigma^2}}\right) & \text{si } 0 \leq |x_c(k)| \leq x_0 \\ \operatorname{sgn}(x_c(k)) \left((k_2 - k_1)cA + \sqrt{(k_1 - k_2)k_1c^2A^2 + 2k_2 \left(1 - e^{-\frac{|x_c(k)|^2}{\sigma^2}}\right)} \right) & \text{si } x_0 < |x_c(k)| \leq A \end{cases} \quad (1.29)$$

où $x_0 = \sigma \left(-\ln \left(1 - \left(\frac{k_1}{2}\right) c^2 A^2\right)\right)^{\frac{1}{2}}$ et $\sigma^2 = E\{|x_c(k)|^2\}$. La fonction sgn conserve l'information de la phase. Pour respecter la contrainte d'une préservation de la puissance moyenne du signal ($E\{|y_c(k)|^2\} = E\{|x_c(k)|^2\} = \sigma^2$), on calcule A par la relation suivante

$$A = \sqrt{\frac{1}{2\zeta_2} \left(\sqrt{\zeta_1^2 - 4\zeta_0\zeta_2} - \zeta_1\right)} \quad (1.30)$$

où $\zeta_0 = 12\sigma^2(c - 2)$, $\zeta_1 = -2(c^3 - 4)$ et $\zeta_2 = k_2(c^3 - 3c + 2)$.

Du côté du récepteur, le signal reçu avant démodulation $x_D(k)$ peut être récupéré par la fonction

$$y_D(k) = \begin{cases} \operatorname{sgn}(x_D(k)) \sigma \sqrt{-\ln\left(1 - \frac{k_1}{2} |x_D(k)|^2\right)} & \text{si } 0 \leq |x_D(k)| \leq x_0 \\ \operatorname{sgn}(x_D(k)) \sigma \sqrt{-\ln\left(-\frac{k_2}{2} |x_D(k)|^2\right) + (k_2 - k_1)cA|x_D(k)| + 1 - \frac{c^2A^2}{2}(k_2 - k_1)} & \text{si } x_0 < |x_D(k)| \leq A \end{cases} \quad (1.31)$$

En pratique, les deux seuls paramètres clés qui doivent être bien choisis sont k_2 et c , ils donnent plus de flexibilité pour obtenir de bonnes performances. Néanmoins leur choix n'est pas évident contrairement à ceux de la loi- μ ou de l'écrêtage.

5. Linéarisation des composants électriques et optoélectroniques

a. Etat de l'art des techniques de linéarisation des amplificateurs électriques

Toute chaîne de communication nécessite un amplificateur pour compenser la dégradation de performance résultant des pertes variées, au niveau des composants électriques et optoélectroniques et de la fibre. Cependant, les amplificateurs peuvent dégrader les performances du système à cause de leurs effets non linéaires. Pour assurer une bonne linéarité des amplificateurs tout en conservant une efficacité élevée, diverses techniques de linéarisation peuvent être mises en œuvre. Nous proposons dans la Figure 1.30, une classification de différentes techniques de linéarisation. Ces techniques peuvent être classées en deux catégories, selon qu'il y a ou pas un changement de la fonction d'amplification. Cette section est dédiée à discuter de ces techniques et à justifier le choix de la pré-distorsion fait pour cette thèse.

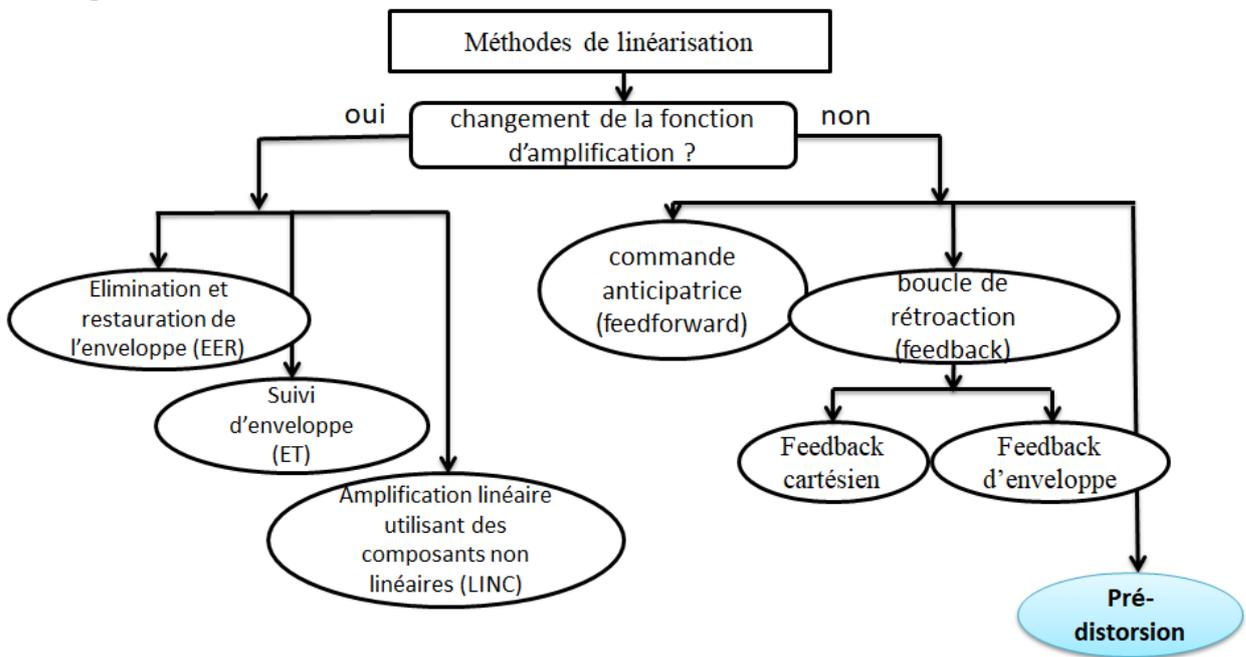


Figure 1.30 : Classification proposée des méthodes de linéarisation d'un amplificateur.

i. Méthodes avec changement de la fonction d'amplification

Ces méthodes réalisent la linéarisation de l'amplificateur de puissance en modifiant la fonction d'amplification. La nouvelle fonction non linéaire est plus complexe que la fonction initiale. Quelques exemples de cette méthode sont présentés dans cette section comme l'élimination et restauration de l'enveloppe (EER : Enveloppe Elimination and Restoration) [Kah52] [Ham08a], suivi d'enveloppe (ET : Enveloppe Tracking) [Paa08] et l'amplification linéaire utilisant des composants non linéaires (LINC : Linear amplification Using Nonlinear Components) [Zho07].

Elimination et restauration de l'enveloppe

La technique de linéarisation par EER, d'abord proposée par L. R. Kahn [Kah52], consiste à séparer les informations d'amplitude et de phase du signal à émettre. Comme le montre la Figure 1.31, la linéarisation EER, consiste à diviser le signal $x(t) = A(t)\cos(2\pi f_c t + \theta(t))$ en deux parties. La première partie fournit, par le biais d'un limiteur, le signal d'amplitude constante et contenant l'information de phase $s_p(t) = \cos(2\pi f_c t + \theta(t))$. Ce signal est transmis à l'entrée du PA. La deuxième partie fournit le signal d'enveloppe, $s_A(t) = A(t)$, extrait par un détecteur d'enveloppe

[Ken00] [Wan05] [Ces08]. Il est utilisé pour la modulation dynamique de l'alimentation du PA. En sortie du PA, le signal obtenu est une version amplifiée du signal d'entrée du bloc EER. Cette technique inventée dans les années 50, a été largement utilisée car elle offre de bons résultats en termes de linéarité et de rendement. Cependant, sa mise en œuvre pratique pose quelques problèmes, notamment, lorsqu'un signal d'entrée présente de très fortes variations d'enveloppe, des distorsions importantes apparaissent alors [Ken00] [Dar05]. Pour faire face à ce problème d'implémentation, plusieurs techniques sous-optimales en termes de rendement ont été proposées, comme la technique de linéarisation ET (Enveloppe Tracking) discutée ci-après.

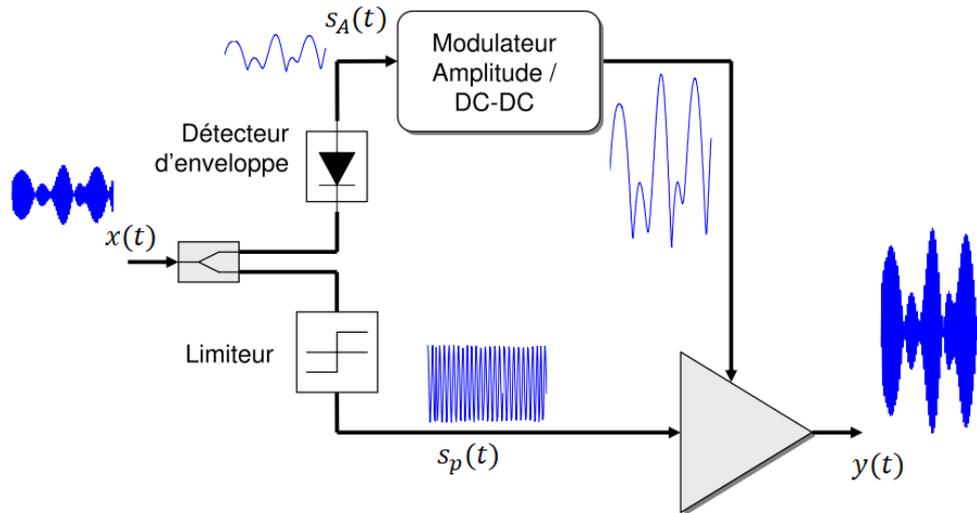


Figure 1.31 : Architecture de la technique EER [Ces08].

Suivi d'enveloppe (ET)

La technique de linéarisation par suivi d'enveloppe (ET : Enveloppe Tracking) est très proche de l'EER, la seule différence est la suppression du limiteur. L'architecture de l'ET est illustrée sur la Figure 1.32. Cette technique simplifiée de EER, suppose que l'amplificateur est assez linéaire [Bra12]. Le signal d'entrée du bloc ET, présente comme auparavant, les variations de l'amplitude et de la phase. L'enveloppe du signal variable $s_A(t)$ est conservée pour la modulation dynamique de l'alimentation du PA [Han99] [And01]. La particularité de cette technique est de laisser une marge entre les niveaux de saturation et de variation de l'alimentation pour minimiser les distorsions et empêcher l'écèlement en sortie. Cependant, cette technique présente un faible rendement par rapport à EER.

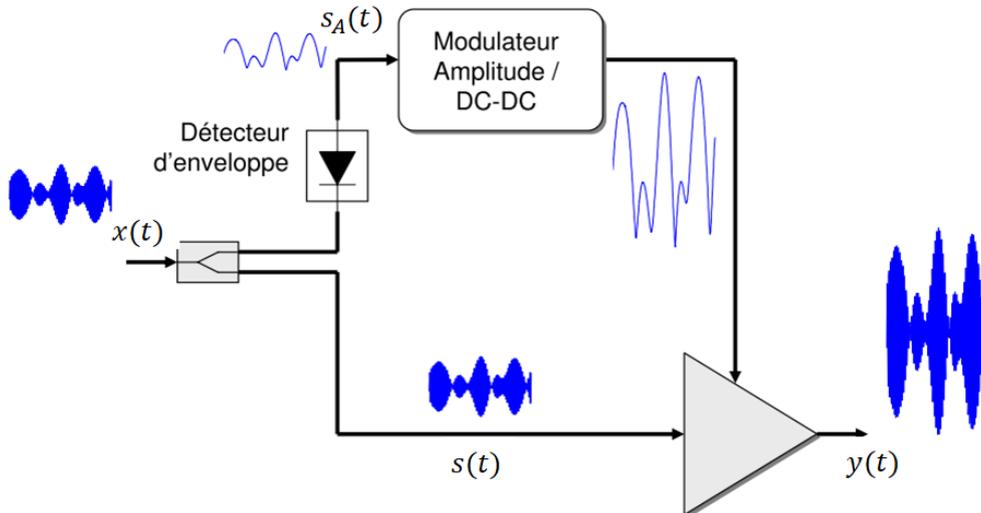


Figure 1.32 : Architecture de la technique ET [Ces08].

Amplification linéaire utilisant des composants non linéaires

Cette méthode d'acronyme LINC (LINC : Linear amplification Using Nonlinear Components) permet de séparer le signal d'entrée modulé en amplitude et en phase, en deux signaux, à enveloppes constantes et modulés en phase (Figure 1.33). Ces deux signaux sont amplifiés respectivement par deux amplificateurs de puissance de même caractéristique. Ensuite, les deux signaux amplifiés sont combinés ensemble pour générer le signal de sortie final. Le concept de LINC est simple mais la mise en œuvre est presque impossible. En effet, il est difficile d'avoir des amplificateurs totalement identiques [Nee96] [Pat00]. En outre, la séparation du signal d'entrée est très difficile aux fréquences RF, et la combinaison des deux signaux est compliquée. En conséquence, il résulte une sensibilité inhérente aux déséquilibres de gain et de phase entre les deux branches du PA.

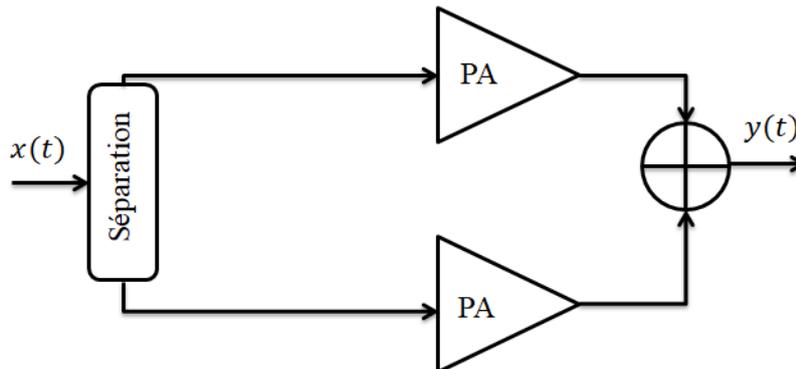


Figure 1.33 : Architecture de la technique LINC.

Limitation de ces méthodes

En pratique, la mise en œuvre des techniques EER, ET ou LINC est très compliquée, pour plusieurs raisons, à savoir :

- Le synchronisme est le problème majeur, parce que les signaux qui attaquent le PA doivent être alignés très finement. Des distorsions peuvent ainsi résulter d'une synchronisation imparfaite.

- Ces techniques ne sont pas parfaites et peuvent induire des distorsions entre l'entrée et la sortie. De plus, il y a d'autres effets non-linéaires, notamment une relation non-linéaire entre le niveau de l'enveloppe de sortie et l'alimentation du PA. Toutes ces non-linéarités dégradent le signal de sortie.
- Ces techniques nécessitent que la largeur de bande passante du circuit d'alimentation soit supérieure à celle de l'enveloppe pour pouvoir régénérer exactement les mêmes variations. La conception du circuit à fort rendement, de telle sorte que le système soit linéaire et capable de traiter des bandes passantes supérieures à quelques MHz, n'est pas évidente [Ces08].

ii. **Méthodes sans changement de la fonction d'amplification**

La linéarisation d'un PA sans changement de la fonction d'amplification peut être accomplie par des techniques de type commande anticipatrice (feedforward), boucle de rétroaction (feedback) ou pré-distorsion. Nos travaux effectués au cours de cette thèse s'inscrivent directement dans le domaine de la pré-distorsion

Commande anticipatrice (feedforward)

Dans les années 1920, H. S. Black a inventé l'une des premières techniques pour la linéarisation des amplificateurs de puissance [Bla28]. Dans son principe, présenté Figure 1.34, le signal d'entrée suit deux chemins, chemin direct et chemin d'erreur [Ken00] [Tab07a]. Lors du chemin direct, le signal est amplifié par l'amplificateur principal ce qui induit un signal original amplifié avec des produits de distorsion non désirés. Ce signal est ensuite séparé à travers un coupleur (C1), où une partie est comparée au signal ayant subi un retard (τ_{PA}), générant le signal d'erreur. Ce signal d'erreur contenant les distorsions de l'amplificateur principal, est amplifié par l'amplificateur d'erreur puis réinjecté au chemin direct à l'aide d'un autre coupleur (C2) sachant qu'il a le même retard (τ_E). En conséquence, le signal de sortie contient uniquement le signal d'origine amplifié sans les erreurs de l'amplificateur principal.

La technique Feedforward a de bonnes performances parmi les techniques de linéarisation [Zha96] [Lar03]. De plus, sa nature analogique permet de traiter des signaux avec des larges bandes passantes. Cependant, les imperfections des composants entraînent une sensibilité en termes d'amplitude et de phase. D'autres problèmes viennent du fait que le gain de l'amplificateur de puissance principal et celui de l'amplificateur de puissance d'erreur doivent correspondre, ce qui rend la technique Feedforward compliquée à mettre en œuvre. D'autres limitations proviennent du grand nombre de composants qui augmente la complexité de la technique et ajoute des pertes d'insertion réduisant le rendement.

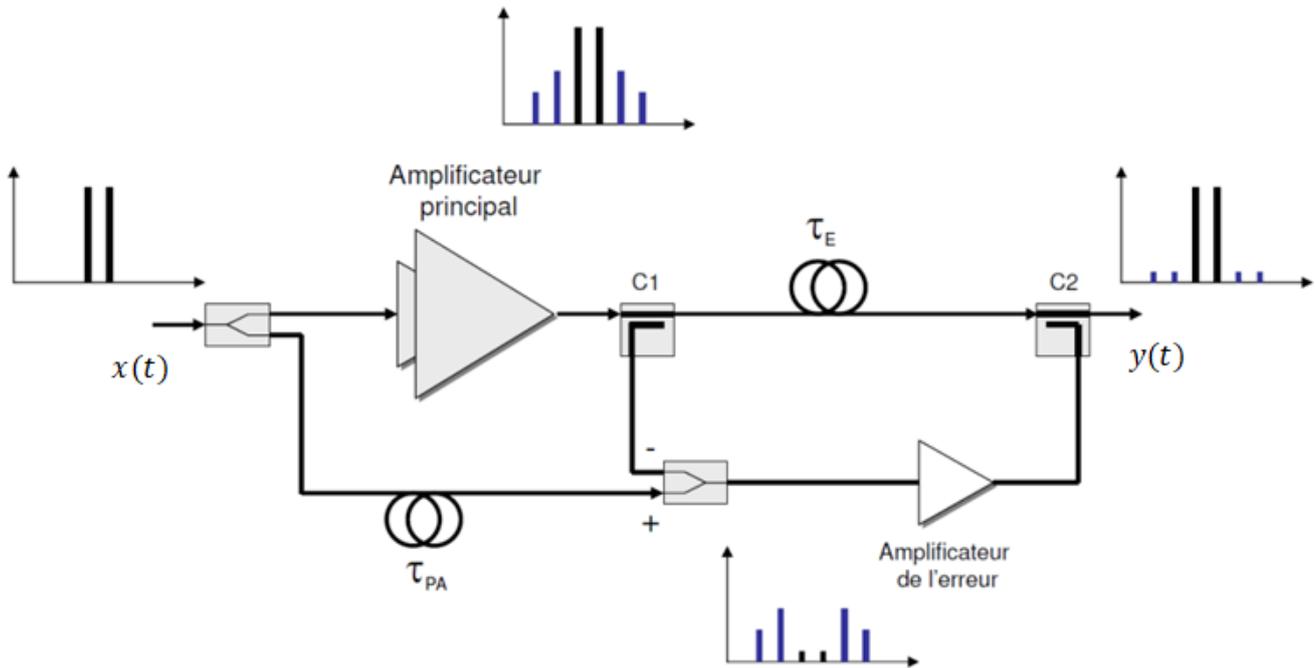


Figure 1.34 : Structure Feedforward [Bra12].

Feedback

Dans les années 1930, H. S. Black [Bla34] a poursuivi ses études de linéarisation de l'amplificateur et a également pensé à la technique de Feedback (réinjection) pour répondre aux défauts de sa technique Feedforward présentée précédemment. D'autres études portant sur le Feedback peuvent être trouvées dans [Bla34] [Sei68] [Art71] [Ken00] [Hek10]. La technique Feedback est basée sur le principe de contre réaction pour améliorer la linéarité de l'amplificateur. La Figure 1.35 illustre le principe de feedback. Le signal de sortie $y(t)$ atténué via l'atténuateur est comparé avec le signal d'entrée $x(t)$, générant ainsi un signal d'erreur qui sera ajusté avant d'être injecté dans le PA. La boucle de feedback est une boucle de contrôle permettant d'améliorer la linéarité de l'amplificateur. Cependant, l'atténuateur utilisé pour la boucle de retour engendre une diminution du gain de l'ensemble (amplificateur + boucle de contre réaction). En outre, pour des fréquences élevées, les temps de propagation sont courts ce qui devient critique. C'est pourquoi la technique de Feedback reste limitée aux applications bande étroite et basse fréquence [Ces08] [Bra12] [Gou13]. Face à ces problèmes, plusieurs techniques de correction sont nées, comme le feedback d'enveloppe et le feedback cartésien [Bra12]. Dans la technique feedback d'enveloppe, les auteurs s'intéressent plus précisément à l'enveloppe des signaux. La limitation de cette technique vient du fait qu'elle agit uniquement sur l'enveloppe et donc aucune correction des distorsions de phase n'est considérée. Pour faire face à ce problème, la technique de « feedback cartésien » permet d'agir sur les composantes en phase I et en quadrature Q .

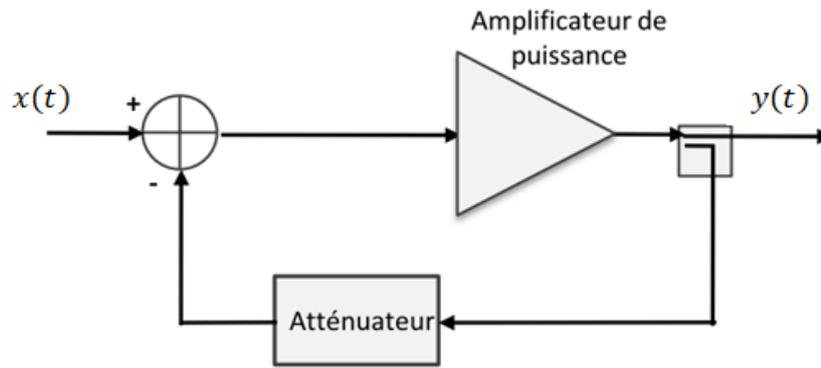


Figure 1.35 : Principe de la technique FeedBack [Gou13].

Pré-distorsion

La linéarisation d'un amplificateur utilisant une pré-distorsion numérique en bande de base est l'une des techniques de linéarisation les plus efficaces. Son principe est illustré à la Figure 1.36. Le bloc fonctionnel, appelé pré-distorreur (PD), est inséré souvent devant le PA, mais la technique peut également s'appliquer à d'autres dispositifs. Le bloc de pré-distorsion permet d'effectuer une transformation non linéaire au signal pour s'opposer à la non-linéarité associée au PA, de sorte que le système en cascade PD-PA présente un comportement linéaire.

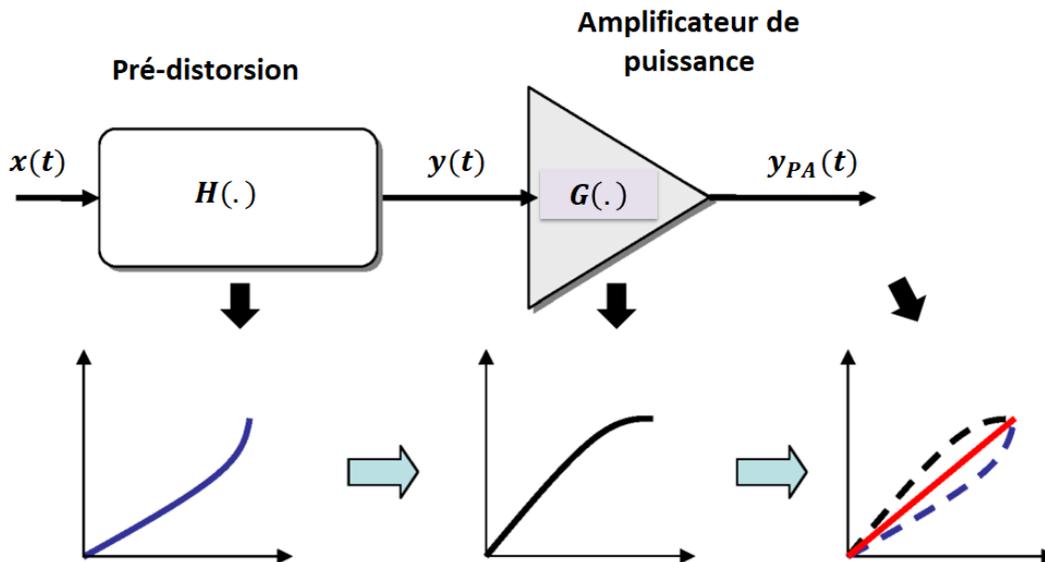


Figure 1.36 : Principe de base de la linéarisation par prédistorion [Gou13].

La fonction non-linéaire de pré-distorsion est contrôlée par un ensemble de coefficients complexes. Le calcul des coefficients de cette fonction nécessite de connaître parfaitement les caractéristiques non-linéaires en phase et en amplitude du PA. Par contre, la pré-distorsion ne nécessite pas une connaissance approfondie du circuit physique de l'amplificateur de puissance et elle est facile à réaliser.

Le signal pré-distordu, désigné par $y(t)$ est

$$y(t) = H(x(t)) \quad (1.32)$$

où $H(.)$ est la fonction de pré-distorsion non linéaire. Le signal en sortie du PA peut être écrit comme

$$y_{PA}(t) = G(y(t)) = G(H(x(t))) \quad (1.33)$$

où $G(\cdot)$ est le gain du PA, on cherche H tel que

$$G \circ H = I_d \quad (1.34)$$

En pratique, la fonction de pré-distorsion peut être réalisée numériquement à l'aide de processeurs numériques DSP ou de FPGA offrant des capacités de reconfiguration.

iii. **Comparaison des techniques de linéarisation d'un amplificateur de puissance**

Parmi les différentes méthodes de linéarisation, nous nous sommes focalisés sur la pré-distorsion numérique pour la linéarisation de l'amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA). Peu d'études comparent les méthodes de linéarisation dans les communications optiques. Par contre, dans le contexte des amplificateurs de puissance RF, plusieurs techniques ont fait l'objet de comparaisons [Sim94] [Sha05] [Li12]. Le Tableau 1.3 compare plusieurs méthodes de linéarisation en fonction de trois critères : complexité de mise en œuvre, bande passante et efficacité de puissance. Par rapport aux techniques de LINC, Feedforward et Feedback, la technique de pré-distorsion offre une grande efficacité pour augmenter la puissance, avec une large bande passante et une faible complexité de mise en œuvre. De plus la pré-distorsion ne nécessite pas une connaissance approfondie des circuits physiques des amplificateurs. Pour ces raisons et grâce au bon compromis complexité/bande passante/efficacité en puissance, nous avons utilisé la pré-distorsion pour la linéarisation du SOA.

	LINC	Feedforward	Feedback	Pré-distorsion
Complexité	Grande	Grande	Faible	Faible
Bande passante	Bande étroite	Large bande	Bande étroite	Large bande
Efficacité en puissance	Grande	Grande	Faible	Grande

Tableau 1.3 : Comparaison des techniques de linéarisation [Li12].

b. **Linéarisation des composants de communications optiques**

Nous rappelons que tout système de communication optique présente une limitation principale due aux imperfections des composants électriques et optoélectroniques impliqués qui génèrent des distorsions susceptibles d'affecter les performances. Certains composants comme le convertisseur numérique-analogique CNA, l'amplificateur optique, le modulateur Mach-Zehnder MZM, etc. sont des composants essentiels d'un système de communication optique à haut débit. Cependant, ces composants affectent les performances du système par leurs effets non linéaires [Kha16] [Med17]. Afin de compenser les non linéarités de ces composants, diverses techniques de linéarisation ont été proposées et mise en œuvre ces dernières années, telles que la commande anticipatrice (feedforward), la boucle de rétroaction (feedback), la pré-distorsion,... Ces techniques ont été largement utilisées depuis longtemps dans les communications radiofréquences, mais dans le domaine optique le sujet est pleine étude.

Nous proposons dans le Tableau 1.4, une synthèse de travaux existants sur la linéarisation des systèmes de communication optique. Les systèmes de radio sur fibre (RoF : Radio-over-Fibre) sont

largement utilisés pour les réseaux de communication et diverses techniques de linéarisation ont été créées pour réduire les distorsions non linéaires. D'autre part, certaines études traitent la compensation de la liaison RoF, incluant diverses imperfections provenant de ses composants électriques et optoélectroniques. Notons que la pré-distorsion reste la technique la plus connue parmi les différentes méthodes de linéarisation pour la linéarisation des chaînes de communications.

Nous avons vu que dans toute chaîne de communication optique, l'amplificateur optique est un composant essentiel pour compenser la dégradation de performance résultant des pertes variées de ses composants. En particulier l'amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA) a été considéré dans les communications optiques ces dernières années en raison de sa capacité à amplifier les signaux sur une large bande passante et son prix relativement réduit. Cependant, le SOA peut dégrader les performances du système à cause de ses effets non linéaires. L'utilisation de l'OFDM qui présente de forts PAPR peut accentuer ces dégradations. Pour faire face à ce problème, diverses techniques de linéarisation ont été proposées pour réduire les distorsions non linéaires générées par l'utilisation du SOA. Le Tableau 1.4 présente une liste des travaux existants pour la linéarisation du SOA. L'approche de suivi d'enveloppe ET a été étudiée pour améliorer la linéarité dans l'émetteur à base de SOA [Sal88] [Cor17]. La capacité de linéarisation de cette technique pour un système à base de SOA est tout d'abord soulignée par Saleh et al. [Sal88], où l'amplificateur a son courant de polarisation contrôlé par l'enveloppe du signal d'entrée photo-détecté. Notons que Saleh a démontré sa faisabilité pratique par une expérience à deux tons [Sal88], alors que dans [Cor17], la performance avec la méthode ET est évaluée pour un système CO-OFDM complet en utilisant un modèle physique précis du SOA.

Une méthode est présentée dans [Vac10] pour la post-compensation des non-linéarités induites par le SOA dans le régime saturé, permettant ainsi de compenser efficacement les distorsions de phase. Un autre moyen pour compenser les effets du SOA est d'utiliser un filtrage optique, qui peut être mis en œuvre en utilisant différents schémas [Dur94] [Mar98] [Riz17a]. D'autre part, F. Tabati et al. [Tab07a] [Tab07b], ont été les premiers à étudier la linéarisation d'un SOA par Feedforward pour supprimer le mélange à quatre ondes (FWM).

La linéarisation de systèmes optiques (CO-OFDM) à base de SOA est étudiée dans [Bej15] via une pré-distorsion numérique en bande de base. Dans le même contexte, nous avons proposé d'autres structures de pré-distorsion numérique. Les chapitres 2, 3 et 4 illustrent en détails les résultats de nos travaux sur différents pré-distordeurs étudiés.

Composants à linéariser	Type de linéarisation
Composants électrique et optoélectronique (CNA, MZM, amplificateurs optique,...) de la liaison radio sur fibre (RoF)	<ul style="list-style-type: none"> • Pré-distorsion numérique adaptative [Sha05] [Hek10] [Hek12] [Kar16] [Hu17], Pré-distorsion numérique en bande de base [Che14] [Med17] [Had19] • Feedforward (commande/boucle anticipatrice ou prédictive) [Tab07a] [Tab07b] • Feedback (Commande/boucle de rétroaction) [Hek10]
Fibre optique	<ul style="list-style-type: none"> • Pré-compensation de la dispersion [Lee02] [McG05] [Pel13] • Pré-distorsion numérique [Kik11]
Convertisseur électrique-optique (EOC)	<ul style="list-style-type: none"> • Pré-distorsion numérique [Car12] • Feedforward [Cho05a] [Liu11] • EOC linéarisé dans le domaine optique [Cox06]
MZM	<ul style="list-style-type: none"> • Pré-distorsion numérique [Lee02] [Par17]
Modulateur IQ	<ul style="list-style-type: none"> • Pré-distorsion numérique adaptative [Kha15]
CNA	<ul style="list-style-type: none"> • Pré-distorsion numérique [Raf14]
Diode laser	<ul style="list-style-type: none"> • Pré-distorsion numérique [Sal96] [Sha05] [Vie10] [Vie12] • Ecrêtage + pré-distorsion numérique [Vie15]
Amplificateur optique à semi-conducteurs réfléchissant (RSOA)	<ul style="list-style-type: none"> • Pré-distorsion numérique [Liu11]
SOA	<ul style="list-style-type: none"> • Enveloppe Tracking (ET) [Sal88] [Cor17] • Filtrage optique [Riz14] [Riz17a] [Riz17b] • Feedforward (commande/boucle anticipatrice ou prédictive) [Tab07a] [Tab07b] • Pré-distorsion numérique en bande de base [Bej15] [Dio17]

Tableau 1.4 : Travaux existants sur la linéarisation des systèmes de communications optiques (RoF : radio sur fibre, CNA : convertisseur numérique-analogique, EOC : convertisseur électrique-optique, MZM : modulateur Mach-Zehnder, SOA : Amplificateur optique à semi-conducteurs, RSOA : Amplificateur optique à semi-conducteurs réflectif).

6. Chaîne de communication implémentée

Le système CO-OFDM considéré au cours de la thèse repose sur cinq principaux blocs fonctionnels (Figure 1.37) : l'émetteur OFDM, le modulateur optique IQ, le canal optique, la détection cohérente et le récepteur OFDM.

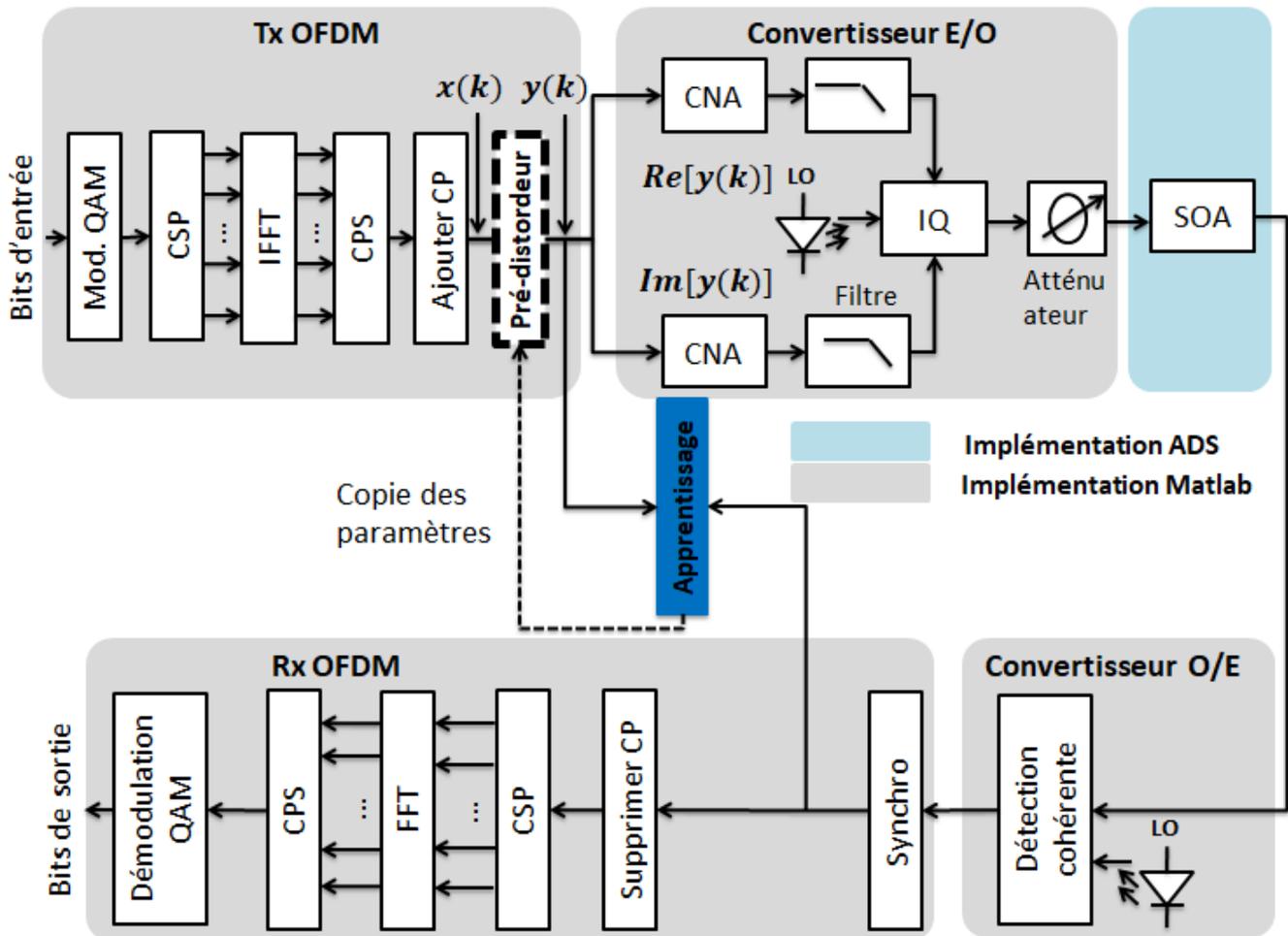


Figure 1.37 : Système CO-OFDM basé sur une co-simulation Matlab / ADS, incluant une pré-distorsion.

Rappelons qu'au niveau de l'émetteur OFDM (Figure 1.37), les bits transmis sont tout d'abord modulés (4-QAM dans notre cas), puis subissent une CSP suivi par une IFFT et une CSP avec une insertion du préfixe cyclique (1/8 dans notre cas), générant ainsi le signal OFDM. Le signal OFDM pénètre ainsi le bloc de pré-distorsion servant à compenser les effets non-linéaires du SOA. Les coefficients du modèle pré-distorsion numérique sont calculés en réception et ensuite copiés dans le bloc de pré-distorsion à l'émission. Nous discuterons en détails dans le chapitre suivant, différents modèles de pré-distorsion numérique, ainsi que les deux approches d'apprentissage (direct et indirect) servant à calculer ses coefficients. D'autre part, un bloc de réduction de PAPR non présenté en Figure 1.37, peut être mis en œuvre en émission et en réception, respectivement via une fonction de compression placée juste avant le bloc de pré-distorsion, et une fonction de décompression placée après le bloc d'apprentissage du pré-distorsion.

Le signal numérique en sortie du pré-distorsion est ensuite converti en signal analogique (parties réelle et imaginaire traitées séparément) via les convertisseurs numériques analogiques (CNA). Le signal résultant est ensuite filtré puis converti en signal optique via le modulateur optique IQ.

Nous supposons un canal électrique linéaire à l'entrée du modulateur IQ. L'influence de la propagation sur la fibre n'est pas considérée afin de focaliser notre étude essentiellement sur la linéarisation de l'amplificateur optique.

Les blocs de cette chaîne sont mis en œuvre sous Matlab, à l'exception du modèle SOA implémenté à l'aide du logiciel ADS (Advanced Design System) [Mor09]. Nous avons considéré dans cette thèse le même modèle de SOA (INPHENIX-IPSAD1501) que celui étudié dans les thèses de P. Morel [Mor06a] et H. Khaleghi [Kha12], dans lesquelles la précision du modèle par rapport au composant réel a été validée. Il est basé sur l'évolution de la densité de porteurs, les équations de propagation du signal optique et l'intensité du bruit d'émission spontanée. Le modèle implémenté sous ADS offre en plus une certaine souplesse puisqu'il est possible de faire varier les paramètres influant du composant tel que le courant de polarisation (I_{bias}), le facteur de Henry (α_H). L'influence de ces paramètres sur les performances du système CO-OFDM, en présence ou pas d'un pré-distorreur, seront discutées en détail au troisième chapitre.

On suppose un détecteur optique cohérent tel que décrit en section 3.b.iii considéré idéal (sans déséquilibre IQ) et sans bruit, avec un bruit de phase laser parfaitement compensé. Une synchronisation et une suppression du préfixe cyclique sont effectuées après la détection cohérente. La synchronisation est effectuée grâce aux premiers symboles de préambule insérés dans la trame transmise.

Du côté récepteur (Figure 1.37), le signal subit une conversion série-parallèle (CSP) puis passe par une transformée de Fourier rapide (FFT). Ensuite une égalisation est réalisée suivie d'une CPS et d'une démodulation du signal pour générer les bits de sortie.

Afin d'évaluer les performances d'un système de transmission, divers critères peuvent être utilisés. Les facteurs les plus utilisés sont les diagrammes de constellation, l'EVM (Error Vector Magnitude : amplitude du vecteur d'erreur) et le BER (Bit Error Rate : taux d'erreur binaire). Nous discuterons ci-dessous de ces critères.

Le diagramme de constellation est une représentation graphique d'une série de données dans le plan I et Q (composante en phase et composante en quadrature, respectivement). Considérons un diagramme en 4-QAM sous forme de 2 bits par symbole comme présenté Figure 1.38. Les diagrammes de constellation donnent une idée de la variation de phase et d'amplitude du signal.

L'EVM est une mesure de la qualité du signal en communication numérique servant à estimer la précision des symboles. Considérons la constellation présentée en Figure 1.38, prenons l'exemple d'un symbole 00, le symbole idéal transmis est désigné par le vecteur $\vec{V}_{idéal}$, alors qu'en réalité nous recevons $\vec{V}_{réel}$ qui n'est pas exactement $\vec{V}_{idéal}$. L'EVM exprime ici la différence moyenne entre les symboles reçus et émis, normalisée par $\langle |\vec{V}_{idéal}| \rangle$, c'est à dire

$$EVM = \frac{\langle |\vec{V}_{erreur}| \rangle}{\langle |\vec{V}_{idéal}| \rangle} = \frac{\langle |\vec{V}_{réel} - \vec{V}_{idéal}| \rangle}{\langle |\vec{V}_{idéal}| \rangle} \quad (1.35)$$

où $\langle . \rangle$ est l'estimation moyenne.

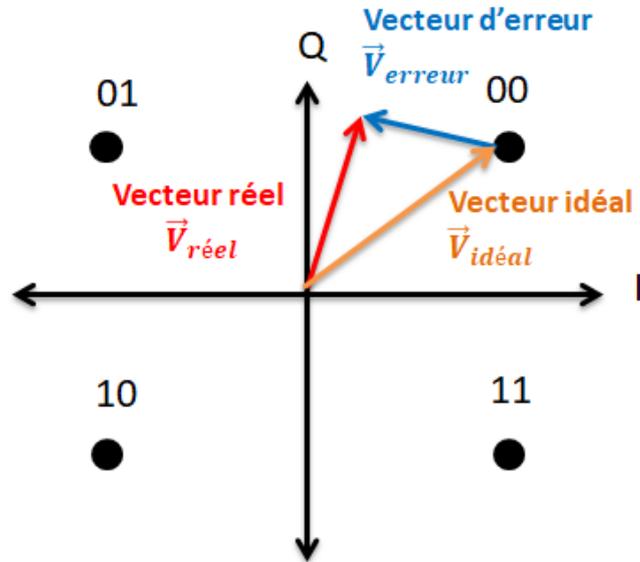


Figure 1.38 : Constellation 4-QAM et vecteur d'erreur.

D'autre part, la mesure de la qualité de la transmission dans les communications numériques peut être effectuée par un autre facteur : le BER. Ce facteur représente la probabilité de recevoir un bit erroné parmi un certain nombre de bits envoyés dans une chaîne de transmission

$$BER = \frac{\text{nombre de bits erronés reçus}}{\text{nombre total de bits envoyés}} \quad (1.36)$$

Le BER quantifie ainsi la fiabilité du système de communication vis à vis de ses composants (amplificateurs, modulateurs, support de communication comme la fibre optique, etc.). Notons que sous certaines hypothèses simplificatrices on peut obtenir une estimation du BER à partir de l'EVM [Sch12].

Le calcul du BER exige d'effectuer des simulations avec de très longues séquences ce qui induit une charge calculatoire importante et un temps de simulation important. C'est pourquoi, dans notre travail, nous avons essentiellement considéré l'EVM pour évaluer les performances du système CO-OFDM.

7. Conclusion

Nous avons commencé ce chapitre en rappelant l'intérêt des réseaux de communications optiques et le principe de base d'une chaîne de communication optique. Ensuite, les composants de cette chaîne (émetteurs et récepteurs, fibre optique, amplificateurs optiques) ont été discutés avec plus de détails. Nous avons présenté les deux types de modulations optiques (modulation directe et modulation externe) ; la modulation exploitée dans le cadre de cette thèse est la modulation externe. Au niveau du récepteur, nous avons également expliqué les détections cohérente et non cohérente, ainsi que les avantages de la détection cohérente qui est adoptée dans cette thèse. Concernant le canal de transmission, la fibre optique, composant essentiel d'une chaîne de communication optique, nous avons présenté brièvement ses principaux effets. Dans la suite de cette thèse, nous avons cependant décidé de travailler en back-to-back optique (c'est-à-dire sans fibre optique) pour éviter que son influence impacte notre étude sur la compensation des effets des amplificateurs. En ce qui concerne l'amplification optique, nous avons discuté son rôle dans une chaîne de communication ainsi que les trois types de composants existant. Une attention particulière a été portée sur l'amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA) qui est considéré tout au long de cette thèse et l'élément dont nous devons compenser les non-linéarités. Ses avantages, son principe ainsi que ces paramètres clés ont été discutés.

Nous avons discuté par la suite du principe de multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM) et présenté un historique des contributions majeures en radiofréquence et en optique. La principale limitation de l'OFDM est son facteur PAPR (rapport de puissance crête sur puissance moyenne : Peak-to-Average Power Ratio) qui rend ce format de modulation sensible aux effets non-linéaires du canal. Trois méthodes pour la réduction du facteur PAPR ont été présentées et seront exploitées dans le cadre de cette thèse.

Nous nous sommes ensuite intéressés aux méthodes existant dans la littérature pour linéariser les composants électriques et optoélectroniques d'une chaîne de communication. Nous avons particulièrement étudié les différentes méthodes utilisées pour la linéarisation des amplificateurs électriques. Dans le cadre de cette thèse, nous avons choisi la pré-distorsion numérique pour linéariser le SOA pour sa simplicité de mise en œuvre, sa grande flexibilité et sa fiabilité. Cette pré-distorsion numérique, réalisée en bande de base, sera discutée en détail dans le chapitre 2.

Enfin, nous avons présenté notre chaîne de simulation CO-OFDM incluant les blocs de pré-distorsion. En ce qui concerne le SOA, le modèle utilisé en simulation reflète de manière très précise le comportement d'un composant réel, tenant compte de la majorité des effets statiques et dynamiques. Nous avons présenté deux critères pour évaluer les performances d'un système de transmission : l'EVM (Error Vector Magnitude) et le BER (Bit Error Rate) ; l'EVM est le critère exploité dans le cadre de cette thèse pour des raisons de rapidité de simulation.

2. Pré-distorsion



1. Introduction

L'intérêt des systèmes optiques est qu'ils offrent une large bande passante pouvant être utilisée pour la communication, et ainsi permettre une transmission à très haut débit. Cependant, certains composants optoélectroniques sont dans certaines conditions de fonctionnement sources d'effets non-linéaires susceptibles d'affecter les performances de la chaîne de communication. Dans la configuration du système CO-OFDM étudié dans cette thèse, l'amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA) est le composant de la chaîne provoquant une non-linéarité dominante. Diverses techniques de linéarisation sont reconnues dans la littérature pour la compensation de distorsions d'amplificateurs de puissance. Parmi les différentes techniques, la pré-distorsion numérique (DPD) est l'une des solutions les plus populaires. En particulier, la DPD en bande de base est principalement considérée, grâce à sa mise en œuvre flexible et à la haute fiabilité des techniques de traitement numérique du signal. Dans ce chapitre, nous décrivons en détail la pré-distorsion numérique en bande de base, que nous avons considérée tout au long du travail de thèse. Nous commençons le chapitre en rappelant le principe de la pré-distorsion (PD), puis nous présentons une classification des différentes techniques de linéarisation de la littérature. Ensuite, nous présentons plusieurs structures de pré-distorsion numérique, ainsi que les architectures d'apprentissage. Enfin, les premiers résultats de simulation, permettant d'évaluer différents pré-distordeurs, sont présentés avant de conclure.

2. Linéarisation d'un amplificateur de puissance par pré-distorsion

a. Principe de base

Les amplificateurs de puissance (PA) affectent les performances du système lorsqu'ils fonctionnent dans la région non-linéaire. Comme le montre la Figure 2.1, l'amplitude de sortie du PA est non-linéaire par rapport à son entrée pour de fortes amplitudes. Ainsi, pour une amplitude du signal d'entrée égale à x , l'amplitude y observée en sortie s'écarte de la valeur théorique y' correspondant au cas d'un régime linéaire. La pré-distorsion numérique (DPD) permet de compenser partiellement ces non-linéarités et d'utiliser l'amplificateur de puissance dans une zone de fonctionnement étendue. Son principe de base est expliqué dans la Figure 2.1. Le bloc de pré-distorsion permet de convertir l'amplitude d'entrée originale x en une valeur x' correspondant à l'amplitude de sortie y' , ce qui donne une réponse linéaire de l'ensemble pré-distorsion/amplificateur. Notons que cette figure est simplificatrice par rapport à la caractéristique réelle de l'amplificateur. En effet, celui-ci peut avoir des effets dynamiques et donc un effet mémoire peut être requis pour une compensation efficace des non-linéarités. La pré-distorsion est très facilement réalisable numériquement et en bande de base pour les raisons discutées dans cette section. Plusieurs schémas de pré-distorsions sans mémoire et avec mémoire seront discutés en section 3.

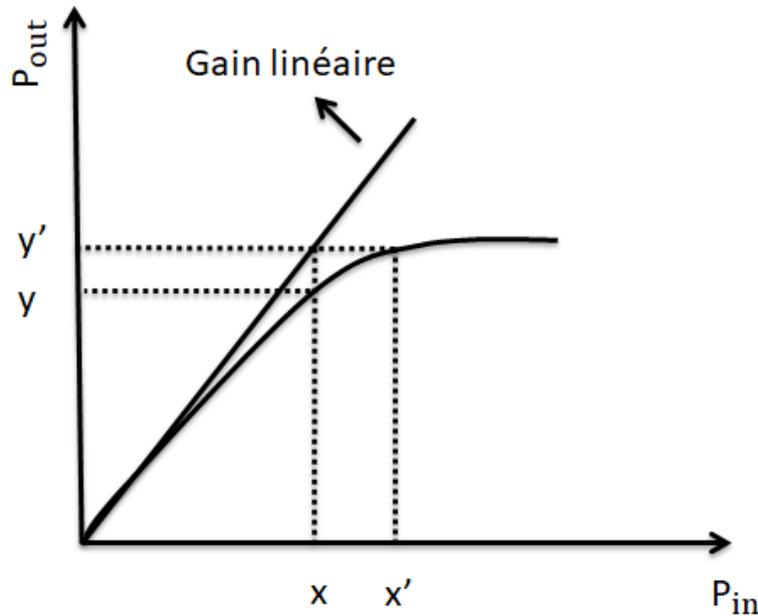


Figure 2.1 : Caractéristique de la puissance de sortie en fonction la puissance d'entrée d'un l'amplificateur de puissance.

b. Classification des techniques de pré-distorsion

Les différentes techniques de pré-distorsion peuvent être classées selon plusieurs critères tels que la technologie utilisée, la bande de fréquence dans laquelle s'effectue la pré-distorsion (Tableau 2.1). Dans cette thèse, nous considérons en particulier la pré-distorsion numérique en bande de base, pour les raisons qui seront discutées dans la suite.

Technologie utilisée	Bande de fréquences
PD analogique	PD à fréquence porteuse (RF ou optique)
<u>PD numérique</u>	PD à fréquence intermédiaire (IF)
	<u>PD en bande de base (BB)</u>

Tableau 2.1 : Classification de la pré-distorsion.

La pré-distorsion peut être traitée de manière analogique ou numérique. L'approche analogique a été très longtemps utilisée pour corriger la non-linéarité des amplificateurs à tubes (TWTAs : Traveling Wave-Tube Amplifiers). En 1979, un pré-distordeur analogique a été proposé par G. Satoh et appliqué à ce type de dispositif [Sat81]. La performance de linéarisation était modérée. Une bonne précision des fonctions de pré-distorsion est généralement difficile à atteindre en utilisant des composants analogiques et peu d'implémentations de ce type ont été rapportées [Ken00].

Par rapport à la pré-distorsion analogique, la pré-distorsion numérique (DPD) est plus précise. Basée sur le traitement numérique de signal, cette approche implique une complexité moindre et une flexibilité augmentée [Kim05]. Rappelons que la pré-distorsion numérique est largement étudiée dans les systèmes de communications RF. Dans le domaine des systèmes optiques le sujet est encore

émergent. Dans cette thèse nous nous intéressons en particulier à compenser les effets non-linéaires (statiques et dynamiques) liés à l'utilisation d'un SOA dans un système CO-OFDM.

Selon la bande de fréquence de traitement du pré-distordeur au sein du transmetteur, il existe trois catégories, soit la pré-distorsion à fréquence porteuse, la pré-distorsion en fréquence intermédiaire (IF) ou la pré-distorsion en bande de base (BB).

La pré-distorsion à fréquence porteuse peut être réalisée dans les bandes RF ou en optique. Dans le cas RF, elle est souvent implémentée sous forme analogique car la fréquence d'échantillonnage nécessaire pour un traitement numérique du signal est trop élevée. La pré-distorsion dans le domaine optique est discutée dans la littérature pour réduire les non-linéarités de systèmes de communication optique [Zha14]. Cependant la réalisation de pré-distordeur analogique dans les bandes RF ou en optique reste très complexe.

Pour la pré-distorsion IF, le principe est d'opérer dans une bande centrée sur une fréquence inférieure à la porteuse RF ou optique. Notons que ce type de pré-distorsion n'existe pas en communication optique. Un inconvénient de cette approche est que le contrôle des non-linéarités est encore implémenté avec difficulté par des techniques numériques. Par ces raisons, les pré-distorsions à fréquence porteuse (RF ou optique) et à fréquence intermédiaire (RF) ne rentrent pas dans le contexte de cette thèse. Tout au long de ce travail nous avons considéré la pré-distorsion numérique en bande de base (BB).

Le premier auteur qui a proposé la pré-distorsion numérique en bande de base est Y. Nagata [Nag89] en 1989, puis J. K. Cavers [Cav90] l'a suivi en 1990. Cette alternative très utilisée pour les systèmes RF, reste relativement peu étudiée pour les systèmes optiques. La pré-distorsion numérique bénéficie des avantages associés au traitement numérique du signal (flexibilité, fiabilité) ce qui fait d'elle une solution pertinente. Nous présentons dans la section suivante plusieurs schémas de pré-distorsion numérique en se référant à l'état de l'art, dans un contexte élargi incluant les systèmes de communication RF.

3. Structures de pré-distordeurs numériques

Rappelons que les amplificateurs peuvent avoir des effets non-linéaires de types statiques et dynamiques. La pré-distorsion servant à compenser ses limitations peut donc prendre deux formes principales selon qu'il y ait ou non des effets mémoire à considérer. Les deux options sont décrites en détail dans cette section avec les structures classiques disponibles dans l'état de l'art. Nous retiendrons certains pré-distordeurs parmi le grand nombre de possibilités suivant les contraintes suivantes : complexité paramétrique définie par le nombre de paramètres ; complexité calculatoire (nombre d'opérations mathématiques); facilité d'implémentation et robustesse vis-à-vis de dérives du point de fonctionnement. Notons que la chaîne de communication optique est typiquement mise en œuvre pour assurer un lien haut-débit et donc pour des contraintes de facilité de mise en œuvre et d'intégration avec des circuits FPGA, nous nous intéressons à limiter la complexité paramétrique le plus possible en réalisant un bon compromis performance/complexité. Nous nous intéressons aussi à évaluer et à comparer la robustesse de divers pré-distordeurs vis-à-vis de dérives du point de fonctionnement.

a. Effets d'ordres pair et impair

Pour travailler avec des pré-distordeurs de faible complexité paramétrique, nous considérons tout au long de notre travail des structures polynomiales avec des ordres impairs uniquement. Notons que la plupart des articles publiés (par exemple [Mor06b] [Ku03] [Tao16]) ne considèrent que les termes d'ordres impairs pour les pré-distordeurs polynomiaux. Nous justifions ci-après cette hypothèse de travail.

Notons que le signal OFDM est de la forme $x(t) = \sum_{i=1}^{N_{sc}} a_i e^{j\omega_i t}$, où ω_i sont les pulsations des N_{sc} sous-porteuses et a_i les symboles complexes. En conséquence, le signal $x_{PA}(t)$ en entrée du PA est défini par

$$\begin{aligned} x_{PA}(t) &= \text{Re}\{e^{j\omega_{LO}t} x(t)\} \\ &= \text{Re}\left\{e^{j\omega_{LO}t} \sum_{i=1}^{N_{sc}} a_i e^{j\omega_i t}\right\} = \frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^{N_{sc}} a_i e^{j(\omega_{LO}+\omega_i)t} + \sum_{i=1}^{N_{sc}} a_i^* e^{-j(\omega_{LO}+\omega_i)t} \right) \end{aligned} \quad (2.1)$$

où ω_{LO} désigne la pulsation de la porteuse laser. Notons que la bande occupée par le signal OFDM est incluse dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur (B_{PA}). On supposera par simplicité ici que le signal OFDM est centré dans la bande du SOA. La bande du PA est alors exprimée par

$$\left[-\omega_{LO} - \frac{B_{PA}}{2}, -\omega_{LO} + \frac{B_{PA}}{2}\right] \cup \left[+\omega_{LO} - \frac{B_{PA}}{2}, +\omega_{LO} + \frac{B_{PA}}{2}\right]$$

avec $\frac{B_{PA}}{2} \ll \omega_{LO}$ et $|\omega_i| < \frac{B_{PA}}{2}$ pour $i = 1, 2, \dots, N_{sc}$.

Le PA a une caractéristique d'amplification qui peut être approchée par un polynôme, sa sortie est alors donnée par $y_{PA}(t) = \sum_n b_n x_{PA}^n(t)$, où b_n sont les coefficients du polynôme correspondant.

Prenons l'exemple simple où $N_{sc} = 1$ et calculons les termes de x_{PA}^n pour différentes valeurs de n .

Pour $n = 1$, nous obtenons

$$x_{PA}^1(t) = \frac{1}{2} a_1 e^{j(\omega_{LO} + \omega_1)t} + \frac{1}{2} a_1^* e^{-j(\omega_{LO} + \omega_1)t}.$$

Les termes obtenus sont situés dans la bande de fonctionnement du PA.

Pour $n = 2$, nous obtenons

$$x_{PA}^2(t) = \frac{1}{4} a_1^2 e^{j2(\omega_{LO} + \omega_1)t} + \frac{1}{4} (a_1^*)^2 e^{-j2(\omega_{LO} + \omega_1)t} + \frac{1}{2} a_1 a_1^* e^0.$$

On constate que contrairement au cas $n = 1$, tous les termes de $x_{PA}^2(t)$ sont situés en dehors de la bande de fonctionnement du PA.

Pour $n = 3$, nous obtenons

$$x_{PA}^3(t) = \frac{1}{8} (a_1^3 e^{3j(\omega_{LO} + \omega_1)t} + 3a_1^2 a_1^* e^{j(\omega_{LO} + \omega_1)t} + 3a_1 a_1^{*2} e^{-j(\omega_{LO} + \omega_1)t} + a_1^{*3} e^{-3j(\omega_{LO} + \omega_1)t})$$

Une partie de ces termes est située en dehors de la bande, à savoir les termes

$$\frac{1}{8} (a_1^3 e^{3j(\omega_{LO} + \omega_1)t} + a_1^{*3} e^{-3j(\omega_{LO} + \omega_1)t}).$$

le reste des termes suivants est donc situé dans la bande :

$$\frac{1}{8} (3a_1^2 a_1^* e^{j(\omega_{LO} + \omega_1)t} + 3a_1 a_1^{*2} e^{-j(\omega_{LO} + \omega_1)t})$$

De manière générale, nous constatons que si n est impair, il existe toujours une partie des termes dans la bande du PA. Il s'agit des termes $\frac{1}{2^{n-1}} \text{Re} \left\{ \binom{n}{\frac{n-1}{2}} a_1 |a_1|^{n-1} e^{j(\omega_{LO} + \omega_1)t} \right\}$, où $\binom{n}{\frac{n-1}{2}} = \frac{n!}{(n - \frac{n-1}{2})! (\frac{n-1}{2})!}$.

Au contraire, pour un ordre n pair, tous les termes sont en dehors de la bande. Notons que ces conclusions sont également valables pour $N_{sc} \neq 1$. Cela explique pourquoi lorsque des approximations polynomiales d'amplificateurs sont réalisées, elles ne comportent que des termes d'ordre impair. Ce raisonnement laisse supposer que les pré-distordeurs polynomiaux travaillant en bande de base devront essentiellement s'appuyer sur des termes d'ordre impair.

b. Pré-distorsion sans mémoire

Un pré-distordeur sans mémoire signifie que la sortie dépend uniquement de l'entrée au même instant. Ce type de pré-distordeur est généralement choisi pour sa simplicité de mise en œuvre et lorsque l'application n'exige pas un niveau de précision élevée. Les pré-distordeurs sans mémoire peuvent prendre plusieurs formes, comme la table de correspondance (LUT ou look-up-table) ou le modèle polynomial, qui peut être défini sous plusieurs formes (polynomial à coefficients complexes ou à polynomial AM-AM/AM-PM).

i. La table de correspondance

La pré-distorsion par la table de correspondance (LUT) a été très largement étudiée, depuis longtemps, dans le domaine radiofréquence [Cav90] [Fau94] [Nie01], mais cette solution reste encore peu étudiée en communication optique [Bej14] [Bej15]. La LUT peut être implémentée selon diverses structures, soit en considérant les parties réelles et imaginaires de l'entrée (table cartésienne, bidimensionnelle) [Nag89], soit en fonction du module et de la phase (table polaire, bidimensionnelle) [Fau94], ou bien en ne considérant que le module (table monodimensionnelle) [Cav90] lorsque l'impact de la phase est considéré négligeable. Par rapport aux formes cartésiennes [Nag89] [Fin12] ou polaires de la LUT [Fau94] [Ba07], cette dernière solution à l'avantage d'une taille réduite et nécessite moins de calculs. Ainsi sa structure simple l'a rendue largement utilisée parce que facile à mettre en œuvre [Cav99] [Bou04] [Ai07] [Bar14] [Lia14]. Son principe est illustré Figure 2.2, où l'indice $i \in [0; N - 1]$ en entrée de la table est contrôlé par le module $r(k)$ du signal d'entrée $x(k)$, et N désigne le nombre d'entrées dans la table. Les coefficients complexes de la table sont utilisés comme facteur de pré-distorsion du signal transmis. Le signal distordu est obtenu par

$$y(k) = F_i x(k) \quad (2.2)$$

où F_i est la fonction de gain complexe de la LUT (avec $i \in [0; N - 1]$).

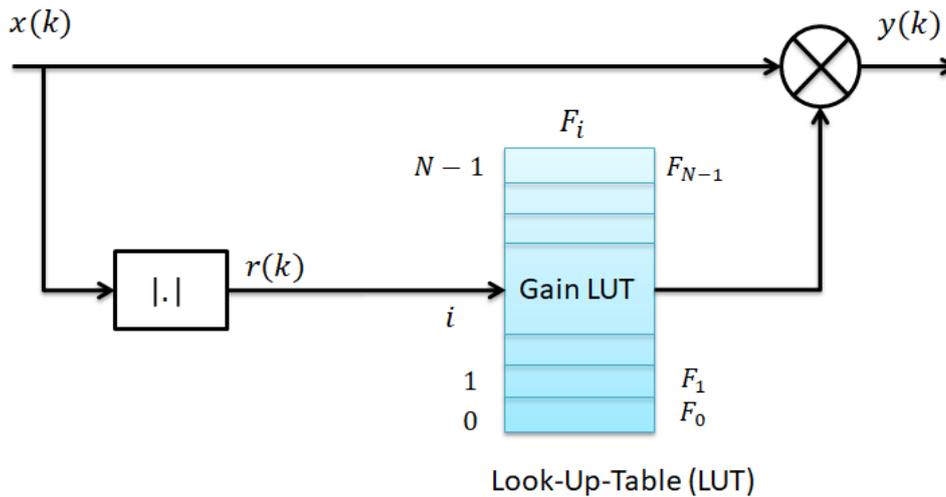


Figure 2.2 : Principe d'une pré-distorsion par Look-Up-Table (LUT).

Le principal défaut de la LUT correspond à une erreur de quantification significative lorsque le nombre de coefficients est faible. Pour réduire cette erreur de quantification il est souvent nécessaire d'avoir un grand nombre de coefficients dans la table, au prix d'une complexité calculatoire et paramétrique accrue. Pour des raisons de simplicité conceptuelle, les implémentations de la table utilisent généralement un espacement uniforme des seuils d'entrée. Cette approche correspond à des intervalles uniformément espacés, de façon indépendante de la statistique du signal et des caractéristiques du dispositif source de non-linéarité. Cela peut donner des performances limitées car le choix de l'espacement en entrée de la LUT a un fort impact. Face à ce problème, plusieurs auteurs ont proposé des espacements non-uniformes optimisés selon divers critères, et ont démontré une large amélioration des performances [Muh00] [Has01] [Jie02] [Tei04] [Lin06]. Cependant ces études sont effectuées uniquement pour compenser les effets non-linéaires des amplificateurs RF et donc il n'y a pas de résultats obtenus sur des amplificateurs optiques comme le SOA qui est considéré dans cette

thèse. Dans ce contexte, l'étude de S. Bejan [Bej15] traite la pré-distorsion LUT utilisant un espacement uniforme pour compenser les effets non-linéaires du composant optique SOA dans un système CO-OFDM. Cette étude montre une amélioration de la qualité de transmission mais au prix d'une complexité paramétrique non négligeable. Nous avons poussé cette étude en nous intéressant à une très faible complexité. Nous étudierons en détail au chapitre 4 la LUT à espacement optimal permettant de mieux prendre en compte la statistique du signal d'entrée et la caractéristique de l'amplificateur de puissance.

ii. *Modèle polynomial (STATIC polynomial)*

Le modèle STATIC est un modèle polynomial sans mémoire à coefficients complexes, c'est l'un des modèles les plus connus pour compenser les distorsions du PA. Ce pré-distorreur s'exprime comme

$$y(k) = \sum_{i=1}^P a_i x(k) |x(k)|^{i-1}, i \text{ impair} \quad (2.3)$$

où $x(k)$ et $y(k)$ sont les signaux complexes d'entrée et de sortie du pré-distorreur à l'instant k , P est l'ordre de la fonction polynomiale et a_i sont les coefficients complexes qui doivent être identifiés pour modéliser une fonction inverse du comportement non-linéaire du PA. Nous avons utilisé ce pré-distorreur en considérant uniquement les ordres impairs.

iii. *Modèle AM-AM/AM-PM*

Le modèle AM-AM/AM-PM est un modèle sans mémoire qui consiste en une modélisation polynomiale de chacune des caractéristiques, amplitude à amplitude (AM-AM) et amplitude à phase (AM-PM). A un instant k , la relation d'entrée-sortie de la pré-distorsion est définie par

$$y(k) = \Gamma(|x(k)|) e^{j(\Phi_{x(k)} + \Delta_{AM-PM}(|x(k)|))} \quad (2.4)$$

où $|x(k)|$ et $\Phi_{x(k)}$ indiquent l'amplitude et la phase de l'échantillon du signal d'entrée respectivement. Les fonctions $\Gamma(\cdot)$ et $\Delta_{AM-PM}(\cdot)$ sont deux polynômes réels de $|x(k)|$ respectivement d'ordres N_1 et N_2 et définis par les vecteurs de coefficients $\mathbf{b} = [b_0 \dots b_{N_1}]^T$ et $\mathbf{c} = [c_0 \dots c_{N_2}]^T$

$$\begin{cases} \Gamma(|x(k)|) = \sum_{i=0}^{N_1} b_i |x(k)|^i \\ \Delta_{AM-PM}(|x(k)|) = \sum_{i=0}^{N_2} c_i |x(k)|^i \end{cases} \quad (2.5)$$

Les distorsions AM-AM de l'amplificateur sont compensées par le polynôme $\Gamma(\cdot)$ tandis que les distorsions AM-PM sont compensées par le polynôme $\Delta_{AM-PM}(\cdot)$. Par rapport aux autres pré-distorresseurs polynomiaux il est important de savoir que le STATIC AM-AM/AM-PM (polynomial dans le plan polaire) est une exception dans le sens où non seulement les ordres impairs sont considérés mais aussi les ordres pairs. Notons que le développement de la structure (2.4) peut-être particulier lors du calcul de l'exponentielle du polynôme de phase Δ_{AM-PM} (et de $\Phi_{x(k)}$). Dans [Dio17], nous avons étudié ce pré-distorreur pour la compensation des effets non-linéaires du SOA. Les résultats de ce pré-distorreur seront présentés en détail dans la suite du chapitre.

c. Pré-distorsion avec mémoire

Par rapport à un pré-distordeur sans mémoire, un pré-distordeur avec mémoire est un système dynamique où la sortie ne dépend pas seulement de l'entrée présente, mais dépend aussi des échantillons d'entrée aux instants antérieurs. Les systèmes de communication à large bande impliquent des effets mémoire, et dans ces conditions un pré-distordeur sans mémoire ne peut offrir que des performances limitées [Ken01] [Din02]. Pour cela, les pré-distordeurs avec mémoire sont beaucoup étudiés pour compenser la dynamique non-linéaire des amplificateurs. Les modèles dynamiques de pré-distorsion les plus considérés dans l'état de l'art sont les réseaux neuronaux, les séries de Volterra et les modèles polynomiaux avec mémoire. Les modèles de pré-distorsion polynomiaux, correspondent généralement à des versions simplifiées et de complexité réduite des séries de Volterra. Ces modèles sont présentés ci-après.

i. Réseaux de neurones artificiels

Le réseau de neurones artificiels (ANN : Artificial Neural Network) est un modèle mathématique multidimensionnel inspiré par la structure et la fonction des réseaux de neurones biologiques et leur connexion inter-neuronale [Nav17]. Plusieurs pré-distordeurs numériques basés sur un ANN sont étudiés dans la littérature [Cim04] [Nas04] [Mka11]. En fonction de la structure du réseau neuronal, ils peuvent être divisés en plusieurs types [Mka11], comme par exemple MLP (Multi layer perceptron), RANN (Radial Artificiel Neural Network), RNN (Recurrent Neural Network), etc. Généralement, les pré-distordeurs numériques basés sur des réseaux de neurones peuvent offrir de bonnes performances de linéarisation. Par contre, leur implémentation peut s'avérer délicate en raison d'une importante complexité paramétrique. Aussi, les algorithmes d'apprentissage sont complexes et requièrent une charge calculatoire souvent importante [Nas04]. Pour toutes ces raisons, nous n'utilisons pas cette pré-distorsion dans notre travail de thèse.

ii. Modèles polynomiaux avec mémoire

Série de Volterra

La série de Volterra est le modèle polynomial le plus complet pour décrire la relation entre l'entrée et la sortie d'un système dynamique non-linéaire. La série de Volterra peut s'exprimer par

$$\begin{aligned}
 y(k) &= \sum_{l_1=0}^M h_1(l_1)x(k-l_1) \\
 &+ \sum_{l_1=0}^M \sum_{l_2=0}^M h_2(l_1, l_2)x(k-l_1)x(k-l_2) \\
 &+ \sum_{l_1=0}^M \sum_{l_2=0}^M \sum_{l_3=0}^M h_3(l_1, l_2, l_3)x(k-l_1)x(k-l_2)x(k-l_3) \\
 &+ \dots \\
 &+ \sum_{l_1=0}^M \sum_{l_2=0}^M \dots \sum_{l_p=0}^M h_p(l_1, l_2, \dots, l_p)x(k-l_1)x(k-l_2) \dots x(k-l_p)
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

où $x(k)$ et $y(k)$ sont respectivement les signaux d'entrée et de sortie complexes en temps discret, $h_p(l_1, l_2, \dots, l_p)$ représente les coefficients des noyaux du modèle de Volterra, M est la profondeur

mémoire et P l'ordre de non-linéarité. En pratique, ce modèle est très complexe car un grand nombre de paramètres doit être identifié. Le nombre de paramètres du modèle est donné par $\sum_{p=1}^P (M+1)^p$. Par exemple, un ordre $P=5$ et une profondeur mémoire $M=3$ exigeraient une complexité paramétrique de 1364 coefficients. Ce pré-distorsion n'est pas mis en œuvre dans notre travail en raison de sa phase d'identification lourde.

Certains auteurs ont proposé des versions simplifiées ou dérivées du modèle de Volterra [Zhu06] [Zhu08] [Gua11] tels que le modèle polynômial à mémoire (MP) [Bra08] [Noa15], le modèle polynômial d'enveloppe à mémoire (EMP), le modèle de Hammerstein, le modèle de Wiener, les compositions Hammerstein-Wiener ou Wiener-Hammerstein,... [Gil05]. Certains modèles sont présentés dans la section suivante. Par rapport à la série de Volterra, ces modèles peuvent également caractériser l'effet mémoire non linéaire avec des complexités beaucoup plus faibles, mais au prix d'une performance souvent réduite.

Pré-distorsion polynômial à mémoire (MP)

Le modèle polynômial à mémoire [Kim01] [Din02] [Din04] [Bra08] (Figure 2.3) est très utilisé dans la littérature pour accomplir une pré-distorsion numérique. Il est essentiellement utilisé pour des systèmes RF et très rarement utilisé dans des systèmes optiques [Sha05]. Le MP correspond à une structure réduite de la série Volterra où seuls les termes diagonaux sont considérés. Il offre un compromis raisonnable entre la complexité de calcul et la précision du modèle. Le pré-distorsion MP est défini pour un ordre P et une profondeur mémoire M comme suit

$$y(k) = \sum_{i=1}^P \sum_{l=0}^M c_{i,l} x(k-l) |x(k-l)|^{i-1}; i \text{ impair} \quad (2.7)$$

où $x(k)$ et $y(k)$ sont respectivement les signaux d'entrée et de sortie complexes et $c_{i,l}$ sont les coefficients complexes du pré-distorsion.

Le schéma présenté Figure 2.3, montre que la sortie est une combinaison de lois polynômiales complexes appliquées au signal $x(k)$ aux instants $k, k-1, k-2, \dots, k-M$.

Pré-distorsion d'enveloppe polynômial à mémoire (EMP)

Le pré-distorsion EMP présenté en Figure 2.4 est une version simplifiée du modèle de Volterra, proche du pré-distorsion MP, la relation entrée-sortie est donnée par

$$y(k) = x(k) \sum_{i=1}^P \sum_{l=0}^M c_{i,l} |x(k-l)|^{i-1}; i \text{ impair} \quad (2.8)$$

La particularité de ce pré-distorsion par rapport au MP est que ses coefficients complexes sont exprimés en fonction de l'enveloppe du signal $x(k)$ calculée à partir des instants précédents. Comme le montre la relation (2.8) du pré-distorsion EMP, la phase du signal n'est pas considérée contrairement au cas du MP (2.7).

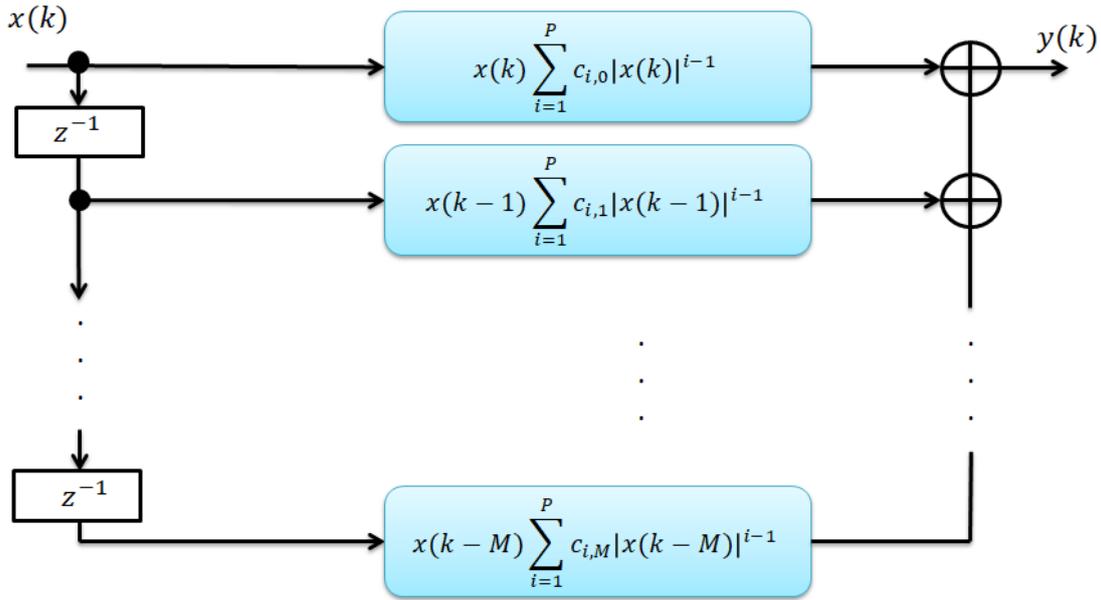


Figure 2.3 : Pré-distorreur polynômial à mémoire (MP).

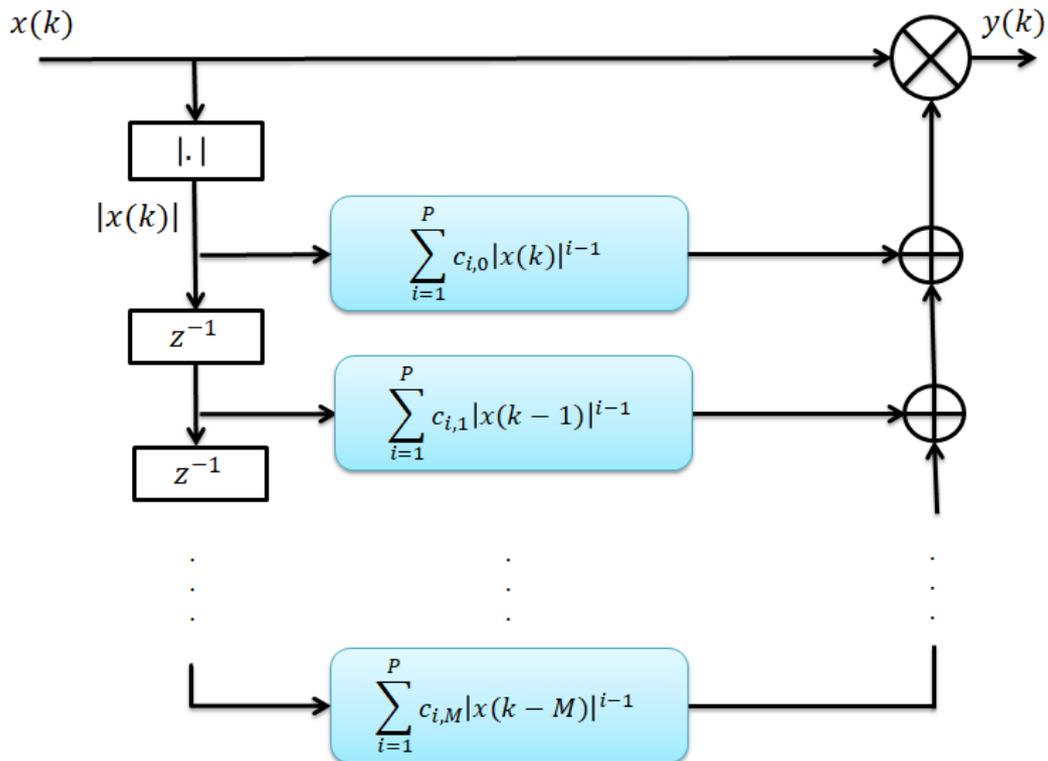


Figure 2.4 : Pré-distorreur d'enveloppe polynômial à mémoire (EMP).

Modèles en cascade

Nous présentons maintenant des structures de pré-distorsion en cascade illustrées en Figure 2.5 à savoir les modèles de Wiener, de Hammerstein et la table de filtres (FLUT : Filter Look-Up-Table).

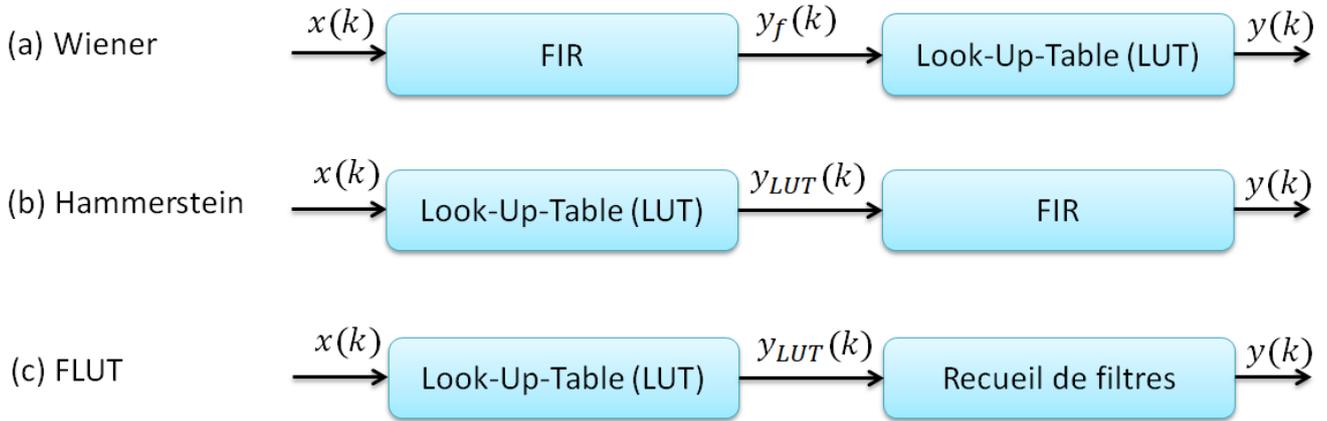


Figure 2.5 : Structures (a) Wiener, (b) Hammerstein, (c) FLUT (Filter Look-Up-Table).

Le modèle de Wiener présenté Figure 2.5 (a) est un modèle composé d'une fonction avec mémoire sous la forme d'un filtre linéaire à réponse impulsionnelle finie (FIR) suivie d'une fonction sans mémoire sous la forme d'une table de correspondance (LUT : Look-Up-Table) [Kan98] [Liu05]. Le signal en sortie du FIR s'exprime par

$$y_f(k) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m x(k-m) \quad (2.9)$$

où h_m ($m \in [0, \dots, M-1]$) et M sont respectivement les coefficients et la profondeur mémoire du FIR. Le signal en sortie du modèle de Wiener s'exprime alors comme

$$y(k) = F_i y_f(k) = F_i \sum_{m=0}^{M-1} h_m x(k-m) \quad (2.10)$$

où F_i est le gain complexe fourni par la LUT et dépendant du module de $y_f(k)$.

Le modèle Hammerstein présenté Figure 2.5 (b), contrairement au modèle Wiener, effectue le filtrage par FIR après avoir imposé le gain LUT au signal d'entrée [Gil05] [Liu06]. La sortie du modèle Hammerstein est donnée par

$$y(k) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m y_{LUT}(k-m) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m F_i(k-m) x(k-m) \quad (2.11)$$

La structure FLUT (Figure 2.5 (c)) est un modèle Hammerstein augmenté. Le FIR est remplacé par un recueil de filtres qui va permettre d'introduire des non-linéarités dynamiques supplémentaires. Le choix d'un FIR dans le recueil dépend du module du signal d'entrée $x(k)$ de la table LUT. La sortie du FLUT est exprimée en fonction la sortie du LUT comme suit

$$y(k) = \sum_{m=0}^{M-1} h_{l,m} y_{LUT}(k-m) \quad (2.12)$$

où $h_{l,m}$ sont les coefficients du FIR d'indice l dans le recueil de filtres. Notons que d'une façon similaire au LUT, le FLUT est généralement utilisé avec un espacement uniforme des seuils définissant le choix du filtre FIR dans le recueil.

Modèles parallèles

Les modèles de pré-distorsion en parallèle sont des systèmes à plusieurs branches, ayant un même signal d'entrée, les sorties des différentes branches étant additionnées pour former la sortie terminale. Par exemple, le modèle Hammerstein parallèle [Sil18] combine en parallèle des modèles non linéaires suivi par des filtres linéaires en cascade; le Wiener parallèle [Gan08] combine en parallèle des filtres linéaires suivi par des modèles non linéaires. Ces structures peuvent améliorer l'efficacité des pré-distorsions Hammerstein et Wiener. D'autres combinaisons parallèles existent. Ainsi le pré-distordeur polynômial à mémoire hybride (HMP : Hybrid Memory Polynomial) illustré Figure 2.6, est un modèle parallèle qui combine grâce à son architecture les avantages des modèles MP et EMP. La sortie du modèle HMP peut être représentée comme suit

$$y(k) = \sum_{i_1=1}^{P_{MP}} \sum_{l_1=0}^{M_{MP}} a_{i_1,l_1} x(k-l_1) |x(k-l_1)|^{i_1-1} + x(k) \sum_{i_2=1}^{P_{EMP}} \sum_{l_2=0}^{M_{EMP}} b_{i_2,l_2} |x(k-l_2)|^{i_2-1} \quad (2.13)$$

où M_{MP} et P_{MP} sont la profondeur mémoire et l'ordre de non-linéarité du bloc MP. De manière équivalente, M_{EMP} et P_{EMP} correspondent à la profondeur mémoire et à l'ordre de non-linéarité du bloc EMP.

Le pré-distordeur STATIC//FIR (2.14) présenté en Figure 2.6 (b), combinant en parallèle un STATIC polynomial et un FIR

$$y(k) = \sum_{i=1}^P a_i x(k) |x(k)|^{i-1} + \sum_{l=1}^M b_l x(k-l), \quad i \text{ impair} \quad (2.14)$$

où M et P sont la profondeur mémoire et l'ordre de non-linéarité du STATIC et FIR respectivement.

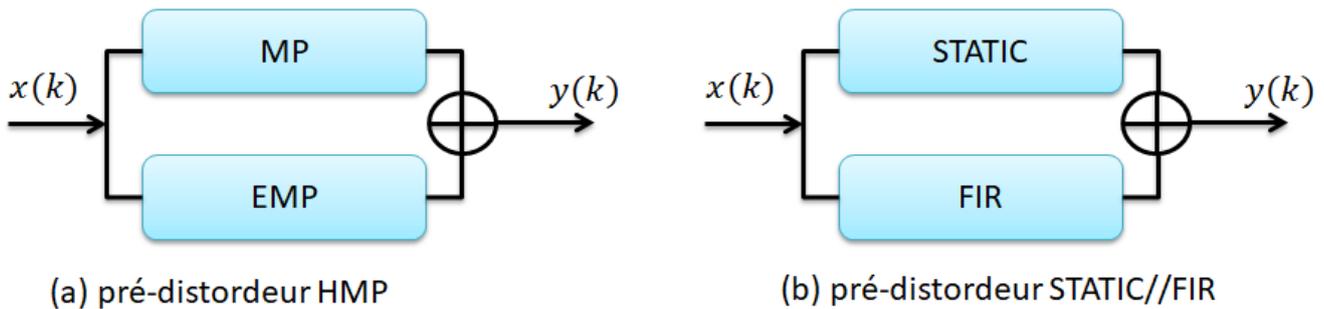


Figure 2.6 : Structure des pré-distordeurs (a) HMP, (b) STATIC//FIR.

Parmi les structures de pré-distorsions présentées dans ce chapitre, celles qui n'ont pas une structure en cascade (comme les STATIC(s), le MP, et les modèles parallèles, etc.) sont linéaires par rapport à leurs paramètres. Au contraire, les structures ayant deux blocs en cascade (comme Wiener, Hammerstein et FLUT) sont non-linéaires par rapport aux paramètres et donc le calcul des coefficients doit se faire d'une façon séparée pour chaque bloc.

D'autres structures de pré-distorsion peuvent être mises en œuvre pour la linéarisation d'un amplificateur de puissance [Din04] [Rai04] [Mor06b] [Gha09]. D'après [Gha09], aucun système n'est considéré comme le meilleur, le choix d'une approche spécifique représente un compromis entre les

performances et la complexité attendues pour la configuration de système étudiée. Avant de présenter la partie dédiée aux premiers résultats de simulation, nous décrivons ci-après l'algorithme servant au calcul des paramètres des pré-distordeurs implémentés.

d. Identification des pré-distordeurs

Pour effectuer l'identification des coefficients (i.e. l'apprentissage) des pré-distordeurs numériques, il existe généralement deux approches : l'apprentissage direct [Kim01] [Zho07] [Li12] et l'apprentissage indirect [Eun97] [Cho05b] [Luo11] [Abd17]. Considérons le système en cascade (pré-distordeur / amplificateur) illustré Figure 2.7, dans lequel $x(k)$ est l'entrée du pré-distordeur, $y(k)$ est la sortie du pré-distordeur et l'entrée du PA, $y_{PA}(k)$ est la sortie normalisée du PA. Nous rappelons que l'objectif est de trouver les coefficients θ du pré-distordeur définissant une fonction $F_{PD}(\cdot)$, de sorte que la sortie $y_{PA}(k)$ soit la plus proche possible de $x(k)$. En conséquence, le vecteur θ permettant de minimiser l'erreur $\|e_1\|$ est exprimé par $\hat{\theta} = \arg \min_{\theta} \|e_1\| = \arg \min_{\theta} \|x - y_{PA}\|$.

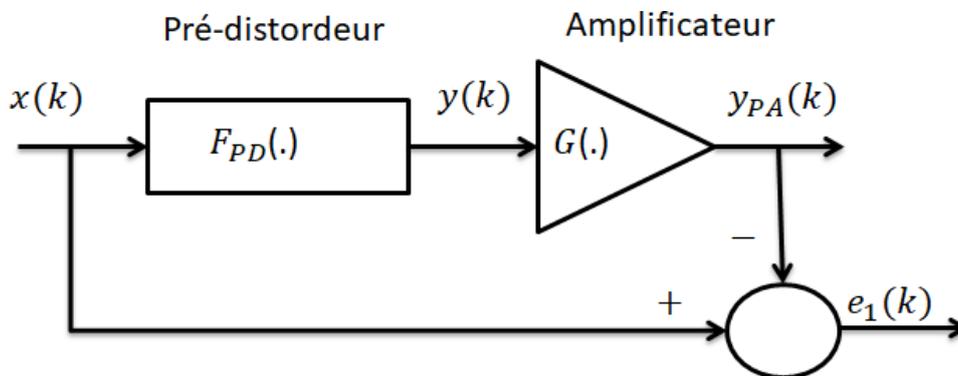


Figure 2.7 : Système en cascade pré-distorsion / amplificateur.

Il faut tout d'abord choisir un modèle de pré-distorsion définissant la fonction F_{PD} . Ensuite, les coefficients du pré-distordeur sont calculés. Pour ce faire, les deux approches (apprentissage direct et indirect) destinées à l'identification de ces coefficients sont discutées dans les paragraphes suivants.

Apprentissage direct

L'architecture d'apprentissage direct (DLA : Direct Learning Architecture) est une solution qui peut être utilisée dans le cas des modèles de pré-distorsion sans mémoire [Nam90] [Abd17]. L'identification des coefficients de la pré-distorsion peut dans ce cas être effectuée en boucle fermée (voir Figure 2.8 (a)) ou boucle ouverte (voir Figure 2.8 (b)) [Kim01] [Zho07] [Li12]. Dans le cas d'une boucle fermée, on ajuste directement les coefficients du pré-distordeur en minimisant l'énergie de l'erreur $e_2(k)$ avec un algorithme d'adaptation (Figure 2.8 (a)). Dans le cas d'une boucle ouverte, un modèle comportemental de l'amplificateur est tout d'abord estimé, ensuite le pré-distordeur est calculé comme étant le modèle inverse du modèle d'amplificateur (Figure 2.8 (b)).

Cette approche peut fournir de bonnes performances de linéarisation. Cependant, le calcul direct des coefficients du pré-distordeur à partir des paramètres du modèle PA (cas de la boucle ouverte), n'est pas toujours un processus trivial puisqu'il s'agit en général d'un problème d'optimisation non linéaire [Zho07]. Notons que dans le cas des pré-distordeurs avec effet mémoire, l'apprentissage direct utilise des algorithmes d'optimisation complexes pour estimer ces paramètres, ce qui fait que le calcul est coûteux et la convergence est lente [Nam90] [Bau03] [Abd17]. Pour ces raisons, les pré-distordeurs polynomiaux étudiés dans cette thèse sont identifiés par l'apprentissage indirect, discuté dans le paragraphe suivant.

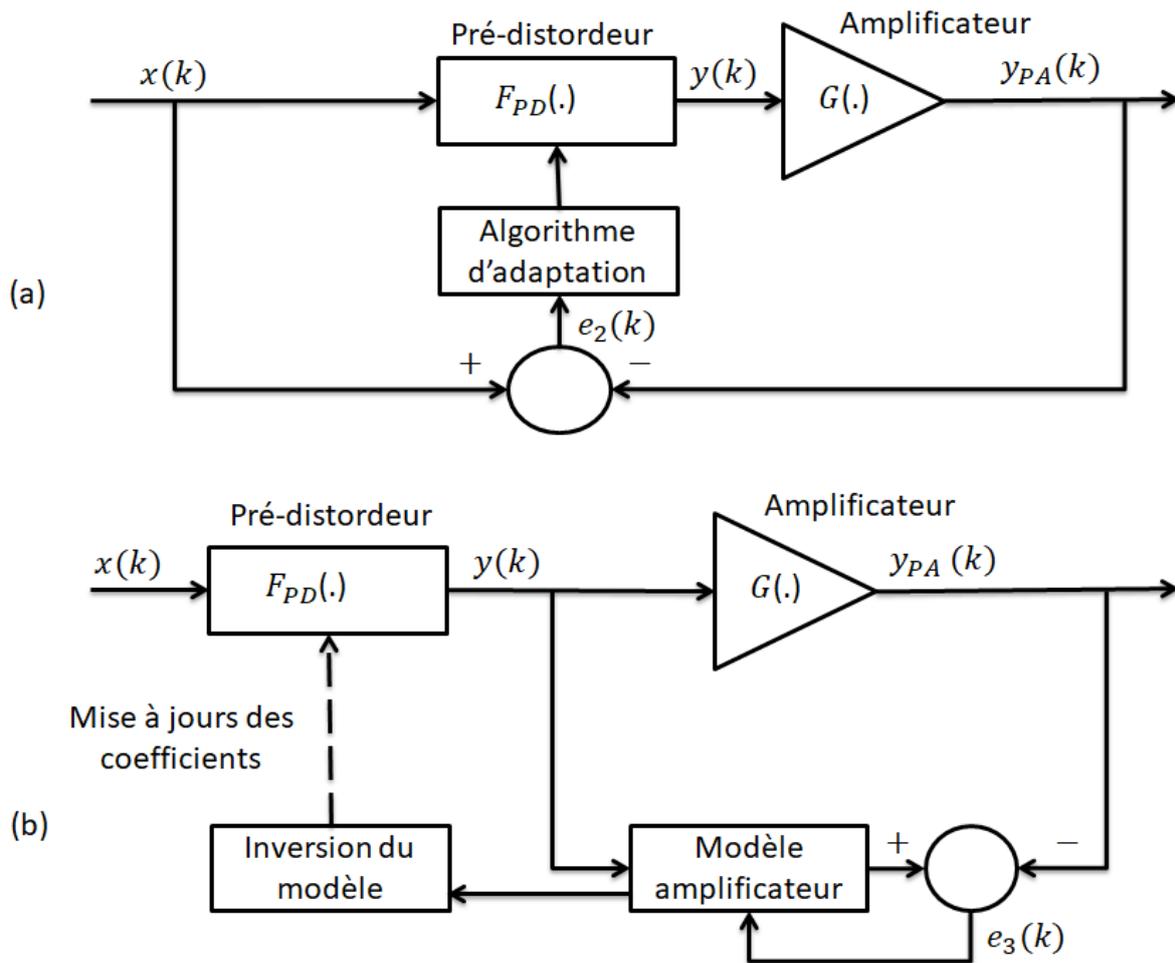


Figure 2.8 : Architecture d'apprentissage direct (a) en boucle fermée, (b) en boucle ouverte [Gha15].

Apprentissage indirect

Pour éviter de calculer la fonction inverse du modèle PA comme dans le cas de l'apprentissage direct en boucle ouverte, la solution est d'utiliser l'architecture d'apprentissage indirect (ILA : Indirect Learning Architecture) en boucle ouverte. L'approche ILA est actuellement la technique la plus largement utilisée pour identifier les paramètres des pré-distorsionneurs numériques en raison de sa simplicité et de ses bonnes performances [Eun97] [Cho05b] [Luo11] [Abd17].

Le principe de base de l'architecture ILA est illustré Figure 2.9. Cette approche est basée sur la modélisation de la fonction inverse de l'amplificateur via le post-distorsionneur (également appelé modèle post-inverse de l'amplificateur) et telle que l'énergie de l'erreur $e_4(k)$ entre la sortie du post-distorsionneur et la sortie du pré-distorsionneur soit minimale. Durant la phase d'identification, le bloc de pré-distorsionneur est désactivé. Une fois le post-distorsionneur identifié, ses coefficients sont recopiés dans le bloc de pré-distorsionneur qui est alors rendu actif, le bloc post-distorsionneur étant alors désactivé. Notons que le post-distorsionneur est identifié dans notre travail selon une méthode des moindres carrés (LS), discutée dans la suite.

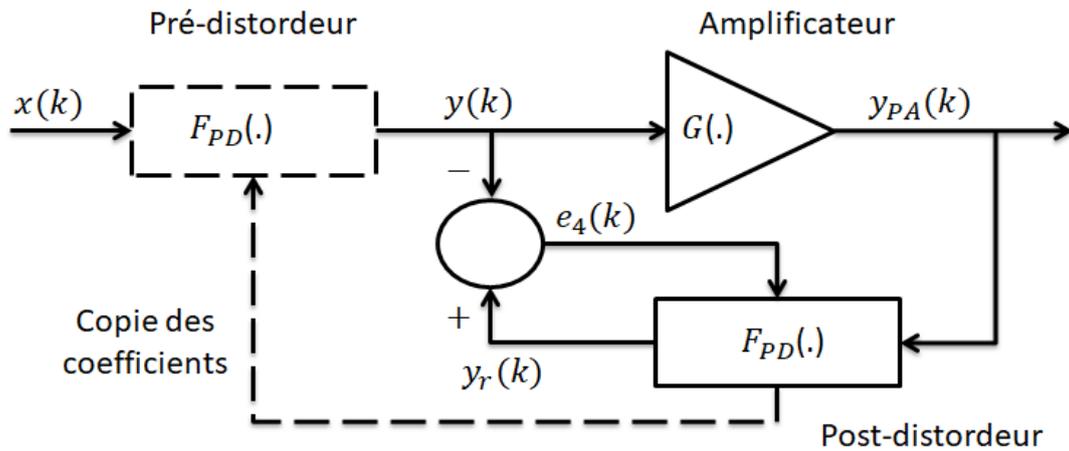


Figure 2.9 : Architecture d'apprentissage indirect.

Nous avons présenté précédemment les approches DLA ou ILA permettant de calculer les coefficients des pré-distorateurs. L'apprentissage peut aussi être effectué à l'aide d'une architecture d'apprentissage itératif (en boucle fermée ou boucle ouverte) permettant une mise à jour périodique des coefficients du pré-distorateur. L'architecture d'apprentissage itératif permet de s'adapter en permanence aux variations de la caractéristique non-linéaire de l'amplificateur liées aux variations de facteurs environnementaux (température, stress mécanique, ...), du vieillissement du composant ou des caractéristiques du signal injecté (format de modulation). Ce type d'apprentissage permet de mettre à jour la fonction de pré-distorsion pour maintenir le fonctionnement linéaire du système en cascade (pré-distorateur / amplificateur). L'approche itérative est très largement adoptée dans le domaine RF, mais elle est difficilement envisageable pour le cas de systèmes optiques (nécessité d'une détection cohérente en permanence côté émetteur). L'approche itérative n'est a priori pas envisageable en pratique pour permettre une correction en temps réel. Nous ferons l'hypothèse que la caractéristique du SOA n'évolue pas ou peu au cours du temps et donc que le recours à un apprentissage itératif n'est pas nécessaire. Le pré-distorateur est ainsi identifié une fois pour toute. Une étude de robustesse viendra alors montrer que vis-à-vis d'une variation des paramètres des composants du système CO-OFDM, les pré-distorateurs sont toujours utiles et continuent à donner des performances intéressantes.

Identification des pré-distorateurs dans le système CO-OFDM

Penchons-nous maintenant sur le problème de l'identification des pré-distorateurs dans le cadre d'un système CO-OFDM (voir Figure 2.10). Au lieu de se baser sur un apprentissage itératif, l'identification du pré-distorateur est effectuée en une seule fois en se basant sur le signal d'entrée de la pré-distorsion et le signal en sortie du SOA qui est converti dans le domaine électrique.

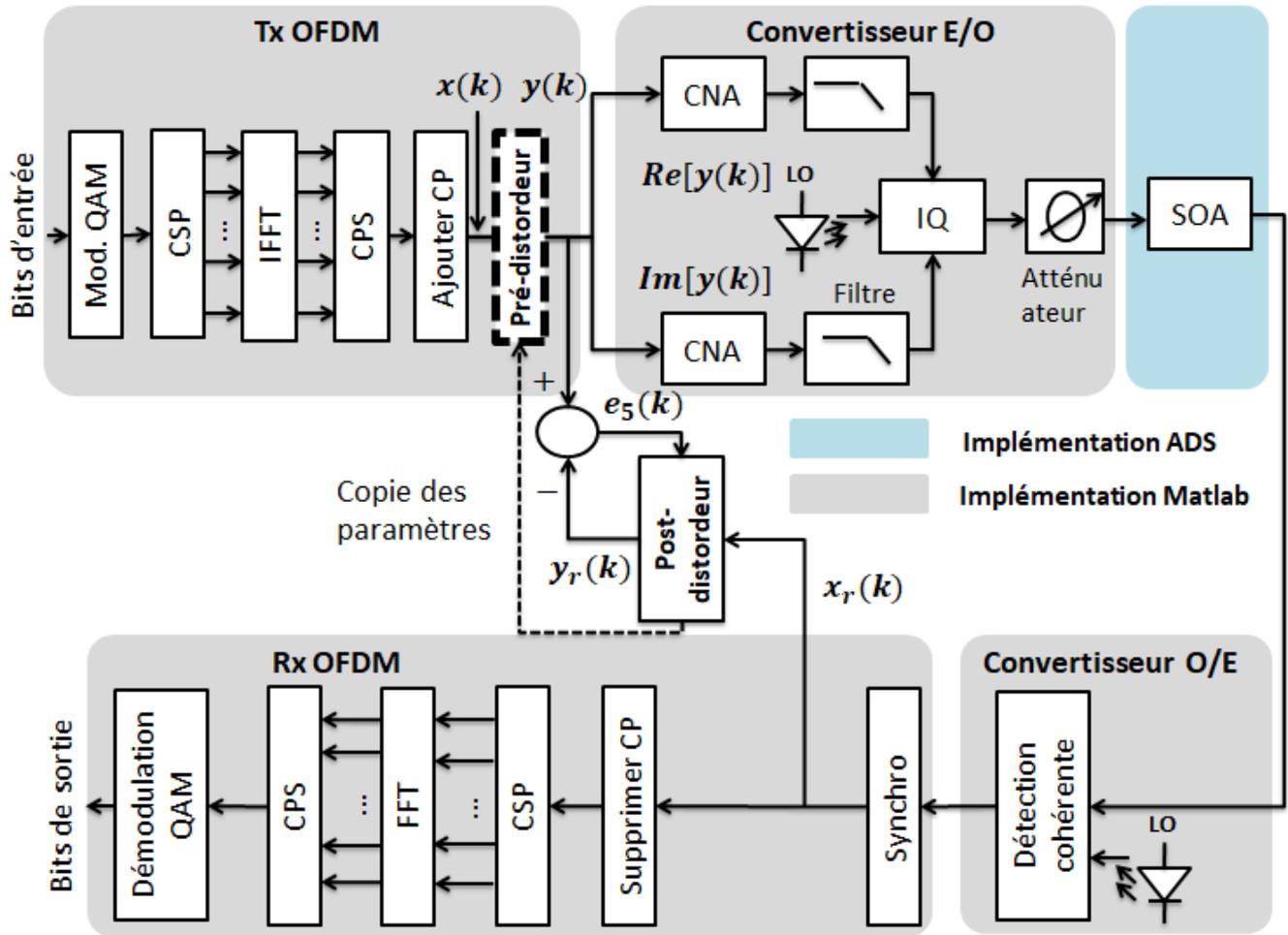


Figure 2.10 : Système CO-OFDM incluant l'architecture d'apprentissage indirect.

Avant d'expliquer la méthode utilisée dans l'identification, nous pouvons remarquer que la sortie des pré-distorresseurs de type polynomial peut s'écrire par la relation

$$\mathbf{y}(k) = \boldsymbol{\varphi}(k)\boldsymbol{\theta} \quad (2.15)$$

où $\boldsymbol{\varphi}(k)$ est un vecteur lié au modèle de pré-distorsion adopté et aux échantillons du signal en bande de base. Le vecteur $\boldsymbol{\theta}$ contient les coefficients du pré-distorresseur correspondant. Considérons par exemple le cas du pré-distorresseur MP défini dans l'équation (2.7), on peut exprimer le vecteur $\boldsymbol{\varphi}(k)$ et le vecteur $\boldsymbol{\theta}$ comme suit

$$\boldsymbol{\varphi}(k) = \begin{bmatrix} x(k) \\ \vdots \\ x(k)|x(k)|^{P-1} \\ x(k-1) \\ \vdots \\ x(k-1)|x(k-1)|^{P-1} \\ \vdots \\ x(k-M) \\ \vdots \\ x(k-M)|x(k-M)|^{P-1} \end{bmatrix}^T, \quad \boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} c_{0,1} \\ \vdots \\ c_{0,P} \\ c_{1,1} \\ \vdots \\ c_{1,P} \\ \vdots \\ c_{M,1} \\ \vdots \\ c_{M,P} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

où $[\cdot]^T$ désigne l'opérateur de transposition.

Nous expliquons maintenant comment sont calculés les coefficients $\boldsymbol{\theta}$ de la pré-distorsion. Les signaux servant à l'apprentissage indirect des structures polynomiales sont le signal électrique transmis $y(k)$ en sortie de la pré-distorsion et le signal électrique reçu $y_r(k)$ situé en sortie du bloc « post-distorsion ». A noter que lors de la phase d'identification le pré-distordeur est désactivé, nous avons donc $y(k) = x(k)$. L'identification consiste en l'estimation des coefficients $\boldsymbol{\theta}_r$ du post-distordeur qui minimise au sens des moindres carrés (LS : Least-Square) l'erreur $\|e_5\| = \|y - y_r\|$. Théoriquement, on cherche à obtenir $y(k) = y_r(k)$ dans un système idéal. Les coefficients $\boldsymbol{\theta}_r$ calculés serviront à définir le pré-distordeur, i.e. $\boldsymbol{\theta} = \boldsymbol{\theta}_r$. Le signal $y_r(k)$ en sortie du post-distordeur est donné par

$$y_r(k) = \boldsymbol{\varphi}_r(k)\boldsymbol{\theta}_r \quad (2.17)$$

où $\boldsymbol{\theta}_r$ représente le vecteur des coefficients du bloc de post-distordeur et $\boldsymbol{\varphi}_r(k)$ est un vecteur défini similairement $\boldsymbol{\varphi}(k)$ dans l'équation (2.16) mais en considérant $x_r(k)$ le signal à l'entrée du post-distordeur.

En faisant varier k sur un intervalle de temps suffisamment grand, on construit un vecteur \mathbf{y} et la matrice $\boldsymbol{\Phi}_r$ comme suit

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(K) \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\Phi}_r = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varphi}_r(1) \\ \boldsymbol{\varphi}_r(2) \\ \vdots \\ \boldsymbol{\varphi}_r(K) \end{bmatrix}. \quad (2.18)$$

On peut alors calculer les coefficients du post-distordeur via la relation

$$\widehat{\boldsymbol{\theta}}_r = \text{pinv}[\boldsymbol{\Phi}_r]\mathbf{y} \quad (2.19)$$

où $\text{pinv}[\boldsymbol{\Phi}_r]$ est la matrice pseudo-inverse de $\boldsymbol{\Phi}_r$.

Après l'identification du post-distordeur, une copie des coefficients du post-distordeur est placée dans le pré-distordeur, i.e. $\theta = \theta_r$. Notons que l'estimation des coefficients par la méthode LS implique un coût de calcul élevé si les séquences d'entrée-sortie sont longues. D'autre part, l'inversion de la matrice Φ_r peut constituer un problème en cas de mauvais conditionnement. Pour éviter ce problème, il est préférable d'effectuer une normalisation des colonnes de la matrice Φ_r avant le calcul de la pseudo-inverse.

Nous présentons maintenant comment nous avons identifié les coefficients du FLUT (Figure 2.5 (c)). Rappelons que dans le cas d'un pré-distordeur sans mémoire, l'apprentissage direct est plus avantageux; c'est pour cela que la partie sans mémoire (LUT) est identifiée avec cette approche (représentée en orange Figure 2.11). Cependant, en ce qui concerne la partie dynamique (recueil de filtres), les coefficients sont identifiés avec l'approche indirecte [Jar07]. Nous associons respectivement pour chaque échantillon du signal OFDM des indices i et l , en entrée de la table et du recueil de filtres. L'identification des coefficients correspondant à chaque indice i en entrée de la LUT est effectuée ici par bloc au lieu de considérer l'ensemble des trames $x(k)$ et $x_r(k)$ pour minimiser l'erreur $\|e_{LUT}\|$ [Cav99] [Jar07]. En fait, tous les échantillons indexés par le même indice i sont regroupés en un seul bloc pour l'identification de chaque coefficient; les autres échantillons indexés par d'autres indices sont ainsi isolés.

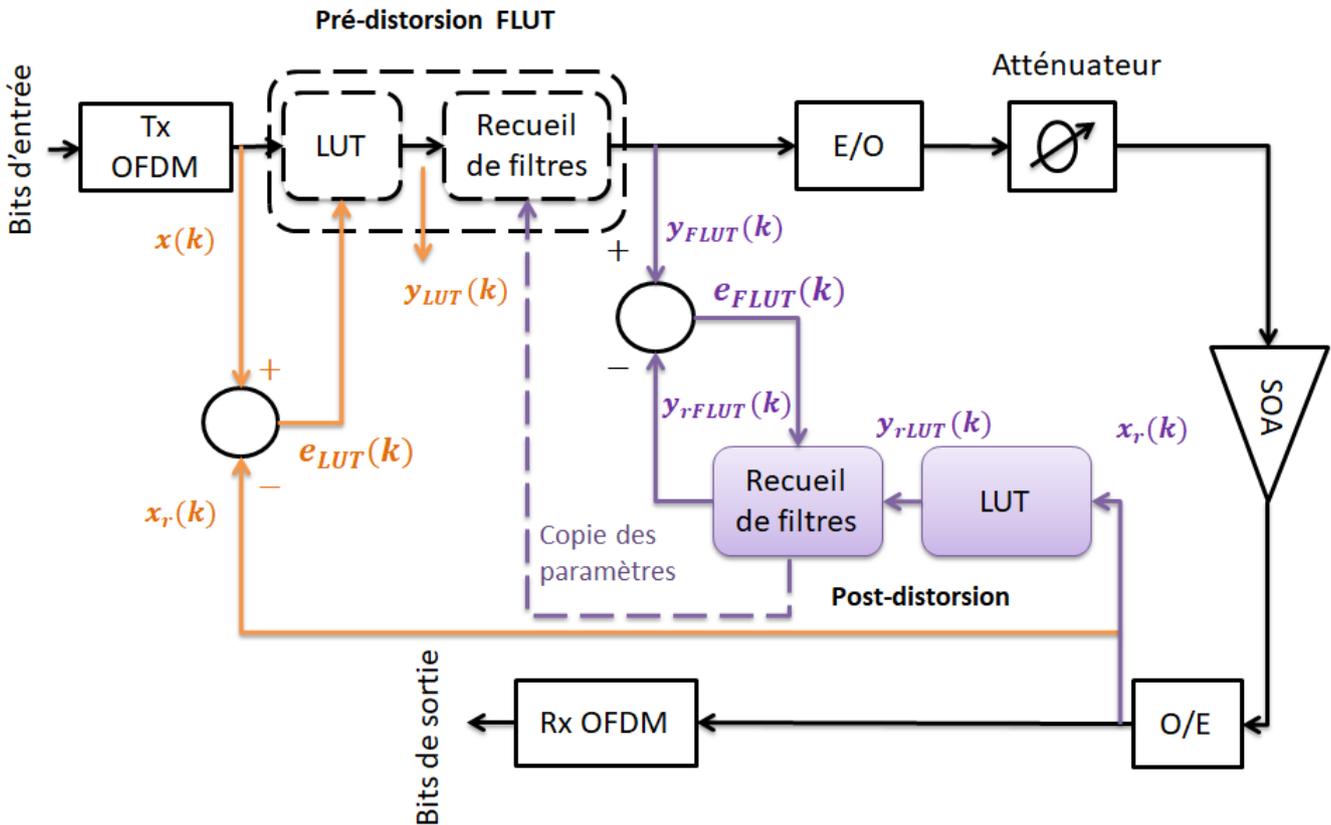


Figure 2.11 : Système CO-OFDM incluant (a) l'apprentissage direct du pré-distordeur LUT, (b) l'apprentissage indirect du recueil de filtres.

D'autre part, la Figure 2.11 montre en violet l'approche d'apprentissage indirect utilisée pour calculer les coefficients du recueil de filtres h_l . Ces coefficients sont calculés selon l'algorithme de moindres carrés, afin de minimiser l'erreur $\|e_{FLUT}\|$. Notons que les coefficients sont calculés d'une façon similaire ceux de la LUT, dans le sens où l'identification est effectuée par bloc correspondant à chaque indice l en entrée du recueil de filtres.

4. Résultats de simulation

a. Modélisation du système CO-OFDM

Nous évaluons dans ce chapitre les performances du système CO-OFDM (Figure 2.10) sans et avec pré-distorsion. Au niveau de l'émetteur, les non-linéarités sont principalement engendrées par l'amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA). Les structures de l'émetteur et du récepteur sont classiques, à l'exception des blocs dédiés à la pré-distorsion. Parmi le grand nombre de pré-distordeurs étudiés dans l'état de l'art, nous choisissons une série de la liste présentée dans la section (3) du présent chapitre. Divers critères ont été considérés pour effectuer ce choix, incluant complexité paramétrique, complexité calculatoire, facilité d'implémentation. L'objectif général du bloc de pré-distorsion consiste donc à réduire l'EVM le plus possible, ainsi que d'augmenter la puissance fournie par le SOA pour pouvoir augmenter la portée de transmission. En outre, nous cherchons à réduire la complexité des pré-distordeurs sans que l'EVM se dégrade. Pour ce faire, nous testons plusieurs architectures de pré-distordeurs numériques, nous les comparons et nous les classons selon les critères considérés.

Paramètres	Valeurs numériques
Format de modulation	4-QAM
Nombre de sous-porteuses	$N_{sc} = 128$
Tension crête-à-crête du modulateur Mach-Zehnder	$V_{pp} = \frac{V_{\pi}}{6} = 1 \text{ V}$
Longueur d'onde	$\lambda = 1540 \text{ nm}$
Courant de polarisation	$I_{bias} = 150 \text{ mA}$
Facteur de Henry du SOA	$\alpha_H = 3,3$
Bande passante du signal OFDM	$B = 5 \text{ GHz}$
Fréquence d'échantillonnage	$F_{ech} = os.B = 20 \text{ GHz}$

Tableau 2.2 : Paramètres du système de transmission.

Les paramètres du système de transmission utilisés dans ce chapitre sont présentés dans le Tableau 2.2. Nous nous focalisons sur le cas d'une transmission 4-QAM / OFDM, de bande $B = 5$ GHz, un facteur 4 de sur-échantillonnage ($os = 4$) et une fréquence d'échantillonnage de 20 GHz ($F_{ech} = os.B$). L'impact de la variation de certains paramètres, comme V_{pp} , N_{sc} , I_{bias} , λ , α_H, \dots sur les performances du système CO-OFDM, en présence ou pas d'un pré-distordeur, sera discuté dans le chapitre suivant. Une simulation de la chaîne de transmission est tout d'abord effectuée sans module de pré-distorsion, en utilisant une séquence d'entrée prédéfinie de 2^{11} symboles 4-QAM. A l'aide de cette simulation nous effectuons l'identification des pré-distordeurs par l'algorithme des moindres carrés. Une autre simulation est ensuite effectuée avec une nouvelle séquence d'entrée permettant ainsi d'évaluer le pré-distordeur identifié.

b. Pré-distordeurs sans effets mémoire

i. *STATIC polynomial et STATIC AM-AM/AM-PM*

Dans un premier temps, nous évaluons les performances EVM du système CO-OFDM conventionnel (sans pré-distorsion), en fonction de la puissance optique d'entrée P_{in} du SOA (Figure 2.12). L'étude de performance a été réalisée sur une plage de puissance P_{in} allant de -30 dBm à -12 dBm. Nous distinguons trois zones de fonctionnement : zone linéaire ou faiblement non-linéaire pour $P_{in} < -22$ dBm, zone moyennement non-linéaire pour -22 dBm $< P_{in} < -16$ dBm et zone fortement non-linéaire pour $P_{in} > -16$ dBm.

Dans la zone faiblement non-linéaire, l'EVM du système conventionnel est à peu près constante et la faible puissance délivrée par le SOA ne répond pas aux contraintes de budget optique. Un pré-distordeur n'est donc pas nécessaire dans ce cas. A noter que dans cette zone le signal est également très impacté par le bruit ASE. Dans la zone moyennement non-linéaire, les imperfections du SOA commencent à apparaître, dégradant ainsi l'EVM. C'est dans cette zone qu'il est utile d'utiliser un pré-distordeur, avec pour objectif d'augmenter la puissance injectée dans le SOA sans trop de conséquence sur l'EVM. Au-delà, les signaux amplifiés sont très dégradés sous l'effet des fortes non-linéarités du SOA avec une EVM très élevée ce qui ne permet pas d'envisager l'utilisation d'un pré-distordeur. Nous nous focalisons donc sur le comportement des divers pré-distordeurs dans la zone moyennement non-linéaire.

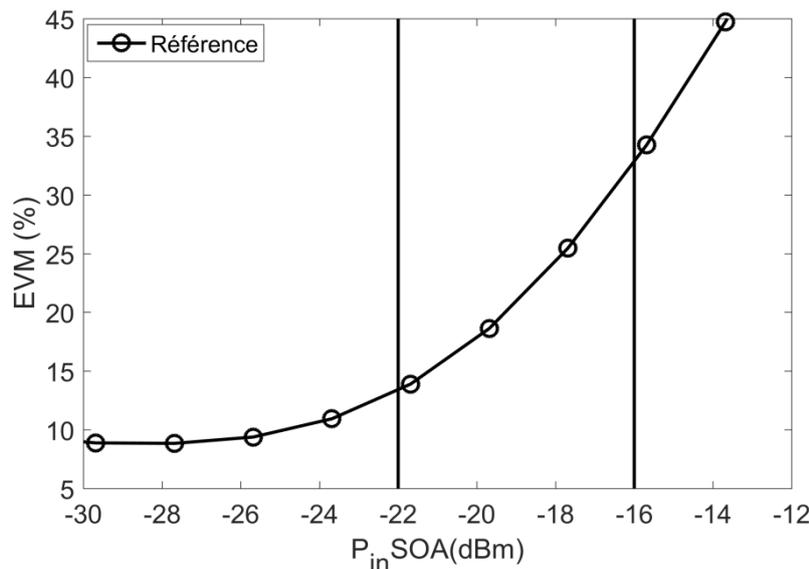


Figure 2.12 : Performances du système conventionnel.

Dans un premier temps, nous considérons deux pré-distordeurs sans effet mémoire. L'un, le STATIC polynomial décrit par (2.3), est basé sur un modèle polynomial opérant sur les échantillons complexes du signal OFDM. L'autre, le STATIC AM-AM/AM-PM défini par l'équation (2.4), utilise une modélisation séparée en amplitude et phase (caractéristiques AM-AM et AM-PM). Généralement, les pré-distordeurs sans mémoire ont l'avantage d'une faible complexité paramétrique et d'une facilité de mise en œuvre.

Nous avons procédé à l'identification des coefficients des pré-distordeurs de type STATIC. La puissance d'identification est fixée à $P_{ref} = -17$ dBm. Les Figure 2.13 à Figure 2.15 montrent les

résultats obtenus en termes d'EVM en fonction de P_{in} pour différents cas : système conventionnel (absence de linéarisation), pré-distorsion via le STATIC polynomial (Figure 2.13) ou via le STATIC AM-AM/AM-PM (Figure 2.14) et comparaison entre le STATIC polynomial et le STATIC AM-AM/AM-PM (Figure 2.15).

Pour le STATIC polynomial (Figure 2.13), nous avons balayé l'ordre de non linéarité P de 1 à 7 en considérant uniquement les termes impairs. Nous observons qu'un ordre $P = 5$ offre de très bonnes performances dans les zones moyennement et fortement non-linéaires. Au-delà de $P = 5$, nous constatons qu'il n'y a plus d'amélioration significative de l'EVM. Par conséquent, nous considérons dans la suite du chapitre le STATIC polynomial avec un ordre $P = 5$. La Figure 2.13 montre que pour une EVM cible de 30 %, la puissance optique d'entrée du système sans pré-distorsion et avec pré-distorsion vaut -16,6 dBm et -14,4 dBm, respectivement. En conséquence, le STATIC polynomial permet une augmentation de la puissance d'entrée du SOA d'environ 2,2 dB.

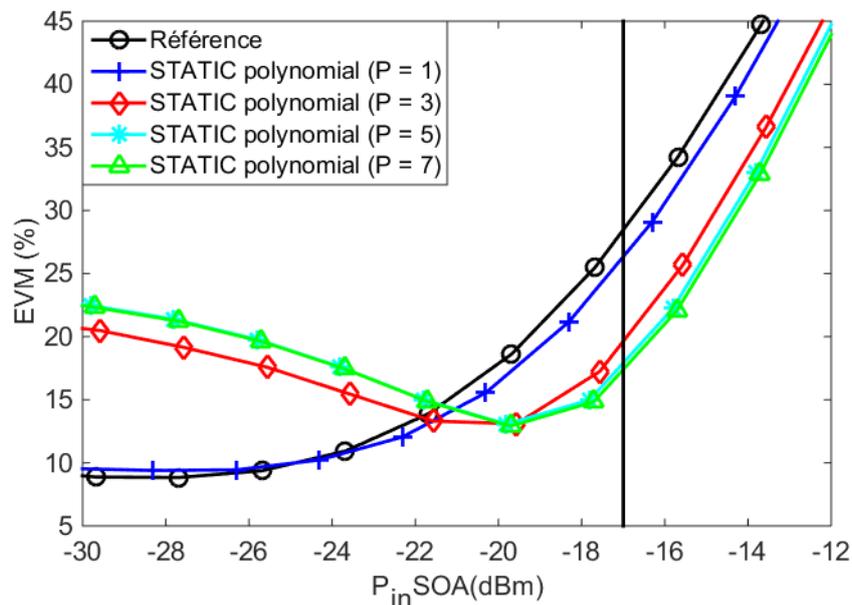


Figure 2.13 : Pré-distorreur STATIC polynomial, influence de l'ordre de non-linéarité, pour $P_{ref} = -17$ dBm.

Pour le STATIC AM-AM/AM-PM (Figure 2.14), nous avons balayé les ordres de polynômes d'amplitude (N_1) et de phase (N_2) de 1 à 5. Nous constatons que l'EVM ne présente plus d'évolution au-delà de $N_1 = N_2 = 2$. Rappelons que contrairement aux pré-distorresseurs polynomiaux (comme le STATIC polynomial, le MP, le EMP, etc.) où les ordres pairs sont inutiles, le STATIC AM-AM/AM-PM apporte un gain de performance supplémentaire si les ordres pairs sont considérés. Dans la suite du chapitre, nous considérons donc ce pré-distorresseur avec les paramètres choisis. La Figure 2.14 montre que pour une EVM cible de 30 %, le STATIC AM-AM/AM-PM offre une marge de puissance d'environ 2,1 dB. Notons que cette valeur est proche à celle obtenue avec le STATIC polynomial.

Nous comparons maintenant les deux pré-distorresseurs Figure 2.15 pour les valeurs de paramètres fixées précédemment, offrant le meilleur compromis complexité/performance. Dans les deux cas, nous obtenons un large gain d'EVM par rapport au système de référence dans les zones à effets non-linéaires. Dans la zone fortement non-linéaire, l'EVM croît plus rapidement en raison du rapprochement de la zone de saturation du SOA. On peut constater aussi que vers les faibles puissances ($P_{in} < -22$ dBm), l'EVM croît rapidement, notamment en raison de l'éloignement du point d'identification. Les pré-distorresseurs introduisent alors des non-linéarités qui sont parasites dans cette zone de fonctionnement. D'autre part, aux très faibles puissances de fonctionnement, le bruit ASE

devient prépondérant, ce qui dégrade les performances du système. Pour surmonter le problème de dégradation d'EVM dans cette zone, on peut tout simplement désactiver le pré-distordeur.

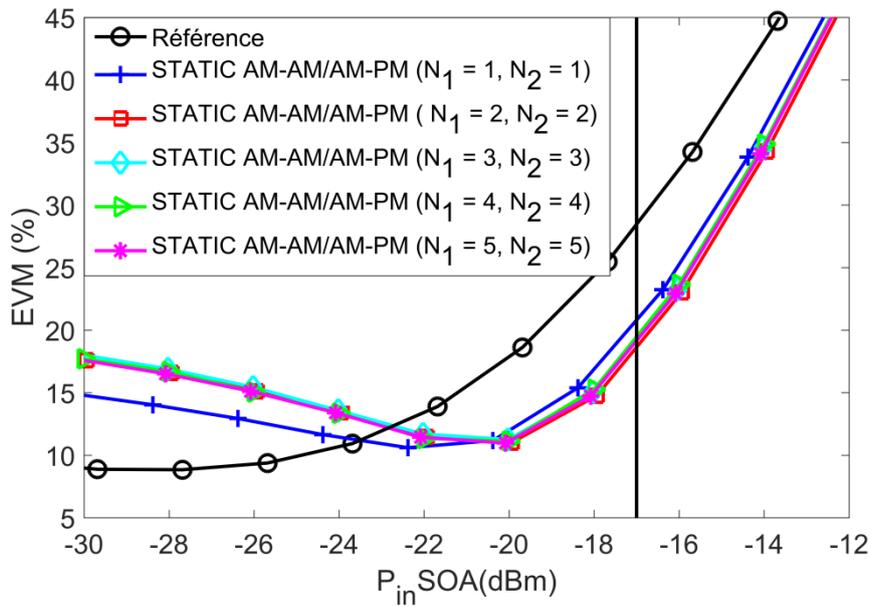


Figure 2.14 : Pré-distordeur STATIC AM-AM/AM-PM : influence des ordres d'amplitude AM-AM et de phase AM-PM pour $P_{ref} = -17$ dBm.

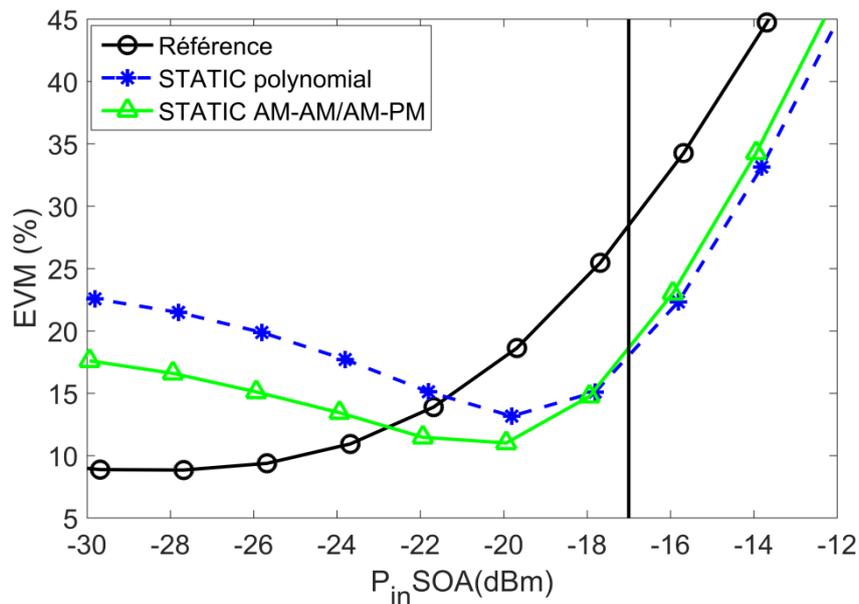


Figure 2.15 : Performances des pré-distordeurs sans mémoire pour $P_{ref} = -17$ dBm.

ii. Effet de la puissance d'identification (P_{ref})

Les résultats précédents sont relatifs à la puissance d'identification $P_{ref} = -17$ dBm, pour laquelle les effets non-linéaires sont modérés. Nous considérons maintenant d'autres niveaux de puissance d'identification. L'une est plus faible ($P_{ref} = -21$ dBm) et l'autre est plus forte ($P_{ref} = -15$ dBm). Les paramètres d'ordre sont conservés pour le STATIC polynomial ($P = 5$) et le STATIC AM-PM ($N_1 = N_2 = 2$). L'influence de la puissance injectée dans l'amplificateur sur les performances des

pré-distorsion STATIC polynomial et AM-AM/AM-PM est illustrée Figure 2.16. Cette figure montre que l'identification à proximité de la zone de fortes puissances permet un gain de performance plus important dans cette zone. D'autre part, la Figure 2.16 (a) montre qu'une identification proche de la zone faiblement non-linéaire se traduit par un gain de performance très similaire pour les deux pré-distorsion STATIC(s), alors que la Figure 2.16 (b) montre qu'une identification proche de la zone fortement non-linéaire permet au STATIC AM-AM/AM-PM d'afficher globalement de meilleures performances sur toute la plage de puissance en entrée du SOA. Notons que pour une EVM cible de 30 %, la puissance optique d'entrée du système sans et avec pré-distorsion via le STATIC(s) polynomial ou via le AM-AM/AM-PM, vaut -16,65 dBm, -14,46 dBm et -14,29 dBm, respectivement. Cela signifie que le STATIC polynomial et le STATIC AM-AM/AM-PM offrent une marge de puissance de 2,1 dB et 2,2 dB respectivement. Nous constatons alors que le STATIC AM-AM/AM-PM offre par rapport au STATIC polynomial, un gain de performance sur une gamme de puissance plus étendue.

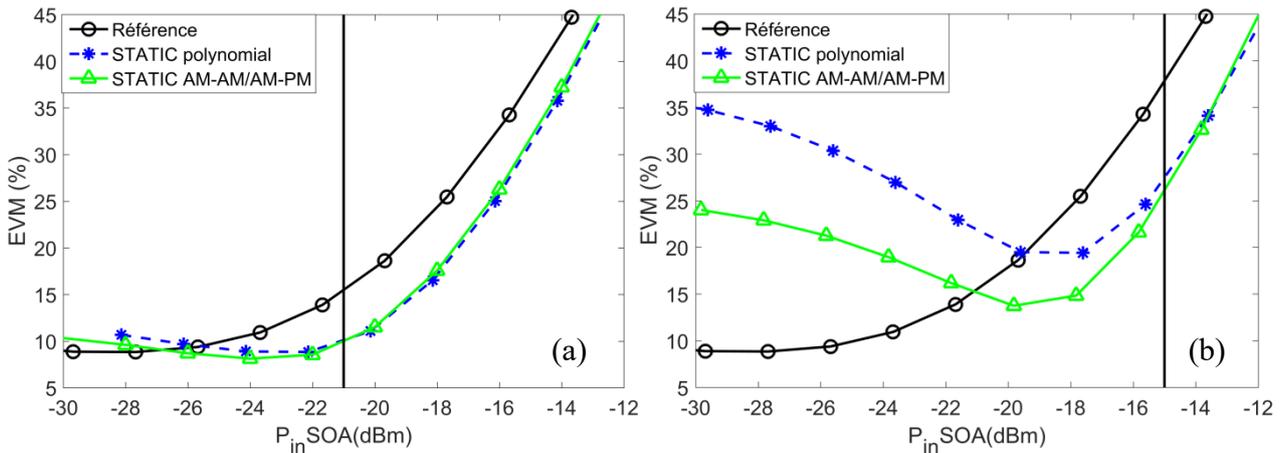


Figure 2.16 : Influence de P_{ref} sur les performances du pré-distorsion sans mémoire pour (a) $P_{ref} = -21$ dB, (b) $P_{ref} = -15$ dBm.

iii. Amélioration de performance sur une plage de puissance étendue

Pré-distorsion multipoint

Nous avons vu que les pré-distorsion permettent d'améliorer les performances lorsque le SOA est utilisé autour de la puissance d'identification. Néanmoins, si on s'écarte de la puissance d'identification, les performances se dégradent, le pré-distorsion devenant même néfaste pour les faibles puissances. Pour faire face à ce problème, nous proposons ici le « pré-distorsion multipoint », l'objectif étant d'améliorer les performances sur une plage de puissance plus large en entrée du SOA (P_{in}). Le pré-distorsion multipoint est un pré-distorsion unique découlant d'une identification simultanée sur plusieurs points de fonctionnement. L'avantage de cette technique est donc l'amélioration globale des performances, sans augmenter la complexité paramétrique du pré-distorsion considéré. La Figure 2.17 montre les résultats de simulation pour un scénario consistant en l'identification simultanée pour deux points de fonctionnement ($P_{ref1} = -25$ dBm et $P_{ref2} = -17$ dBm). Pour cette identification, les signaux d'entrée et de sortie, obtenus à ces deux puissances, sont concaténés afin de calculer les coefficients du pré-distorsion. On peut constater que le STATIC polynomial, identifié à $P_{ref1} = -17$ dBm, dégrade les performances lorsque $P_{in} < -22$ dBm, alors que le STATIC multipoint permet d'élargir la plage de puissance en améliorant les performances à partir de -25 dBm. Le STATIC multipoint offre ainsi un très bon compromis robustesse/performance sur une large plage de puissance.

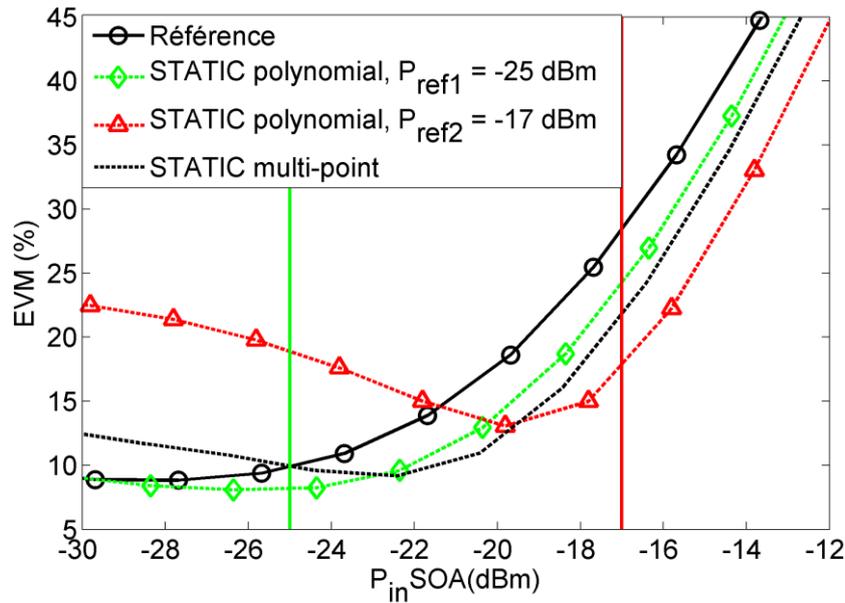


Figure 2.17 : Performances du pré-distorateur polynomial multipoint.

Pré-distorateur commuté

Nous présentons maintenant une autre structure de pré-distorateur que nous avons appelée « pré-distorateur commuté ». C'est une technique consistant à identifier tout d'abord les coefficients du pré-distorateur pour divers points de fonctionnement. Ensuite, suivant la puissance moyenne injectée dans le SOA, il suffit d'utiliser le jeu de coefficients correspondant à la puissance d'identification la plus proche. Ce scénario est envisageable dans le contexte d'une implémentation FPGA. Cette structure induit une complexité sensiblement plus élevée par rapport à une structure non commutée. La Figure 2.18 montre l'influence de la puissance injectée sur les performances des pré-distorateurs STATIC, en commutant les coefficients en fonction du point d'identification. Trois niveaux de puissances ($P_{ref} = -25, -21, -17$ dBm) sont considérés pour la commutation des coefficients des pré-distorateurs.

Nous constatons que les pré-distorateurs multipoint et commuté sont des solutions qui permettent une meilleure efficacité sur une large gamme de puissance. Le pré-distorateur multipoint ayant la même complexité paramétrique que le pré-distorateur STATIC classique, offre une amélioration globale des performances sur une large gamme de puissance. Cependant, il dégrade légèrement les performances aux puissances d'identification des pré-distorateurs classiques. Concernant le pré-distorateur commuté, le nombre de paramètres stockés augmente proportionnellement au nombre de puissances d'identification. Celui-ci offre les meilleures performances sur toute la plage de puissance considérée.

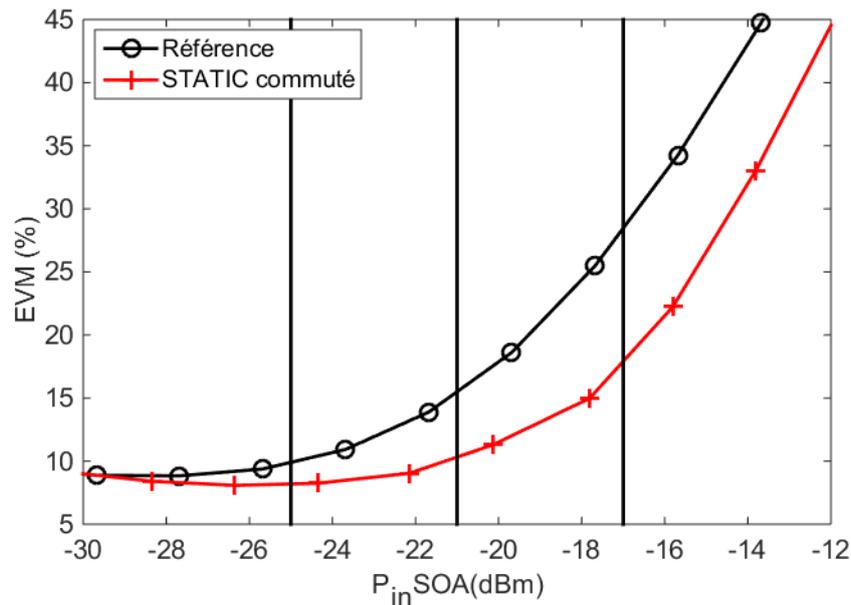


Figure 2.18 : Performances du STATIC commuté.

c. Pré-distordeurs sans et avec effets mémoire

Les schémas de pré-distorsion intègrent un effet mémoire ou pas. Les résultats présentés précédemment pour le STATIC polynomial et le STATIC AM-AM/AM-PM correspondent à des solutions sans effet mémoire. Ces implémentations très basiques, figurent parmi les structures les plus simples et les plus communes pour la linéarisation des amplificateurs ne présentant pas d'effets dynamiques. Structurellement, ces pré-distordeurs compensent uniquement les non-linéarités statiques, elles ne tiennent donc pas compte de la dynamique potentielle de l'amplificateur. Cela réduit l'efficacité de linéarisation si l'amplificateur présente des effets mémoire. Dans cette section, nous nous sommes intéressés à la pré-distorsion STATIC polynomial // FIR (désigné comme STATIC//FIR dans la suite du chapitre) de très faible complexité paramétrique. Cette structure constitue une amélioration du concept du STATIC polynomial avec le potentiel de compenser les non-linéarités dynamiques. Le STATIC//FIR est formé d'une pré-distorsion polynomiale sans mémoire (STATIC) en parallèle à un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR).

La Figure 2.19 montre les performances en fonction de P_{in} pour différents cas : système conventionnel (absence de linéarisation), pré-distorreur STATIC ou pré-distorreur STATIC//FIR pour une profondeur mémoire M variant de 1 à 3. On peut voir que les pré-distordeurs STATIC et STATIC//FIR identifiés à $P_{ref} = -17$ dBm améliorent les performances du système lorsque $P_{in} > -22$ dBm. Notons aussi qu'une profondeur mémoire $M = 2$ suffit à assurer de bonnes performances sur une plage de puissance étendue. En effet, au-delà de $M = 2$, il n'y a plus d'amélioration d'EVM et les courbes sont confondues. Par ailleurs, on remarque une marge de performance significative de la structure STATIC//FIR par rapport au STATIC, pour une complexité calculatoire peu élevée.

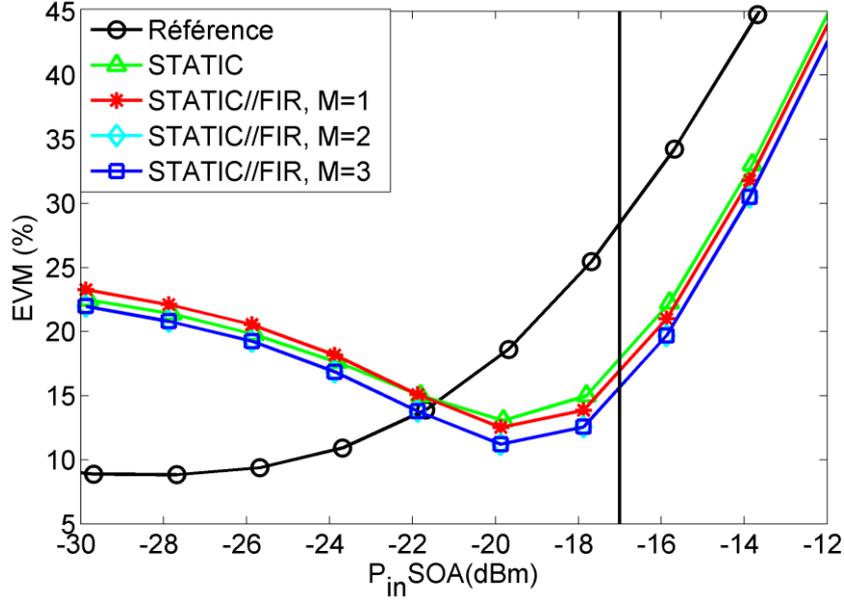


Figure 2.19 : Pré-distorreur STATIC//FIR, influence de la profondeur M pour $P_{in} = -17$ dBm et pour un ordre de non-linéarité STATIC égale à $P = 5$.

Nous nous intéressons maintenant à comparer les pré-distorresseurs étudiés précédemment (STATIC AM-AM/AM-PM, STATIC polynomial et STATIC//FIR) avec d'autres pré-distorresseurs comme le MP et le EMP (voir **Tableau 2.3**). Après plusieurs tests effectués en balayant l'ordre P et la mémoire M des deux derniers pré-distorresseurs, nous avons obtenu les meilleures performances pour $P = 5$ et $M = 3$.

Il est intéressant de savoir que globalement pour les très faibles valeurs d'ordre et de profondeur mémoire des pré-distorresseurs (comme c'est le cas des structures considérées tout au long de cette thèse) les complexités paramétriques et calculatoires ne sont pas très importantes et assez similaires. C'est uniquement pour des ordres plus élevés et des profondeurs mémoire plus importantes qu'il y aura une vraie différence. Prenons l'exemple du STATIC polynomial avec $P = 5$, nous avons

$$y(k) = \sum_{\substack{i=1 \\ i \text{ impair}}}^P a_i x(k) |x(k)|^{i-1} = x(k) \cdot (a_1 + |x(k)|^2 \cdot (a_3 + |x(k)|^2 \cdot (a_5))) \quad (2.20)$$

Notons que pour ce pré-distorresseur, la complexité paramétrique vaut 3 (3 coefficients) et la complexité calculatoire vaut 6 (4 multiplications, 2 additions). Ce pré-distorresseur possède la plus faible complexité (paramétrique et calculatoire), mais fournit des performances limitées par rapport aux pré-distorresseurs dynamiques. Regardons maintenant l'autre structure de pré-distorsion sans mémoire (STATIC AMAM/AMPM). On peut voir que des performances proches sont obtenues par rapport au STATIC polynomial ; cependant, le STATIC AMAM/AMPM exige une complexité calculatoire supérieure du fait que le calcul de la phase et de l'exponentielle peuvent être complexes.

Notons que le STATIC//FIR reste un bon choix puisqu'il offre un bon compromis de performance / complexité par rapport aux autres structures de pré-distorsion.

En ce qui concerne les pré-distorresseurs MP et EMP, ce sont des structures qui offrent les meilleures performances (en particulier le EMP) par rapport aux autres pré-distorresseurs, mais au prix d'une complexité supérieure.

Pré-distordeur	STATIC AM-AM/AM-PM	STATIC polynomial	STATIC //FIR	MP	EMP
EVM (%)	18,2 %	17,6 %	15,7 %	15,0 %	13,6 %

Tableau 2.3 : Comparaison des performances de pré-distordeurs, pour $P_{ref} = -17$ dBm.

d. Combinaison pré-distorsion et réduction de PAPR

Plusieurs techniques de linéarisation et de réduction de PAPR ont été proposées séparément pour l'amélioration des performances de transmission en présence d'amplificateur de puissance [Lan11]. Notons que la combinaison des techniques de réduction de PAPR et de linéarisation est d'un grand intérêt puisqu'elle permet d'améliorer à la fois le comportement linéaire et l'efficacité de l'amplificateur [Yan02] [Din05] [Ham08b] [Hu09] [Gou11] [Sha11] [Nad11]. Dans notre travail, les valeurs des paramètres des techniques de réduction de PAPR ont été déterminées empiriquement afin d'éviter de mettre en œuvre une stratégie d'optimisation globale pouvant s'avérer complexe.

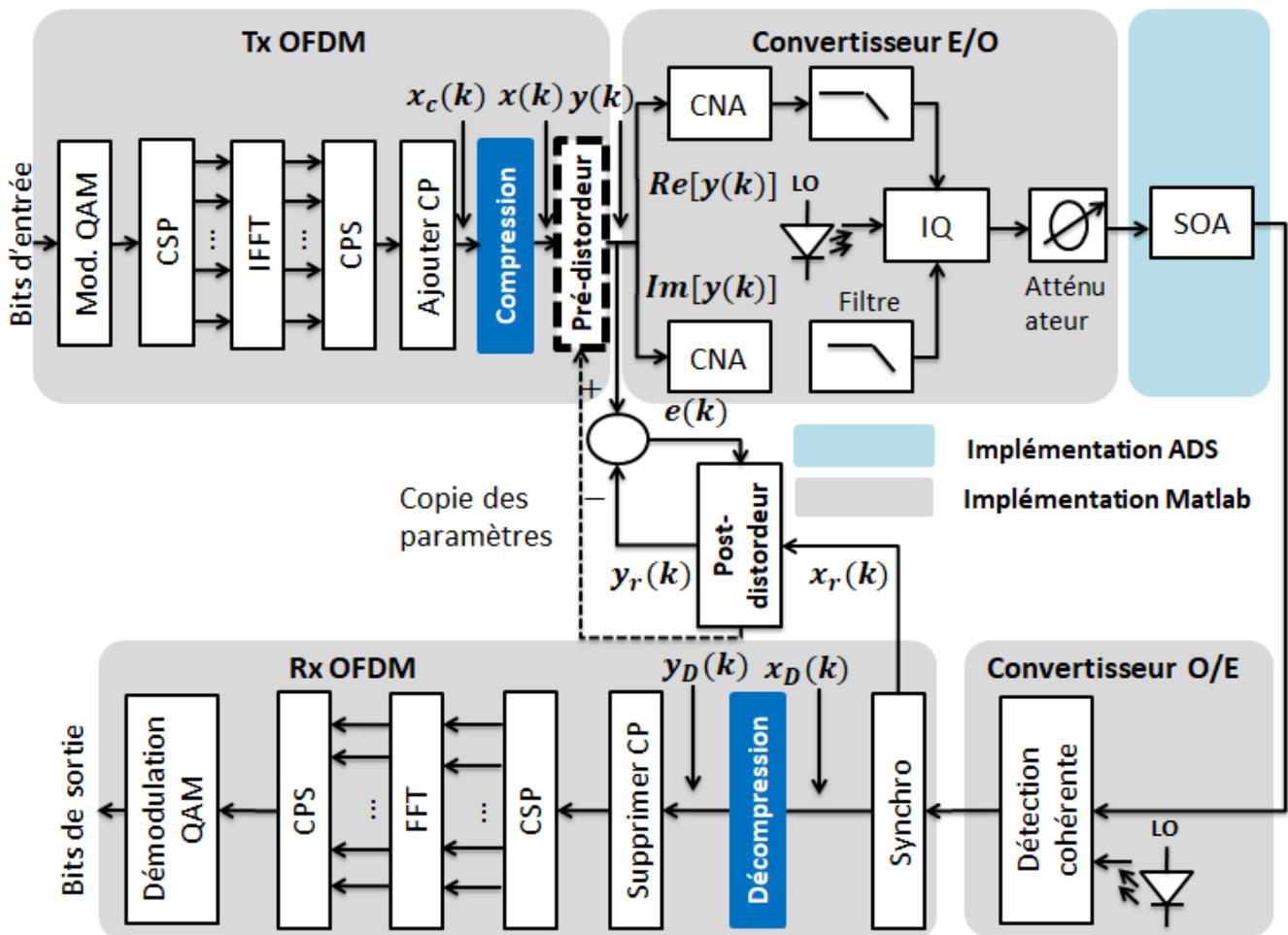


Figure 2.20 : Système CO-OFDM incluant une réduction de PAPR et une pré-distorsion.

Le système CO-OFDM incluant une réduction de PAPR et une pré-distorsion est illustré Figure 2.20. Nous insérons des blocs de compression et de décompression au niveau de l'émission et de la réception, respectivement. En effet les signaux OFDM peuvent avoir des pics d'amplitudes élevés qui les rendent très susceptibles aux effets non-linéaires de la chaîne de transmission. Rappelons que le

principe général d'une réduction de PAPR à l'aide de transformées non-linéaires consiste à modifier l'amplitude des échantillons originaux $x_c(k)$ en bande de base à l'aide d'une fonction particulière permettant de corriger les propriétés dynamiques du signal; les pics de puissance inhérents aux signaux multi-porteuses sont en particulier atténués. Le signal résultant est alors converti sous forme analogique. Au récepteur, le signal reçu subit alors la transformée inverse pour retrouver $x_c(k)$ plus un terme de bruit. Nous explorons ici l'intérêt de la transformée non-linéaire de type loi- μ (1.12), constituant une solution de référence dans la littérature pour la réduction de PAPR [Azo15].

La Figure 2.21 montre les performances en fonction de la puissance d'entrée P_{in} du système conventionnel (sans pré-distorsion et sans réduction de PAPR) et du système avec réduction de PAPR via une loi- μ pour différentes valeurs de μ . Nous constatons que lorsque nous augmentons la valeur de μ , nous gagnons en performance à forte puissance, mais il y a une faible dégradation des performances en régime linéaire de l'amplificateur. Pour ces simulations, la valeur $\mu = 5$ se révèle être un bon compromis.

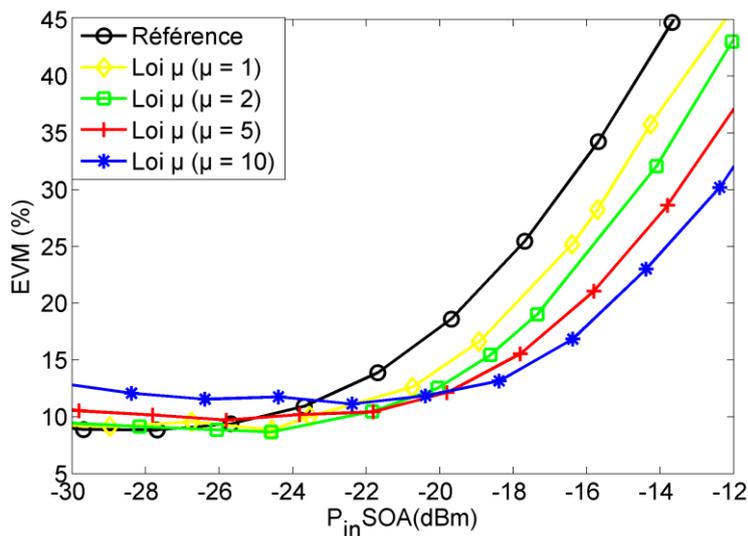


Figure 2.21 : Performances obtenues en présence du bloc de réduction de PAPR.

Nous considérons maintenant la combinaison de la pré-distorsion STATIC//FIR et la réduction de PAPR en balayant la valeur du paramètre μ . La Figure 2.22 montre les résultats obtenus, en termes d'EVM en fonction de la puissance d'entrée (P_{in}) du SOA, pour divers traitements. Par rapport à une pré-distorsion STATIC//FIR seule, nous observons que la réduction de PAPR dégrade les performances aux faibles puissances. Au contraire, dès que les non linéarités deviennent fortes la réduction de PAPR devient très utile. Nous observons aussi qu'une forte valeur de μ se traduit par un gain de performance plus important à forte puissance mais également avec une dégradation d'EVM plus importante à faible puissance.

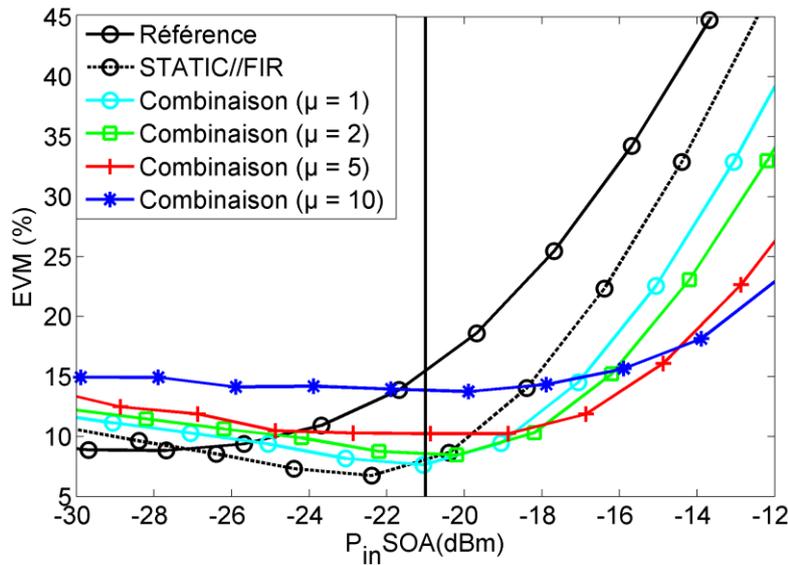


Figure 2.22 : Effet de μ sur les performances en présence du bloc de pré-distorsion STATIC//FIR seul et la combinaison pré-distorsion/réduction de PAPR.

Nous avons vu que la valeur $\mu = 5$ affiche globalement un bon compromis de performance sur toute la plage de puissance d'entrée du SOA. Les résultats présentés précédemment correspondent à une identification à $P_{ref} = -21$ dBm. La Figure 2.23 (a) illustre ce gain de performance obtenu par combinaison d'une pré-distorsion de type STATIC//FIR et d'une réduction de PAPR via la loi- μ . Nous avons aussi évalué les performances à un autre niveau de puissance d'identification $P_{ref} = -17$ dBm, situé dans la zone moyennement non-linéaire (Figure 2.23 (b)). Nous constatons que l'utilisation conjointe des deux approches réalise alors un compromis intéressant, permettant d'élargir la plage de fonctionnement du transmetteur.

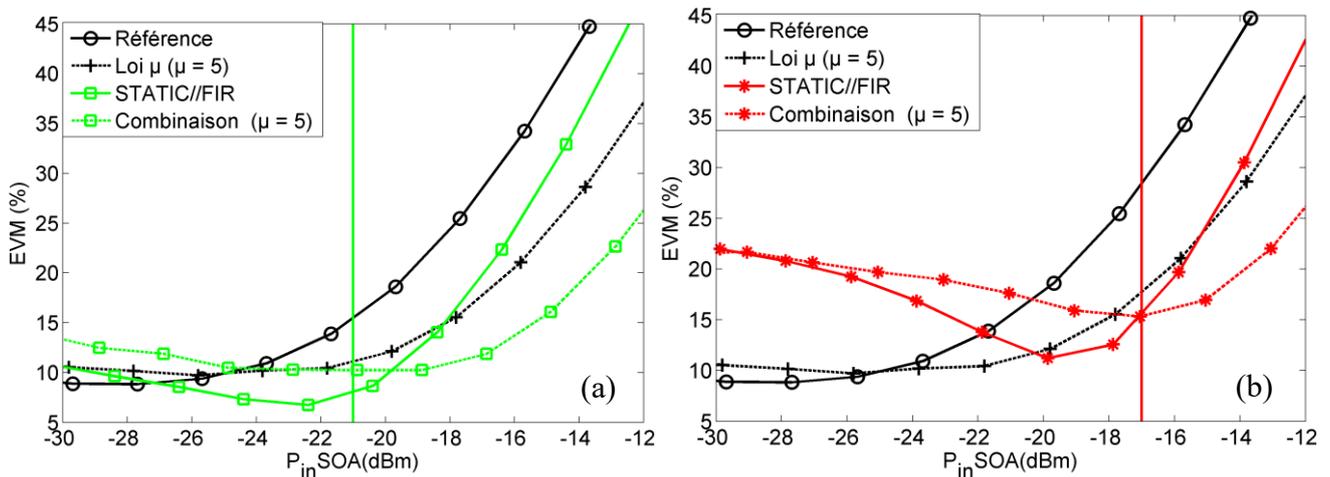


Figure 2.23 : Performance de la combinaison pré-distorsion/réduction de PAPR, pour (a) $P_{ref} = -21$ dBm, (b) $P_{ref} = -17$ dBm.

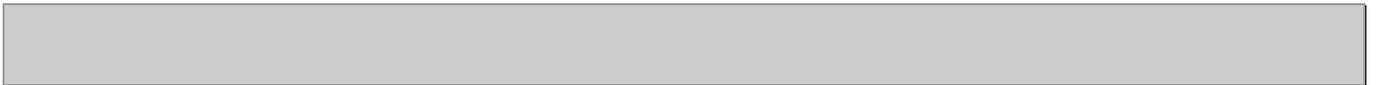
6. Conclusion

Nous avons commencé ce chapitre en présentant brièvement le principe de la pré-distorsion ; une classification des techniques de pré-distorsion a été également présentée. Nous nous sommes intéressés en particulier dans cette thèse à la pré-distorsion numérique en bande de base pour la compensation des effets non-linéaires dans un transmetteur OFDM optique cohérent employant un amplificateur de type SOA. Résumant ses avantages, la pré-distorsion numérique en bande de base bénéficie d'un faible coût de mise en œuvre et de la flexibilité offerte par le traitement numérique de signal. Elle présente également de bonnes performances par rapport aux autres techniques de linéarisation. Nous avons présenté par la suite différentes structures de pré-distorsions numériques. On peut les classer en deux catégories : les pré-distordeurs sans mémoire et les pré-distordeurs avec mémoire. Les pré-distordeurs sans mémoire sont en fait moins complexes et plus faciles à mettre en œuvre que les pré-distordeurs avec mémoire mais au prix d'une performance limitée. Nous avons présenté trois structures de pré-distordeurs sans mémoire très connues dans l'état de l'art : la table de correspondance (LUT), le STATIC polynomial et le STATIC AM-AM/AM-PM. En ce qui concerne les pré-distordeurs avec mémoire où la sortie dépend des échantillons d'entrée à l'instant présent et aux instants antérieurs ; cette catégorie de pré-distordeurs donne généralement de bonnes performances de linéarisation par rapport au modèle sans mémoire, mais au prix d'une complexité paramétrique supérieur. Différents modèles ont été présentés : les réseaux neuronaux, les séries de Volterra et les modèles polynomiaux avec mémoire. Nous nous sommes focalisés tout au long de cette thèse sur les modèles de types polynomiaux parce qu'ils possèdent une complexité paramétrique beaucoup plus faible tout en offrant néanmoins de bonnes performances. Nous avons choisi différentes structures polynomiales : le pré-distordeur polynomial à mémoire (MP), le pré-distordeur polynômial d'enveloppe à mémoire (EMP), ainsi que des modèles en cascade et en parallèle. Ensuite, l'identification des pré-distordeurs permettant de calculer leurs coefficients est présentée via deux architectures de références dans l'état de l'art : architecture d'apprentissage direct et architecture d'apprentissage indirecte. Généralement, ces deux architectures sont considérées pour identifier respectivement les modèles de pré-distorsion sans mémoire et avec mémoire.

Ensuite, nous avons présenté quelques résultats de simulations. Tous d'abord, les performances en termes d'EVM du système CO-OFDM conventionnel sans pré-distorsion ont été évaluées. Divers pré-distordeurs numériques sans mémoire (STATIC polynomial, STATIC AM-AM/AM-PM) et avec mémoire (STATIC//FIR, MP, EMP) ont ensuite été évalués. Nous avons d'abord déterminé les paramètres de chaque pré-distordeur permettant d'offrir le meilleur compromis performance – complexité paramétrique. Une étude comparative des performances du système sans pré-distorsion et avec pré-distorsion a été effectuée. Notons que d'une façon générale, l'EVM est faible dans la zone faiblement non-linéaire, néanmoins, il croit de plus en plus en passant de la zone moyennement non-linéaire à la zone fortement non-linéaire. Malgré tout, nous nous sommes focalisés sur la zone fortement non-linéaire parce que d'une part, dans la zone faiblement non-linéaire le SOA ne répond pas aux contraintes de budget optique et la pré-distorsion a peu d'utilité. D'autres structures de pré-distordeurs comme le pré-distordeur moyen et le pré-distordeur commuté ont été considérées pour améliorer le comportement des pré-distordeurs sur une large bande de puissance optique d'entrée du SOA. Le premier offre un bon compromis de performances par rapport à la pré-distorsion classique tout en ne changeant rien dans l'implémentation du pré-distordeur et n'augmentant pas la complexité de ce dernier. La structure commutée offre par rapport au pré-distordeur classique et au pré-distordeur moyen un gain de performance supplémentaire. Néanmoins, cette structure implique une commutation entre différents jeux de coefficients correspondant à différentes valeurs de puissance du signal injecté, ce qui augmente sa complexité paramétrique. Nous avons ensuite effectué une étude comparative des pré-distordeurs étudiés précédemment en termes de performance et de complexité paramétrique et calculatoire. Nous avons estimé que le STATIC//FIR offre le meilleur compromis performance - complexité par rapport aux autres structures de pré-distorsion. En outre, nous avons montré l'intérêt

d'un ajustement des propriétés dynamiques des signaux en bande de base en jouant à la fois sur la réduction de facteur de crête (via la loi- μ) et sur la pré-distorsion. Les résultats montrent que la combinaison réduction PAPR/pré-distorsion offre un large gain de performance dans la zone fortement non-linéaire.

3. Etude de la robustesse



1. Introduction

Nous étudions dans ce chapitre les performances de quelques pré-distordeurs numériques en bande de base lorsque les conditions réelles d'utilisation diffèrent des conditions présupposées lors de l'identification. Nous appelons la capacité du système à conserver ses performances « robustesse » et nous analysons cette capacité en faisant varier certains paramètres du système. Un premier pas est de faire varier ces paramètres un à la fois et de calculer l'EVM pour chaque configuration. Il s'agit d'une démarche très classique qui conduira à une première évaluation de la robustesse des différents schémas de pré-distorsion. Nous commençons cette étude dans la section 2 du chapitre où nous faisons varier la puissance optique en entrée du SOA pour plusieurs variantes de pré-distorreur. Nous la complétons en section 3 où plusieurs paramètres sont pris en comptes (résolution des convertisseurs numérique/analogiques et analogiques/numérique, tension crête à crête du modulateur IQ (V_{pp}), le courant de polarisation du SOA (I_{bias}), etc.).

Dans la section 4, nous nous intéressons à combiner une loi de réduction de PAPR en amont avec des blocs de pré-distorsion afin de réduire l'impact du PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) qui est souvent élevé pour les fortes amplitudes du signal (effets non linéaires importants dans cette zone).

Après avoir présenté l'impact de la variation indépendante des paramètres du système dans les sections 3 et 4, nous entreprenons une analyse plus audacieuse en section 5. Il s'agit d'étudier la robustesse du pré-distorreur lorsqu'un ensemble de paramètres varie simultanément. Nous faisons alors appel à des outils statistiques permettant d'étudier ce qu'on appelle la propagation des incertitudes. Ce type d'analyse a reçu une grande attention de la part des ingénieurs et des chercheurs dans beaucoup d'applications : industrie, mécanique, physique des particules, radiothérapie, hydrologie, météorologie [Shi72] [Liu86] [Gha98] [Oso07] [Naj09] [Mai10]. Cependant pour des systèmes de communication optique l'approche est à notre connaissance inédite. Notons que notre travail est une étude préliminaire mettant en œuvre à la fois des techniques classiques d'analyse statistique de type Monte Carlo ainsi qu'une approche plus récente et plus efficace du point de vue computationnel.

2. Pré-distordeurs étudiés

L'objectif de cette section est de choisir les paramètres des pré-distordeurs permettant d'avoir un bon compromis performance/complexité. Les schémas retenus feront par la suite l'objet d'une étude comparative poussée. L'étude repose sur quatre schémas de pré-distorsion à base de polynômes (Figure 3.1) : pré-distorreur STATIC AM-AM/AM-PM, pré-distorreur polynomial à mémoire (MP), pré-distorreur d'enveloppe polynomial à mémoire (EMP) et pré-distorreur PTB. Le PTB est construit en associant en parallèle les structures STATIC AM-AM/AM-PM et MP. La sortie du pré-distorreur PTB est exprimée comme suit

$$y(k) = H_{PTB}\{x\} = H_{ST}\{x\} + H_{MP}\{x\} \quad (3.1)$$

où H_{ST} et H_{MP} représentent respectivement les structures polynomiales STATIC AM-AM/AM-PM et MP.

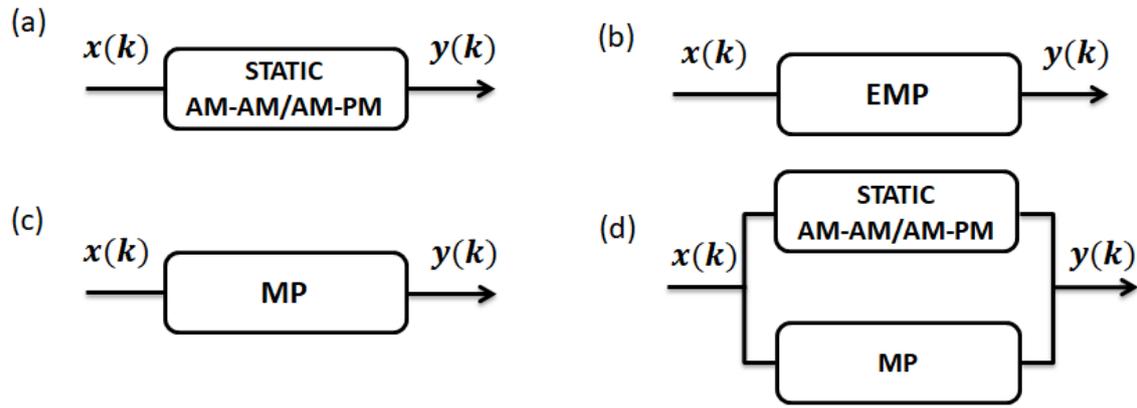


Figure 3.1 : Structure des pré-distordeurs étudiés dans ce chapitre.

Le Tableau 3.1 définit de manière synthétique les notations utilisées dans la suite du chapitre à propos de ces pré-distordeurs.

Pré-distordeur	STATIC AM-AM/AM-PM	EMP	MP	PTB
Ordre	N_1 (polynôme d'amplitude) N_2 (polynôme de phase)	N_3	N_4	STATIC AM-AM/AM-PM : N_1, N_2 MP : N_5
Mémoire	Pas de mémoire	M_1	M_2	M_3

Tableau 3.1 : Paramètres des divers pré-distordeurs étudiés.

Nous considérons dans la suite du chapitre les paramètres du système de transmission présentés dans le Tableau 3.2. Notons que les valeurs de N_{sc} , V_{pp} et B présentées dans le tableau ci-dessous sont différentes de celles du chapitre précédent ; l'impact de ces valeurs sur les performances sera détaillé dans la suite. Des études comparatives pour divers scénarios seront donc discutées. Afin de ne pas biaiser ces comparaisons, nous utilisons une trame unique pour l'identification des pré-distordeurs (incluant 2^{15} symboles 4-QAM). Les validations sont effectuées par la suite avec une deuxième trame (de taille 2^{13} symboles 4-QAM).

Paramètres	Valeurs numériques
Nombre de sous porteuses	$N_{sc} = 512$
Tension crête à crête du modulateur Mach-Zehnder	$V_{pp} = \frac{4}{3}V_{\pi} ; V_{\pi} = 6 \text{ V}$
Longueur d'onde laser	$\lambda = 1540 \text{ nm}$
Courant de polarisation du SOA	$I_{bias} = 150 \text{ mA}$
Facteur de Henry du SOA	$\alpha_H = 3,3$
Bande passante du signal OFDM	$B = 20 \text{ GHz}$
Fréquence d'échantillonnage	$F_{ech} = 80 \text{ GHz}$

Tableau 3.2 : Paramètres du système de transmission.

a. Pré-distordeur STATIC AM-AM/AM-PM avec contrainte à l'identification

Nous présentons Figure 3.2, les caractéristiques AM-AM directe et inverse du SOA ; les signaux d'entrée et sortie du SOA sont normalisés par leurs valeurs maximales. Cette figure montre que la caractéristique AM-AM directe du SOA, représentée par le nuage de points bleus, est non-linéaire puisque celui-ci s'écarte de la bissectrice pour les fortes amplitudes. Notons que l'épaisseur non-négligeable du nuage de points bleus illustre que le SOA possède non seulement des effets non-linéaires, mais aussi des effets mémoires.

Le nuage de points rouges correspond au comportement inverse du SOA ; autrement dit, ces points correspondraient au résultat d'une pré-distorsion idéale.

Considérons le cas du pré-distordeur STATIC AM-AM/AM-PM, ses paramètres peuvent être calculés par régression polynomiale du second ordre à partir de la caractéristique inverse du SOA. Cependant, l'application de cette méthode sans précautions préalables ne garantit pas toujours d'obtenir un pré-distordeur performant du point de vue de l'EVM. En effet, la régression polynomiale « aveugle » produira un pré-distordeur qui accentuera le PAPR déjà intrinsèquement élevé du système OFDM. Face à ce problème, pour améliorer la qualité du pré-distordeur identifié, la régression polynomiale est accomplie en fixant un point de contrainte $\mathcal{C}(x_c, y_c)$ sur les fortes amplitudes (pas de contrainte pour la phase puisque la courbe AM-PM n'impacte pas le PAPR). Une question se pose sur le choix des valeurs d'abscisse et d'ordonnée, x_c et y_c . Le choix de l'abscisse x_c est guidé par la distribution cumulative (CCDF) du PAPR. La valeur particulière $x_c = 0,87$ est adoptée correspondant à un niveau de puissance instantanée relatif de 12 dB. Notons que ce point de contrainte imposé à l'identification du STATIC AM-AM/AM-PM à pour intérêt de réduire le PAPR dans la zone fortement non-linéaire, sans recourir à un bloc spécifique. En ce qui concerne l'ordonnée, la meilleure valeur est recherchée en variant sa valeur jusqu'à obtenir un EVM minimal.

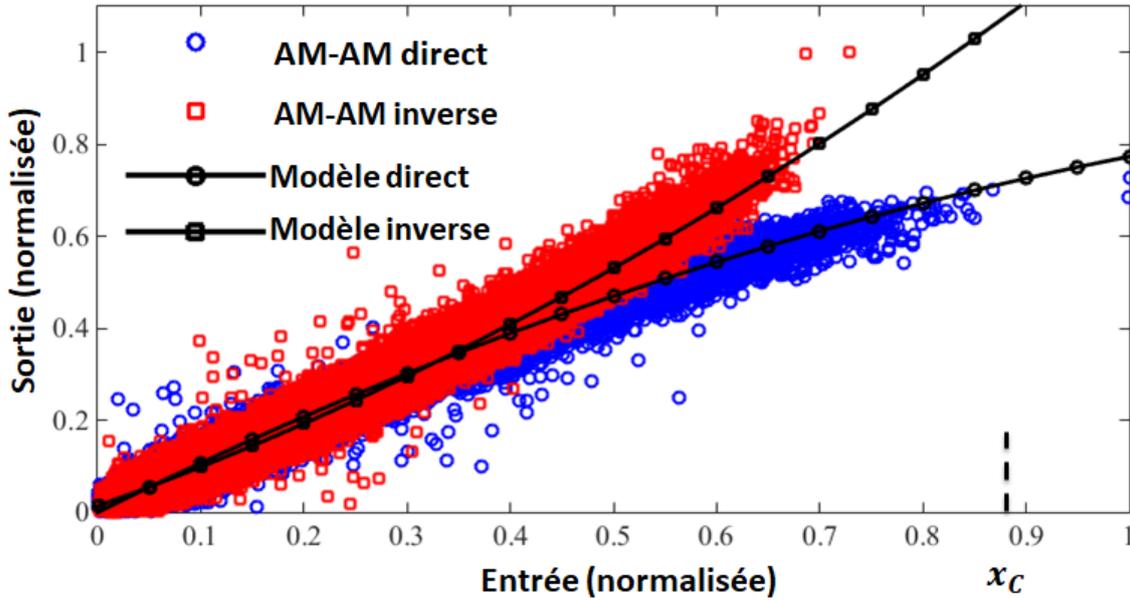


Figure 3.2 : Courbe AM-AM directe (bleue) et inverse du SOA (rouge) pour $P_{ref} = -11$ dBm.

Nous présentons Figure 3.3, les performances du pré-distorreur en fonction de la valeur de l'ordonnée de contrainte y_c , pour trois niveaux de puissance d'identification d'entrée ($P_{ref} = -18, -14$ et -11 dBm), l'abscisse du point de contrainte étant fixée ($x_c = 0,87$). On peut clairement observer sur la Figure 3.3 que l'EVM présente une variation convexe par rapport à y_c . La valeur de l'ordonnée sans contrainte (y_0) et la valeur optimale de l'ordonnée avec contrainte (y_c^*) sont ainsi comparées Tableau 3.3. On peut constater que lorsque la puissance d'identification (P_{ref}) croît, l'ordonnée optimale (y_c^*) diminue. Regardons maintenant le PAPR (Tableau 3.3). On peut voir que le PAPR de la trame d'identification utilisée est de 8,87 dB; la contrainte imposée à l'identification du pré-distorreur modifie sa valeur à 9,27 dB pour $P_{ref} = -18$ dBm, à 7,80 dB, pour $P_{ref} = -14$ dBm et à 7,23 dB pour $P_{ref} = -11$ dBm (sans recourir à un bloc spécifique de réduction du PAPR). Par ailleurs, nous présentons dans le Tableau 3.3 le gain de performance (Δ_{EVM}) obtenu selon l'approche proposée. On peut observer que le gain est négligeable dans la zone faiblement non-linéaire ($\Delta_{EVM} = 0,01$ % pour $P_{ref} = -18$ dBm), alors que ce gain croît quand on s'approche de la zone fortement non-linéaire ($\Delta_{EVM} = 3,00$ % pour $P_{ref} = -11$ dBm). Les courbes de performances en fonction de P_{in} du STATIC AM-AM/AM-PM avec contrainte et sans contrainte sont présentées Figure 3.4 (a) pour $P_{ref} = -14$ dBm et Figure 3.4 (b) pour $P_{ref} = -11$ dBm. On constate que l'imposition d'une contrainte à l'identification permet d'améliorer globalement les performances du système.

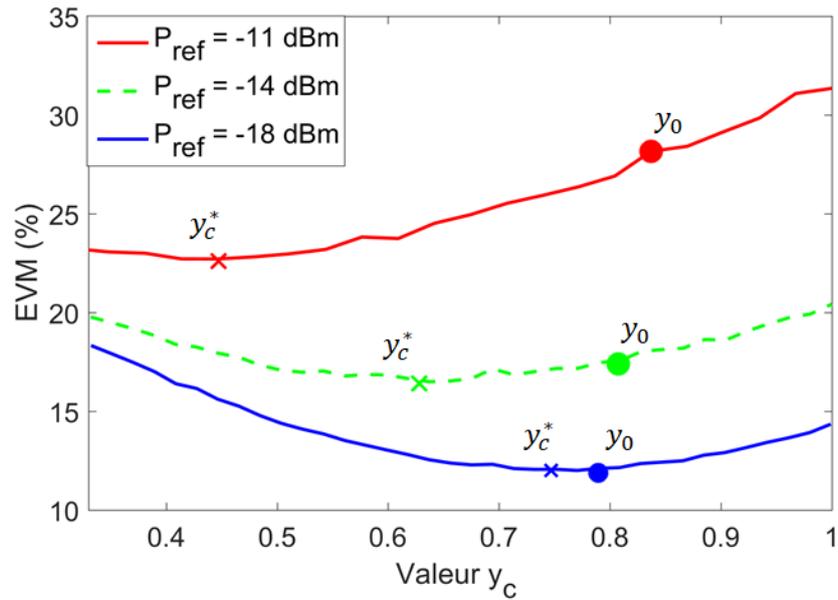


Figure 3.3 : EVM en fonction de y_c pour $P_{ref} = -18, -14$ et -11 dBm.

P_{ref}	-18 dBm	-14 dBm	-11 dBm
Ordonnée sans contrainte (y_0)	0,79	0,81	0,84
Ordonnée optimale (y_c^*)	0,75	0,63	0,45
PAPR de la trame d'identification (dB)	8,87	8,87	8,87
PAPR du STATIC (dB)	9,27	7,80	7,23
Δ_{EVM} (%)	0,01	1,10	3,00

Tableau 3.3 : Paramètres du système de transmission.

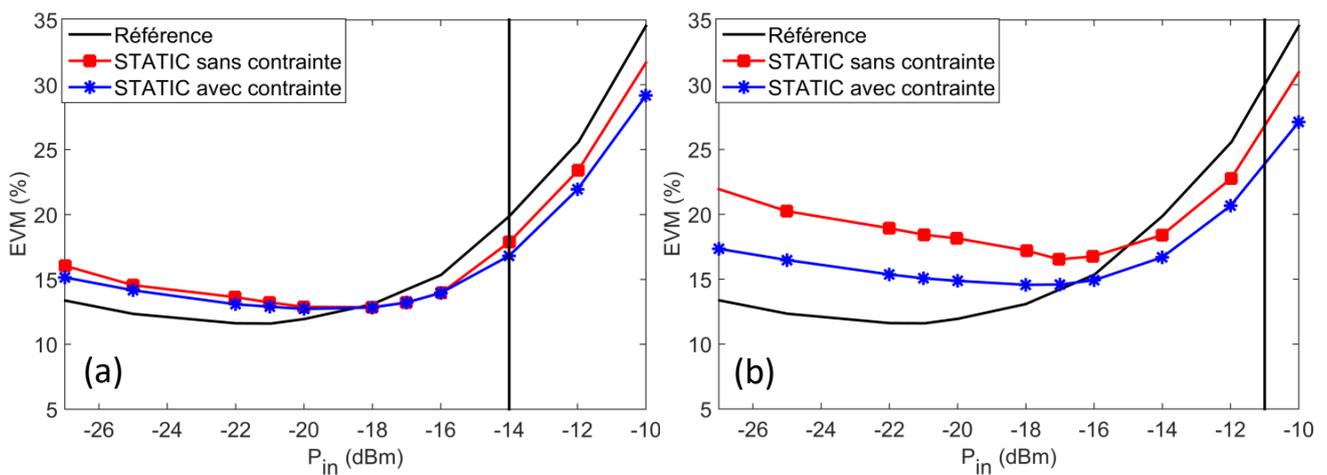


Figure 3.4 : Pré-distenseur STATIC AM-AM/AM-PM avec contrainte et sans contrainte en fonction de la puissance optique d'entrée pour (a) $P_{ref} = -14$ dBm, (b) -11 dBm.

b. Pré-distorsion MP, EMP et PTB

Les paramètres des pré-distorsion polynomiaux MP et EMP (ordre et profondeur mémoire) doivent être choisis. Pour cela nous avons étudié l'impact de leur variation sur les performances du système. L'ordre et la profondeur mémoire de ces pré-distorsion sont balayés de 1 à 5 et seuls les ordres impairs sont utilisés. Par conséquent, les pré-distorsion sont identifiés pour chaque valeur d'ordre et de profondeur mémoire, et ensuite des simulations de validation sont effectuées. Ici l'objectif consiste à chercher le meilleur compromis performance/complexité paramétrique.

La Figure 3.5 montre l'EVM du pré-distorsion EMP comparé au système CO-OFDM sans pré-distorsion en fonction de P_{in} pour une puissance d'identification de -14 dBm. Nous présentons ainsi l'impact de la profondeur mémoire de cet EMP sur les performances de l'émetteur CO-OFDM pour différentes valeurs d'ordre du pré-distorsion EMP : $N_3 = 1$ (Figure 3.5 (a)), $N_3 = 3$ (Figure 3.5 (b)) et $N_3 = 5$ (Figure 3.5 (c)). Nous observons qu'un ordre $N_3 = 1$ est insuffisant pour améliorer les performances, quelle que soit la valeur de la profondeur mémoire M_1 . Par contre, pour un ordre $N_3 > 1$, l'augmentation de la profondeur mémoire jusqu'à $M_1 = 5$ est intéressante. En Figure 3.5 (d), nous faisons varier l'ordre N_3 pour une profondeur mémoire fixée $M_1 = 5$. On peut clairement voir qu'au-delà de $N_3 = 3$, il n'y a plus d'amélioration notable d'EVM. Les paramètres $N_3 = 3$ et $M_1 = 5$ ont donc été retenus pour le pré-distorsion EMP. Notons que nous avons effectué d'autres simulations avec des valeurs plus élevées de l'ordre N_3 et de la profondeur mémoire M_1 , nous avons constaté qu'il n'y avait pas de gain notable de performance au-delà de $N_3 = 3$ et $M_1 = 5$.

En ce qui concerne le MP, nous avons effectué la même démarche que pour l'EMP afin de choisir ses paramètres d'ordre et de profondeur mémoire. Nous avons trouvé les mêmes valeurs d'ordre ($N_4 = 3$) et de profondeur mémoire ($M_2 = 5$). En conséquence, une faible complexité paramétrique est donc suffisante pour avoir des pré-distorsion MP et EMP performants.

Concernant le pré-distorsion PTB, il est construit en associant en parallèle les blocs de pré-distorsion STATIC AM-AM/AM-PM et MP. Le STATIC AM-AM/AM-PM contraint est mis en œuvre pour son potentiel de linéarisation de la caractéristique statique du SOA ; ses paramètres restent ceux calculés précédemment ($N_1 = N_2 = 2$). Nous présentons maintenant Figure 3.6 les performances du PTB en balayant uniquement les paramètres du bloc MP (N_5 et M_3). L'influence de l'ordre M_3 sur les performances est illustrée pour diverses valeurs d'ordre : $N_5 = 1$ (Figure 3.6 (a)), $N_5 = 3$ (Figure 3.6 (b)), $N_5 = 5$ (Figure 3.6 (c)). On obtient les meilleures performances pour $M_3 = 5$. Pour ajuster maintenant l'ordre N_5 , nous évaluons en Figure 3.6(d) l'EVM en faisant varier ce paramètre (la mémoire est fixée à $M_3 = 5$). Il est intéressant de constater que lorsque l'ordre N_5 du MP vaut 1, c'est-à-dire lorsque la dynamique du MP est linéaire, le pré-distorsion PTB est très robuste. Il convient donc de considérer par la suite un schéma PTB composé d'un bloc STATIC contraint en parallèle avec un bloc dynamique linéaire (FIR).

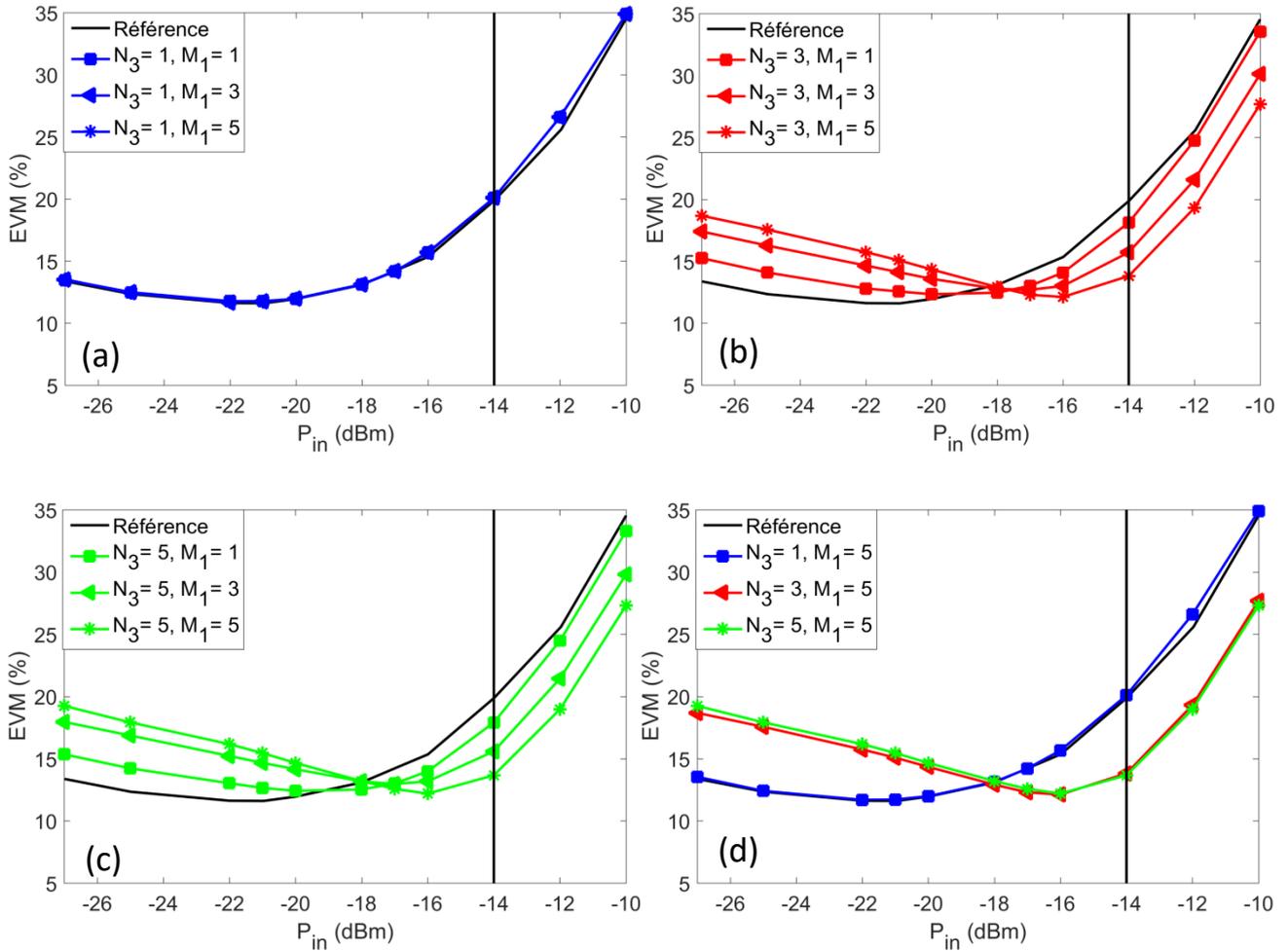


Figure 3.5 : Complexité paramétriques du EMP pour une puissance d'identification $P_{ref} = -14$ dBm.

Les performances des quatre pré-distorseurs retenus sont comparées Figure 3.7. Nous comparons aussi, Tableau 3.4, le gain d'EVM apporté par les pré-distorseurs par rapport au système de référence (sans pré-distorsion). Les pré-distorseurs STATIC et MP sont les moins performants pour $P_{in} > P_{ref} = -14$ dBm. On peut observer aussi que le MP est plus efficace que le pré-distorseur STATIC contraint pour -22 dBm $\leq P_{in} \leq -12$ dBm. D'autre part, le pré-distorseur EMP offre les meilleures performances à haute puissance, avec une légère amélioration en termes d'EVM vis-à-vis du pré-distorseur PTB. Cependant, il n'est pas robuste dans la zone des faibles valeurs de P_{in} , contrairement au pré-distorseur PTB. Ce dernier s'avère donc globalement le plus robuste pour une variation de la puissance d'entrée P_{in} du SOA.

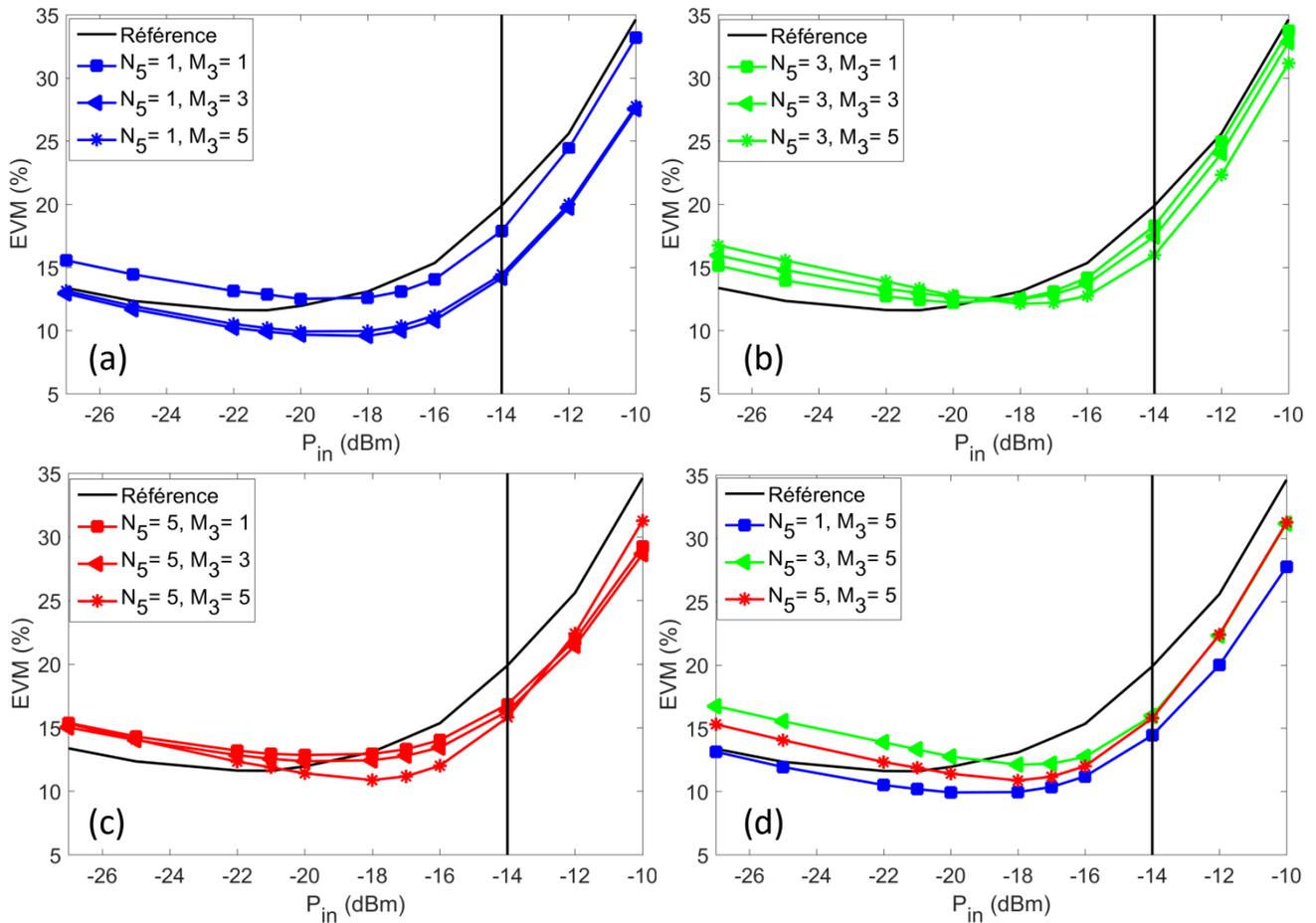


Figure 3.6 : Complexité paramétrique du PTB pour $P_{ref} = -14$ dBm.

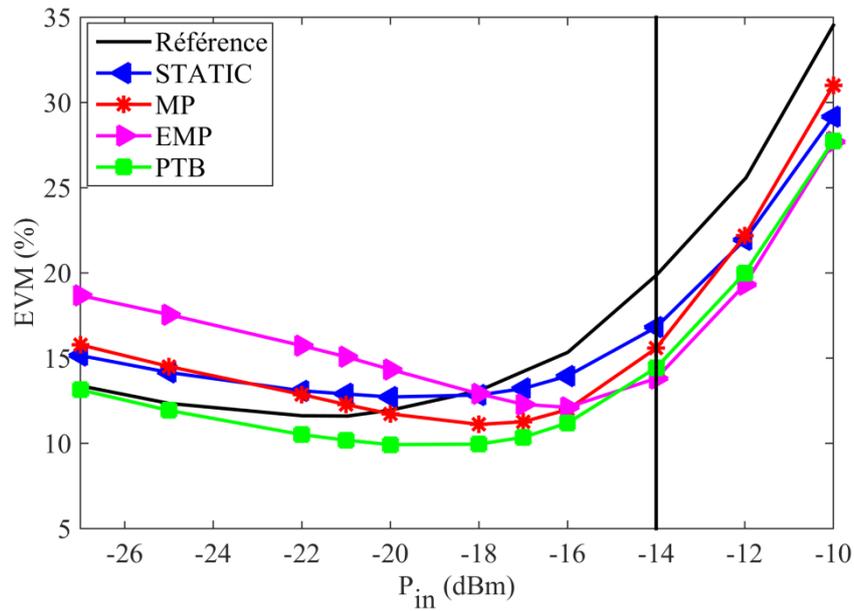


Figure 3.7 : Comparaison des performances des pré-distordeurs.

P_{in}	-26 dBm	-20 dBm	-14 dBm	-11 dBm
STATIC	-1,80	-0,72	3,18	4,45
MP	-2,84	-0,32	4,57	3,78
EMP	-5,72	-2,60	6,30	6,86
PTB	0,56	2,34	5,84	6,36

Tableau 3.4 : Gain d'EVM des pré-distordeurs pour différents niveaux de puissance optique d'entrée avec $P_{ref} = -14$ dBm.

3. Etude de la robustesse

L'étude de la robustesse des pré-distordeurs est un sujet rarement abordé dans la littérature scientifique. Nous nous intéressons tout au long de cette section à analyser la robustesse en se basant sur sept cas différents. Tout d'abord, la robustesse est étudiée en fonction de la puissance d'identification des pré-distordeurs (P_{ref}), puis en fonction de la résolution des convertisseurs (analogique/numérique et numérique/analogique). Ensuite, l'impact de la variation de V_{pp} (du modulateur IQ), I_{bias} (du SOA) et λ (du laser) est évalué. L'influence de N_{sc} (du signal OFDM) sur les performances de la pré-distorsion est également évaluée. Enfin, nous effectuons une variation du facteur de Henry (α_H) du modèle du SOA pour étudier l'impact d'un comportement non-linéaire plus marqué sur les performances des divers pré-distordeurs étudiés.

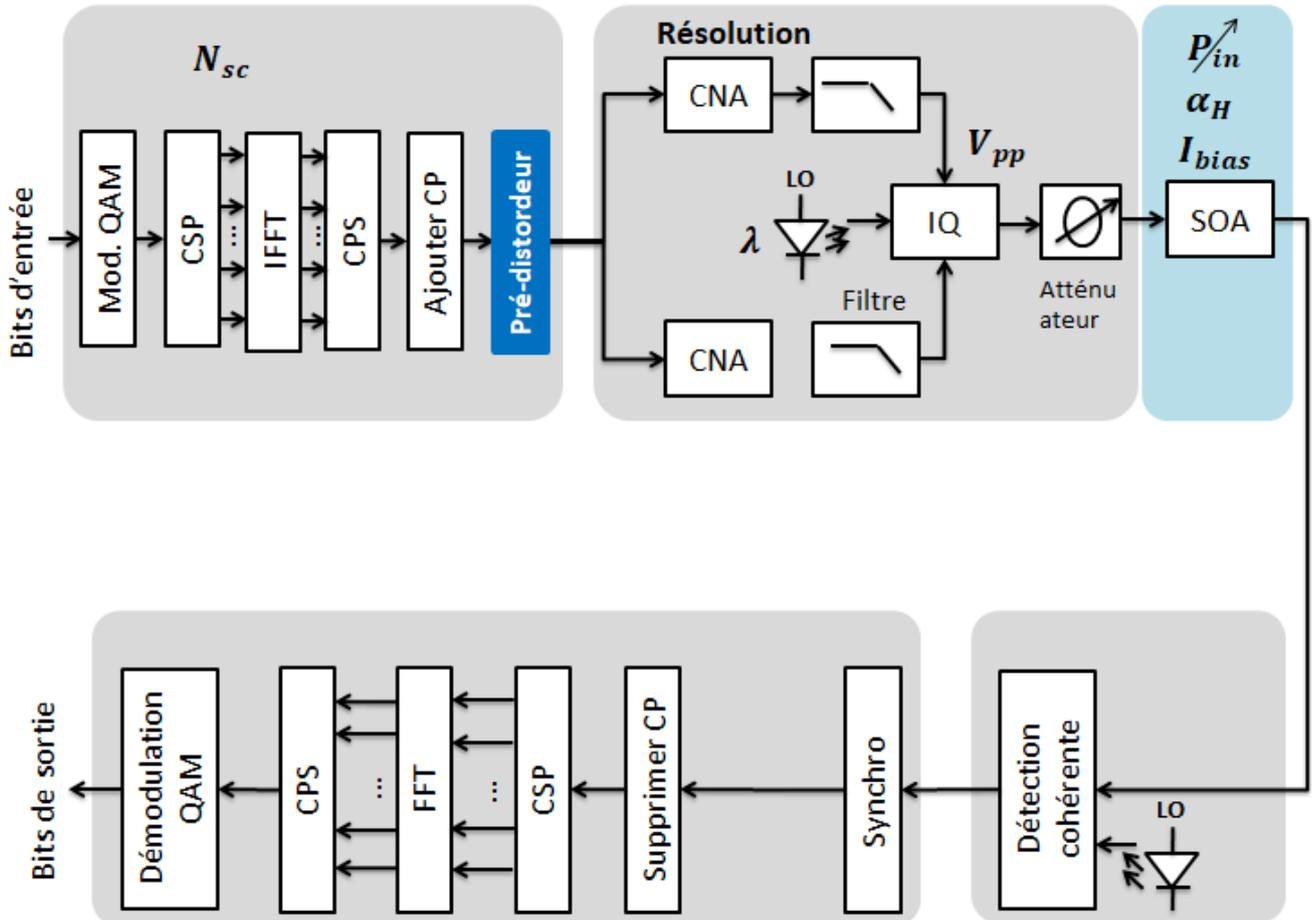


Figure 3.8 : Système CO-OFDM, incluant la pré-distorsion numérique et les paramètres variables.

a. Influence de la puissance optique d'entrée

Les résultats précédents sont relatifs à un niveau de puissance d'identification $P_{ref} = -14$ dBm. La question du choix de la puissance P_{ref} se pose. Nous étudions par la suite d'autres valeurs : une faible valeur correspondant à un régime moyennement non-linéaire du SOA ($P_{ref} = -18$ dBm) et une forte valeur de puissance correspondant au régime fortement non-linéaire ($P_{ref} = -11$ dBm). La Figure 3.9 illustre les performances obtenues dans les deux cas, en considérant les mêmes paramètres qu'auparavant pour les divers pré-distordeurs (ordres, profondeur mémoire). Les lignes noires verticales indiquent les niveaux de puissance où l'identification des pré-distordeurs a été effectuée.

La Figure 3.9 (a) montre que les pré-distorsions MP et PTB ont un comportement très similaire. On peut remarquer que le pré-distorsion EMP se comporte également très bien pour $P_{in} > -14$ dBm, mais avec une performance moindre à faible puissance. Notons que le STATIC est le moins efficace des pré-distorsions considérées. Le PTB affiche globalement la meilleure robustesse sur toute la plage de puissance en entrée du SOA.

La Figure 3.9 (b) montre que l'identification du pré-distorsion à un point de fonctionnement fortement non-linéaire se traduit par un gain de performance plus important à forte puissance, mais, selon le schéma retenu, peut dégrader plus fortement les performances à faible puissance. Les pré-distorsions EMP et PTB s'avèrent avantageux à forte puissance, ce qui n'est pas le cas du pré-distorsion MP. D'autre part, les pré-distorsions MP et EMP offrent de mauvaises performances lorsqu'ils fonctionnent à une puissance d'entrée largement inférieure à la puissance d'identification. Notons que le pré-distorsion PTB offre une performance significativement meilleure que MP et EMP à faible puissance. Par exemple pour $P_{in} = -16$ dBm, l'EMP induit 3 % de dégradation de l'EVM, par rapport à la référence, alors que le PTB offre 2 % de gain de performance. Ainsi, le PTB identifié affiche globalement la meilleure robustesse vis-à-vis d'un changement du point de fonctionnement.

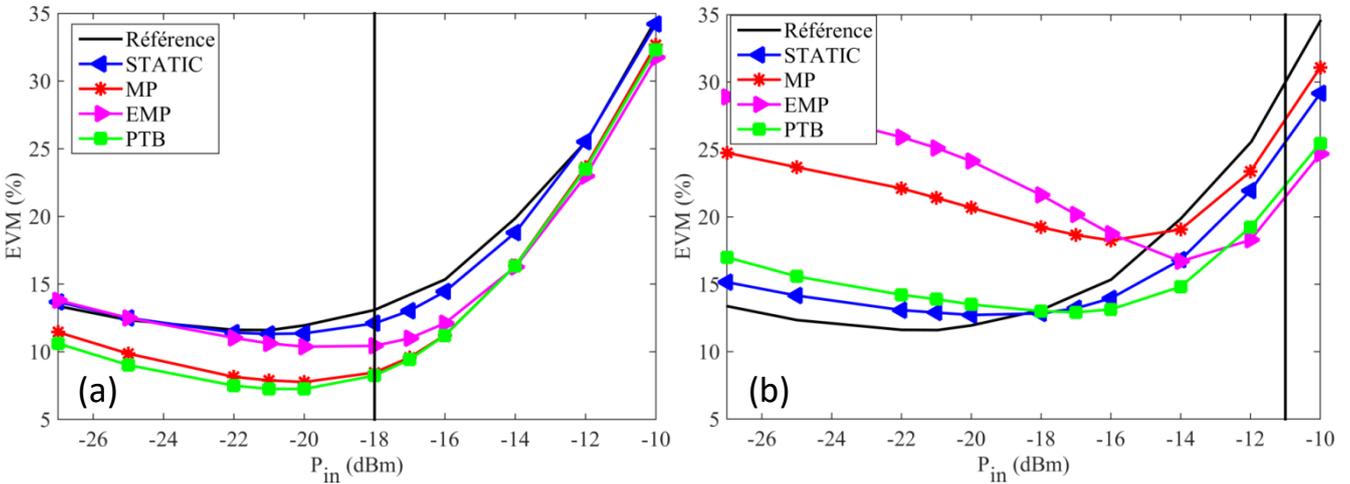


Figure 3.9 : Performance des pré-distorsions pour (a) $P_{ref} = -18$ dBm, (b) $P_{ref} = -11$ dBm.

L'EVM est utilisé dans l'ensemble de ce manuscrit en tant que mesure de la qualité de transmission. Elle présente l'avantage de pouvoir être facilement évaluée quel que soit le scénario envisagé. Mais en pratique, le taux d'erreur binaire (BER) est plus représentatif des performances tout en étant lourd à calculer. Nous voulons vérifier, sans réaliser des simulations excessivement encombrantes que le critère EVM est fiable.

Nous avons considéré le cas où les pré-distorsions sont identifiées à $P_{ref} = -11$ dBm, ce qui donne des valeurs d'EVM supérieures à 20 % (Figure 3.9(b)). Les résultats de l'étude statistique du BER sont présentés en Figure 3.10. On peut voir que le classement des pré-distorsions est préservé et qu'il y a concordance entre les critères EVM et BER. Par exemple, en regardant les courbes « référence » et « EMP » à $P_{in} = -10$ dBm (Figure 3.9(b)), on voit que l'on passe de 34,6 % à 24,7 % tandis qu'en terme de BER on passe de $4,6e-3$ à $1,4e-5$ (Figure 3.10). Il est important de noter que pour le cas d'un canal gaussien, la corrélation entre EVM et BER est démontrée et la relation entre les deux est connue [Sch12], mais il était important de vérifier que cette hypothèse simplificatrice était viable dans notre cas.

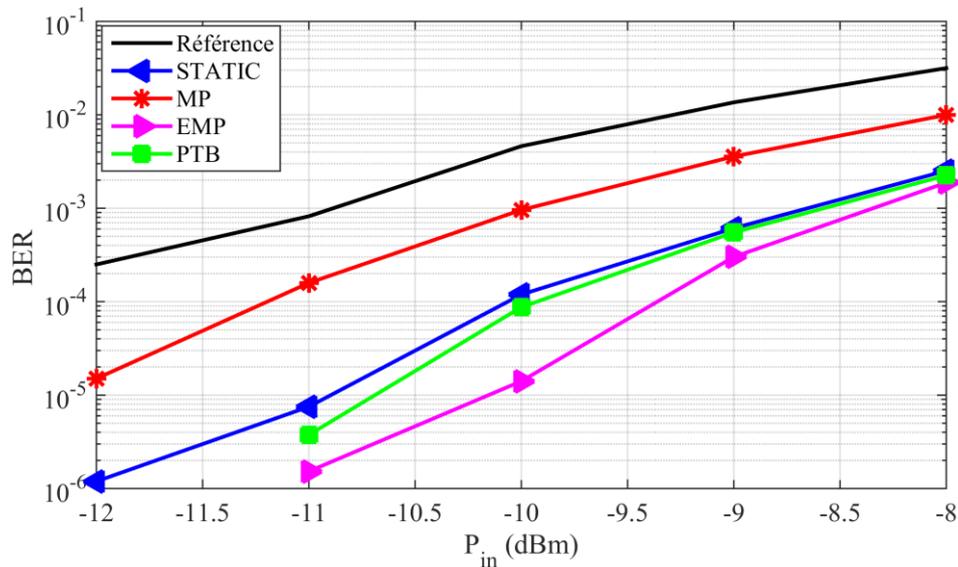


Figure 3.10 : BER en fonction de la puissance d'entrée du SOA pour $P_{ref} = -11$ dBm.

b. Influence de la résolution des convertisseurs numériques analogiques (CNA) et analogiques numériques (CAN)

La résolution de 12 bits considérée jusqu'ici pour les convertisseurs (CNA/CAN) est peu réaliste pour de nombreuses applications pratiques. Dans la suite du paragraphe nous présentons l'influence du pas de quantification en utilisant cette fois 4 bits de résolution. Cette valeur se traduit par un changement significatif dans la dynamique du signal et peut conduire à un comportement différent des structures de pré-distorsion.

La Figure 3.11 montre les performances obtenues pour une forte puissance d'identification (-11 dBm), avec une résolution de 4 bits. On peut voir dans ce cas que globalement l'EVM augmente lorsque la résolution des convertisseurs diminue (voir Figure 3.9 (b) et Figure 3.11). On peut voir aussi que le pré-distorsion MP semble être l'approche la moins efficace à proximité de la puissance d'identification ($P_{ref} = -11$ dBm), et présente peu de robustesse vis-à-vis de la puissance d'entrée P_{in} . D'autre part, le pré-distorsion EMP se comporte le mieux au voisinage de P_{ref} , avec une performance sensiblement plus élevée que le PTB, mais au prix d'une robustesse moindre. Le STATIC AM-AM/AM-PM contraint possède un comportement robuste, et il peut présenter de l'intérêt si une très faible complexité est visée. Nous constatons donc que même avec une faible résolution des convertisseurs, les pré-distorsion ont un intérêt et en particulier la technique PTB offre encore une fois la meilleure robustesse.

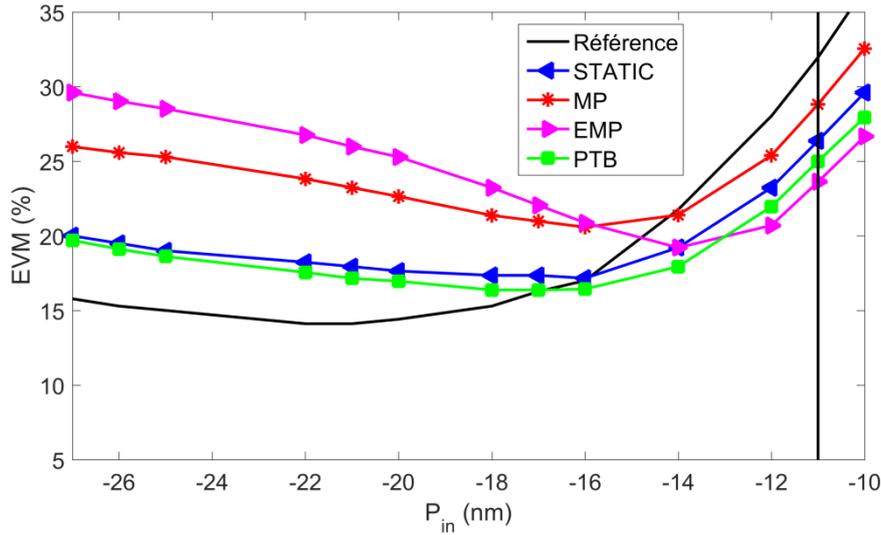


Figure 3.11 : Performance des predistordeurs pour une résolution de CNA/CAN de 4 bits avec $P_{ref} = -11$ dBm.

c. Influence de la tension crête-à-crête du modulateur optique IQ

Rappelons qu'un modulateur IQ est composé de deux MZM disposés en parallèle avec un déphasage de $\frac{\pi}{2}$ rad sur l'un des deux bras du modulateur. La figure 3.12. montre le champ optique et l'intensité optique dans un MZM en fonction de la tension de polarisation. On observe qu'au point d'intensité nulle (null point), le MZM est à un fonctionnement linéaire du point de vue du champ, néanmoins, lorsqu'on s'écarte de ce point les non-linéarités tendent à augmenter. Notons que comme le deuxième bras du modulateur IQ est déphasé de $\frac{\pi}{2}$, il en résulte que son point de fonctionnement est au point de quadrature.

Les simulations présentées jusqu'ici ont été effectuées avec une tension crête-à-crête fixe $V_{pp} = \frac{4}{3}V_{\pi} = 8$ V ($V_{\pi} = 6$ V). Nous ajustons l'atténuation optique de façon à étudier deux situations. La première est à une puissance d'identification de $P_{ref} = -21$ dBm, où le SOA présente un comportement faiblement non-linéaire, et la seconde à une puissance d'identification de $P_{ref} = -13$ dBm, ce qui correspond à un régime fortement non-linéaire. Nous balayons maintenant V_{pp} de $\frac{1}{6}V_{\pi} = 1$ V à $\frac{5}{2}V_{\pi} = 15$ V pour introduire des non linéarités supplémentaires par le modulateur et nous analysons la robustesse pour ces deux niveaux de puissances. La Figure 3.13 présente la puissance d'entrée P_{in} en fonction de V_{pp} pour les deux niveaux de P_{ref} . Nous observons une relation non-linéaire pour les deux niveaux de puissances.

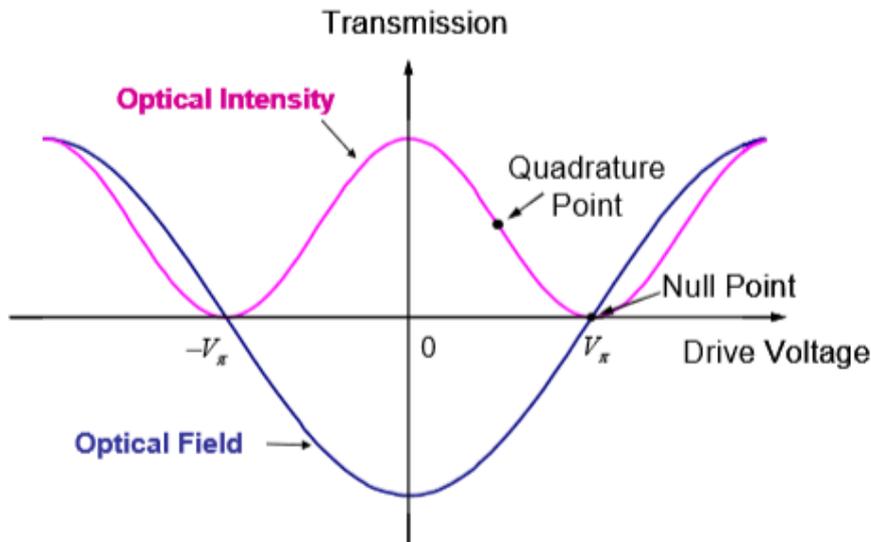


Figure 3.12 : Caractéristique de la fonction de transfert du MZM [Shi08].

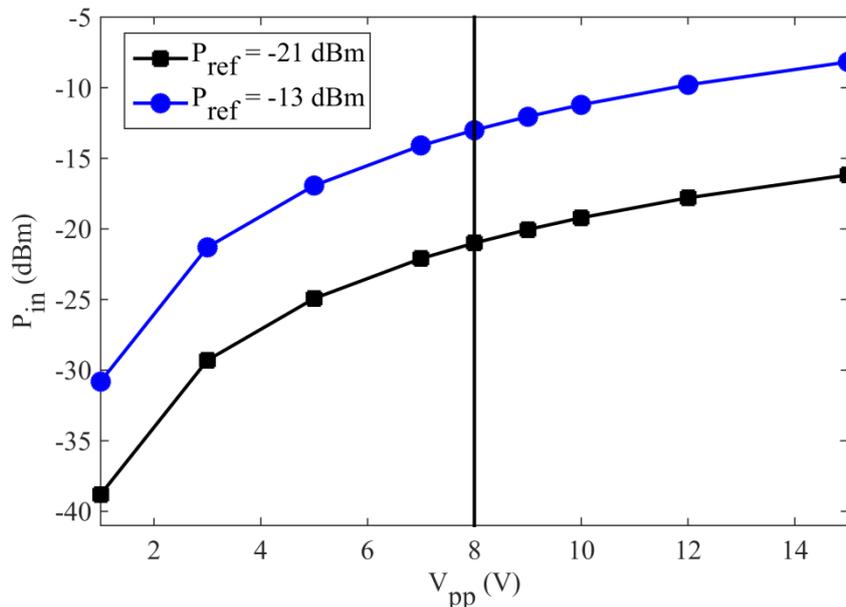


Figure 3.13 : Puissance optique d'entrée en fonction de la tension crête à crête du modulateur optique.

L'évaluation des performances pour le premier cas de test ($P_{ref} = -21$ dBm) est présentée Figure 3.14. Notons que les valeurs d'atténuations fixes considérées lors de l'identification sont conservées lors du balayage de V_{pp} . Pour des valeurs décroissantes sous le seuil de 3 V de V_{pp} , l'EVM croît rapidement en raison de la faible puissance d'entrée optique ($P_{in} \approx -35$ dBm) et de l'impact significatif du bruit d'émission spontané amplifié (ASE). Pour des valeurs de V_{pp} élevées, le SOA fonctionne à proximité de son point de saturation ce qui conduit à une dégradation de performance en raison des effets non-linéaires. On peut voir que tous les pré-distorleurs identifiés à $P_{ref} = -21$ dBm et $V_{pp} = 8$ V, améliorent les performances du système lorsque $V_{pp} > 3$ V. Cette figure montre aussi que les pré-distorsions MP et PTB offrent les meilleures performances et ont des comportements similaires sur toute la plage de V_{pp} . Par exemple, autour de $V_{pp} = 14$ V, ils offrent un gain d'EVM de 5 % (Figure 3.13).

Notons que le contrôle de la tension V_{pp} effectué ici est une manière indirecte pour régler la puissance d'entrée P_{in} (Figure 3.13). Les variations de l'EVM en fonction de la tension V_{pp} (Figure 3.14) sont directement liées aux variations de l'EVM en fonction de P_{in} .

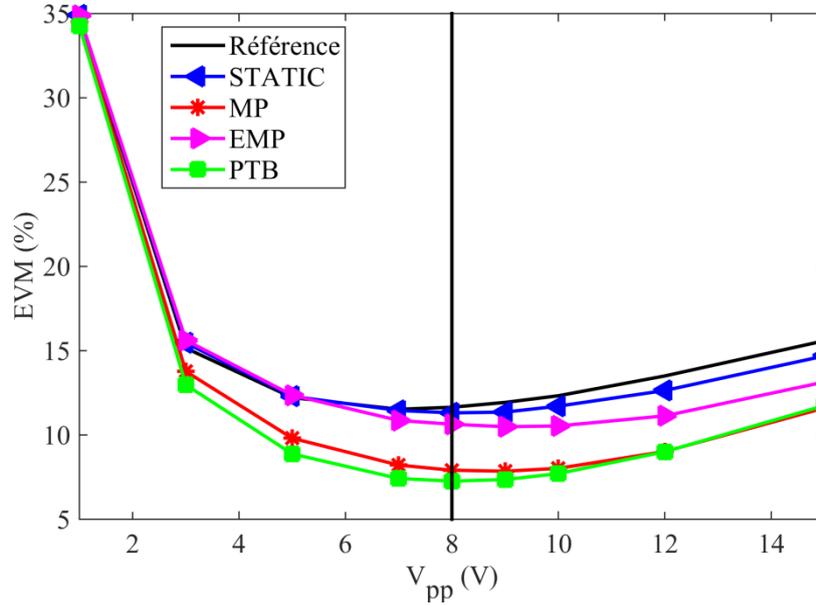


Figure 3.14 : EVM en fonction de la tension de crête à crête du MZM pour $P_{ref} = -21$ dBm.

L'évaluation des performances pour le second cas ($P_{ref} = -13$ dBm) est illustrée Figure 3.15. Nous évaluons également le gain d'EVM Δ_{EVM} des pré-distordeurs pour différentes valeurs de V_{pp} (Tableau 3.5). Pour $P_{ref} = -13$ dBm, l'effet de l'ASE (pour des faibles valeurs de P_{in}) et l'effet de la saturation (pour des fortes valeurs de P_{in}) sont toujours présents et induisent une augmentation de l'EVM. L'effet dans la zone de saturation est plus important et l'EVM augmente rapidement avec les valeurs élevées de P_{in} . Pour une valeur de tension correspondant à un régime fortement non-linéaire ($V_{pp} = 14$ V), le pré-distordeur EMP fournit le meilleur gain de performance (jusqu'à 11,6 %) ; la puissance P_{in} équivalente étant proche de -8,5 dBm. Il est suivi par le pré-distordeur PTB (8,40 %), le pré-distordeur STATIC contraint (6,67 %) et enfin le pré-distordeur MP (5,52 %) (Figure 3.15 et Tableau 3.5). D'autre part, pour un fonctionnement proche du régime linéaire ($V_{pp} = 2$ V et $P_{in} = -26,1$ dBm), aucun pré-distordeur ne permet d'améliorer les performances ; néanmoins ce n'est pas problématique parce que le pré-distordeur peut être désactivé (la pré-distorsion n'est pas très utile dans ce régime). En résumé, nous constatons de nouveau que le PTB offre la meilleure robustesse que ce soit en faible ou en forte puissance d'identification, sachant que cette fois-ci le balayage est effectué sur V_{pp} .

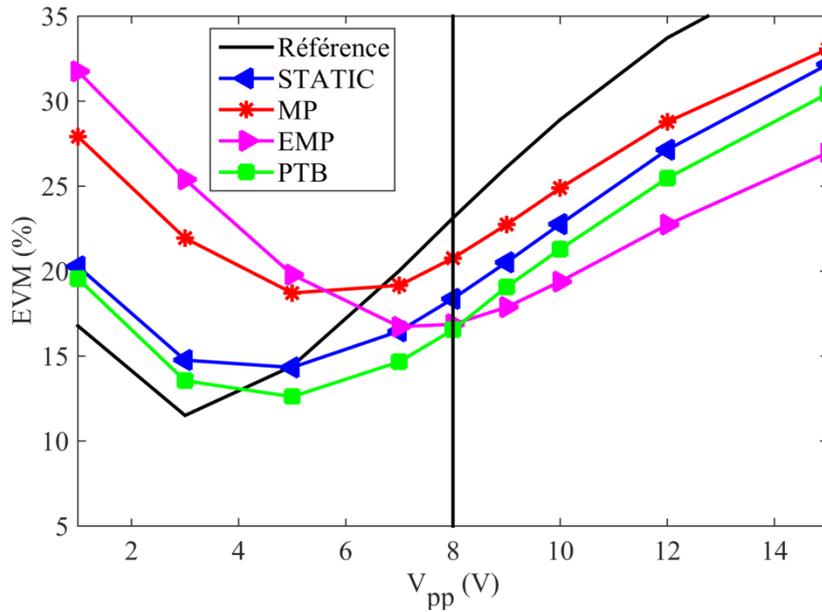


Figure 3.15 : EVM en fonction de la tension crête à crête du MZM pour $P_{ref} = -13$ dBm.

V_{pp} (V)	2	6	10	14
P_{in} (dBm)	-26,1	-16,0	-11,2	-8,52
STATIC (%)	-3,38	1,80	6,14	6,67
MP (%)	-10,8	-1,74	4,04	5,52
EMP (%)	-14,4	-1,00	9,51	11,6
PTB (%)	-2,41	3,57	7,61	8,40

Tableau 3.5 : Gain d'EVM des pré-distorcteurs pour différentes valeurs de la tension crête à crête

d. Influence du courant de polarisation

Jusqu'à présent, toutes les simulations ont été effectuées avec un courant de polarisation du SOA (I_{bias}) fixé à 150 mA. Nous balayons maintenant ce courant de 117 à 221 mA. Nous présentons (Figure 3.16 (a) et (b)) le gain du SOA pour le système de référence (sans pré-distorsion) en fonction de I_{bias} et P_{in} , respectivement. La Figure 3.16 (c) illustre en trois dimensions comment le gain évolue pour une variation de I_{bias} ou P_{in} combinée. On peut voir sur cette figure que les variations du I_{bias} ou P_{in} ont un effet direct sur le gain du SOA. En effet, nous remarquons que quel que soit le niveau de puissance P_{in} , le gain du SOA est minimal pour $I_{bias} = 117$ mA, puis augmente progressivement avec I_{bias} pour atteindre sa valeur maximale à 221 mA.

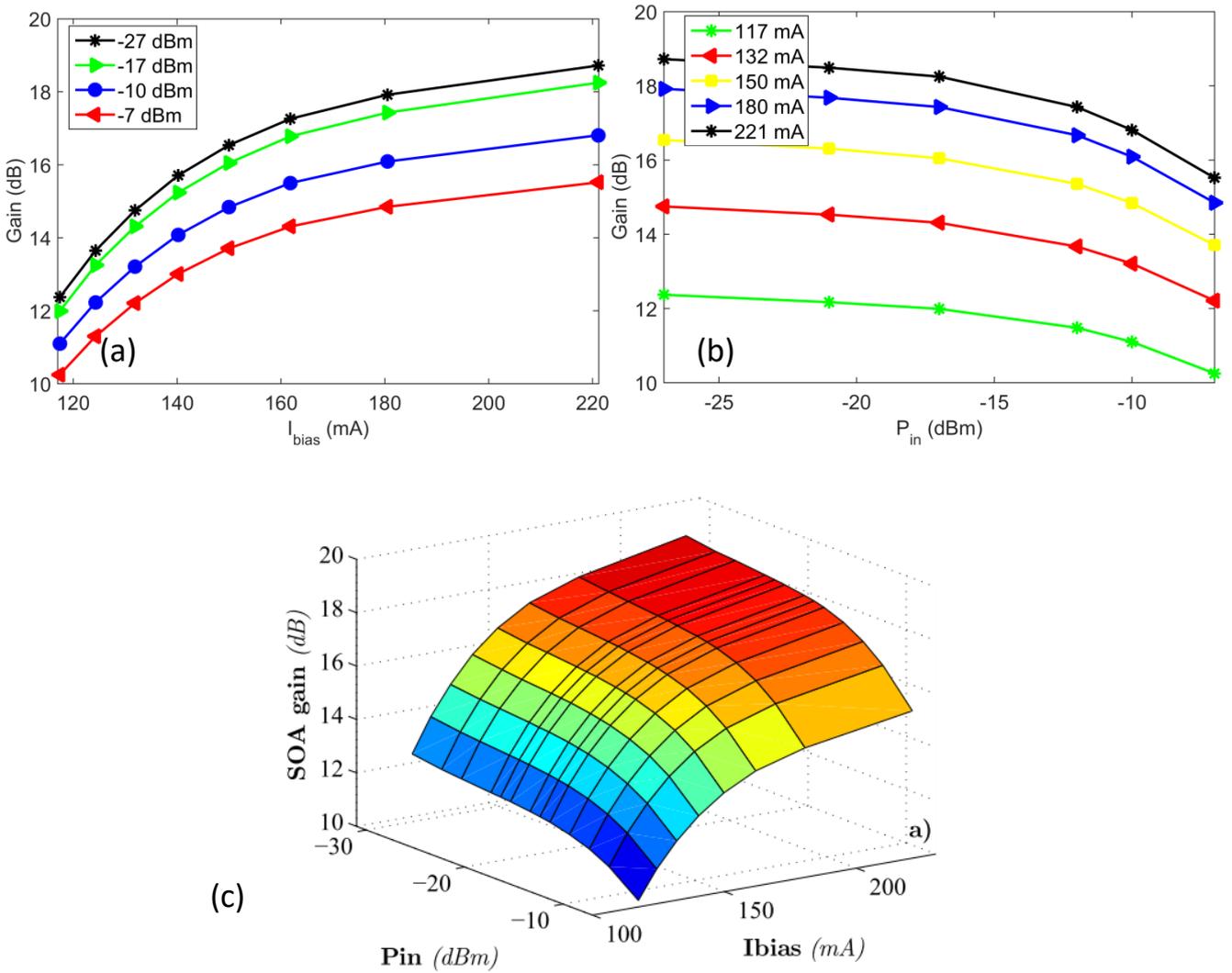


Figure 3.16 : Gain du SOA en fonction de la puissance injectée et des variations du courant de polarisation.

Nous avons vu précédemment que d'une façon générale, lorsque I_{bias} croît, le gain du SOA augmente. Nous étudions maintenant en Figure 3.17 les performances du système de référence en fonction de P_{in} pour plusieurs valeurs de I_{bias} comprises entre 117 et 221 mA. Il est intéressant de rappeler que nous nous intéressons à compenser les effets non-linéaires du système de référence essentiellement lorsque les effets non-linéaires commencent à apparaître. Décrivons maintenant cette même figure. On peut voir une dégradation des performances au-delà de -22 dBm (zone moyennement et fortement non-linéaire) quel que soit I_{bias} parce que les effets non-linéaires deviennent de plus en plus forts dans cette zone. D'autre part, on peut voir dans cette même zone que lorsque le courant I_{bias} est augmenté, l'EVM s'accroît. Cela s'explique par le fait qu'en augmentant I_{bias} , le gain du SOA augmente et les non-linéarités aussi. Notons que malgré les très bonnes performances obtenues à forte puissance pour $I_{bias} = 117$ mA, cette valeur n'a pas été considérée parce que si on se réfère à la Figure 3.16, on peut voir que le gain du SOA est minimal pour ce courant. Nous avons mentionné précédemment que nous ne nous focalisons pas sur la zone linéaire du SOA. Cependant, il est intéressant de se pencher sur une caractéristique particulière des performances du système vis-à-vis de l'évolution du courant dans cette zone linéaire (en dessous de -27 dBm). Un autre comportement est observé dans le sens où l'EVM tend à s'accroître avec les faibles valeurs de I_{bias} parce que le facteur de bruit devient très prononcé par rapport au signal [Kha12].

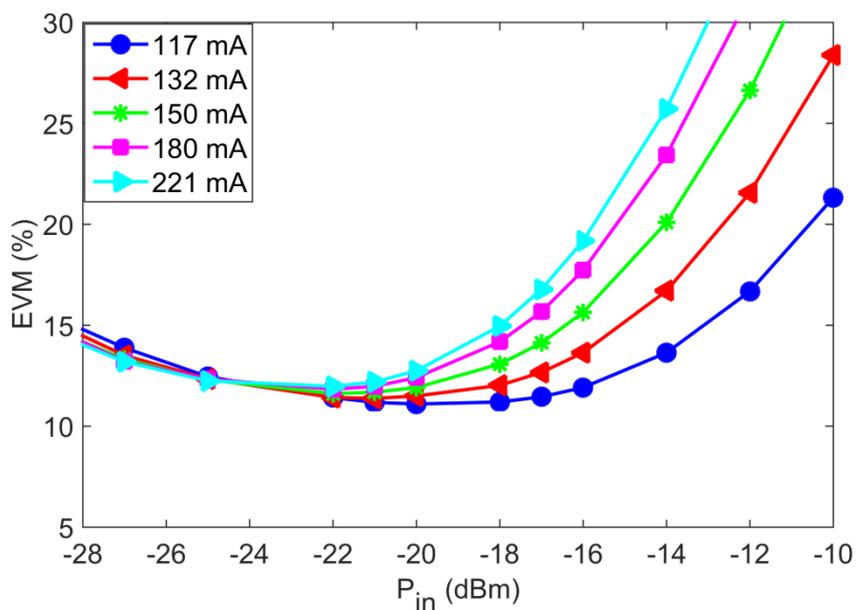


Figure 3.17 : EVM en fonction de la puissance injectée pour différentes valeurs du courant de polarisation.

Nous évaluons maintenant les performances du système en considérant les quatre structures de pré-distorsion pour $P_{ref} = -13$ dBm (Figure 3.18 et Tableau 3.6). Le pré-distorreur EMP offre les meilleures performances à haute puissance, mais ne se comporte pas correctement à faible puissance. Il s'avère qu'à nouveau, le PTB offre globalement la meilleure robustesse.

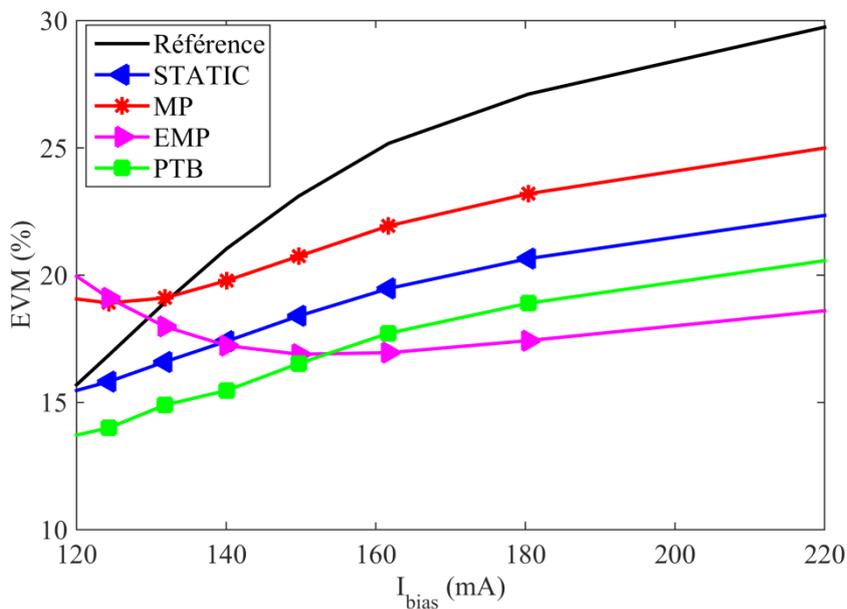


Figure 3.18 : EVM en fonction du courant de polarisation pour $P_{ref} = -13$ dBm.

Courant I_{bias} (mA)	120	160	200	220
STATIC (%)	0,11	5,56	6,90	7,39
MP (%)	-3,50	3,12	4,31	4,74
EMP (%)	-4,53	7,94	10,3	11,1
PTB (%)	1,86	7,33	8,66	9,17

Tableau 3.6 : Gain d'EVM pour différentes valeurs du courant I_{bias} .

e. Influence de la longueur d'onde optique

Tous les résultats présentés auparavant ont été obtenus avec une longueur d'onde laser fixe ($\lambda = 1540$ nm). Nous étudions maintenant la robustesse vis-à-vis de ce paramètre en le balayant sur l'intervalle [1500, 1560] nm. Nous présentons en deux dimensions (Figure 3.19 (a), (b)) et en trois dimensions (Figure 3.19 (c)) le gain du SOA en fonction de λ pour différents niveaux de P_{in} . On peut voir que le gain du SOA est maximale à $\lambda = 1520$ nm quel que soit P_{in} et que lorsque la longueur d'onde tend à s'écarter de cette valeur, le gain tend à diminuer. Les simulations ont été effectuées sur l'intervalle [1500, 1560] nm. La valeur $\lambda = 1540$ nm est considérée dans nos simulations comme valeur de référence.

Les performances sont maintenant évaluées en fonction de P_{in} pour des valeurs de λ située entre 1500 nm et 1560 nm (voir Figure 3.20). Pour $P_{in} > -22$ dBm, on observe une dispersion des performances qui devient de plus en plus importante parce que l'on s'approche de la zone fortement non-linéaire. Au contraire, lorsque $P_{in} < -22$ dBm, on n'observe plus cet écart important en raison des effets non-linéaires négligeables dans cette zone. La même figure montre que les meilleures performances sont obtenues à $\lambda = 1560$ nm ; par contre, nous n'avons pas considéré cette valeur dans nos simulations car en se référant à la courbe Figure 3.19 on voit clairement que le gain est minimal à cette valeur.

Nous comparons maintenant les performances des pré-distordeurs pour $P_{ref} = -21$ dBm (zone faiblement non-linéaire) et -13 dBm (zone fortement non-linéaire). A la puissance -21 dBm (Figure 3.21), l'EVM de la référence est stable en fonction de λ et proche de 12 %. Une EVM quasi-constante est également obtenue pour toutes les structures de pré-distorsion sur tout l'intervalle de variation de la longueur d'onde (Figure 3.21). En effet, ce comportement peut être expliqué par le fait qu'à -21 dBm les effets non-linéaires sont faibles dans cette zone. En ce qui concerne les différents scénarios étudiés les pré-distordeurs PTB et MP possèdent les meilleures performances et offrent un gain d'EVM d'environ 5 % par rapport à la référence (Figure 3.21).

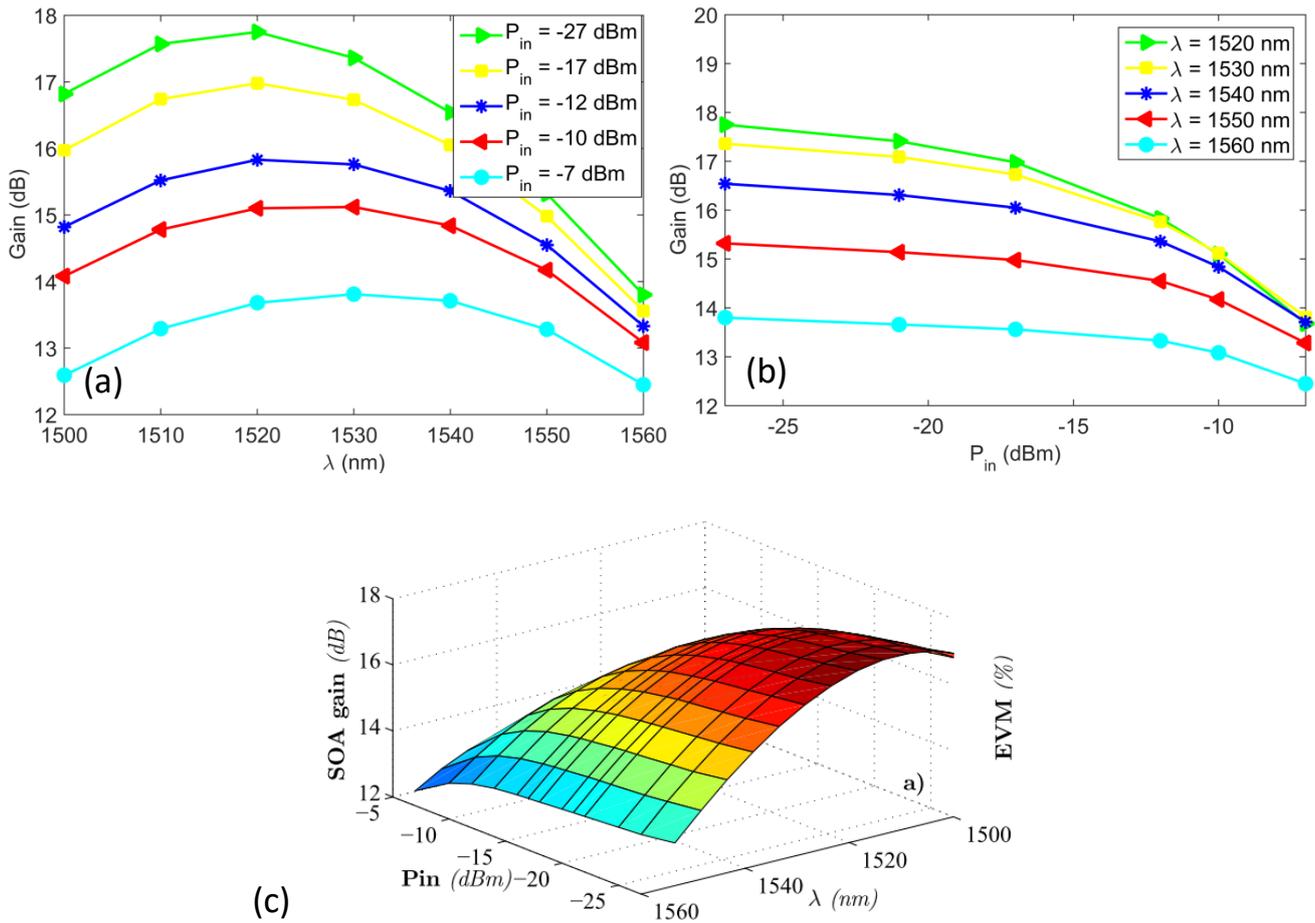


Figure 3.19 : Gain du SOA en fonction de la longueur d'onde pour différents niveaux de puissance injectée.

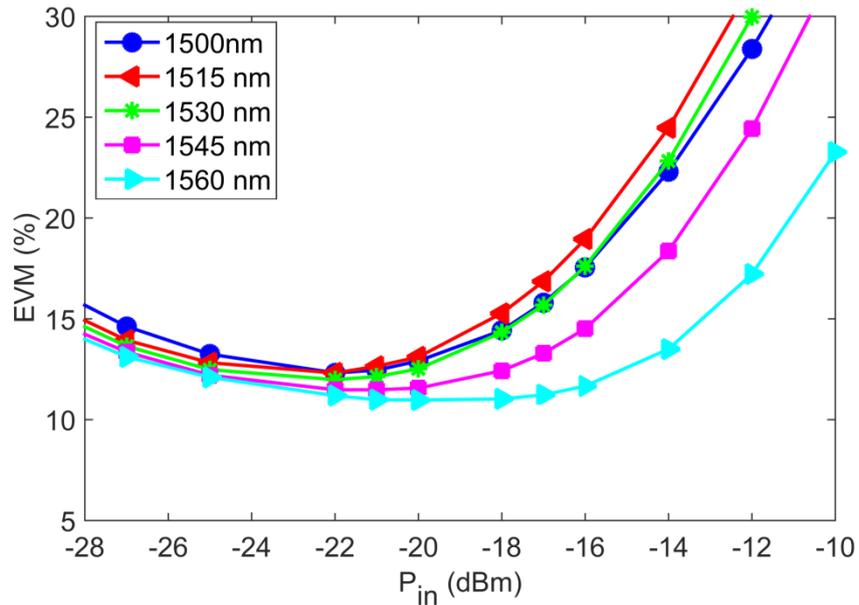


Figure 3.20 : EVM en fonction de la puissance injectée pour différentes longueurs d'onde.

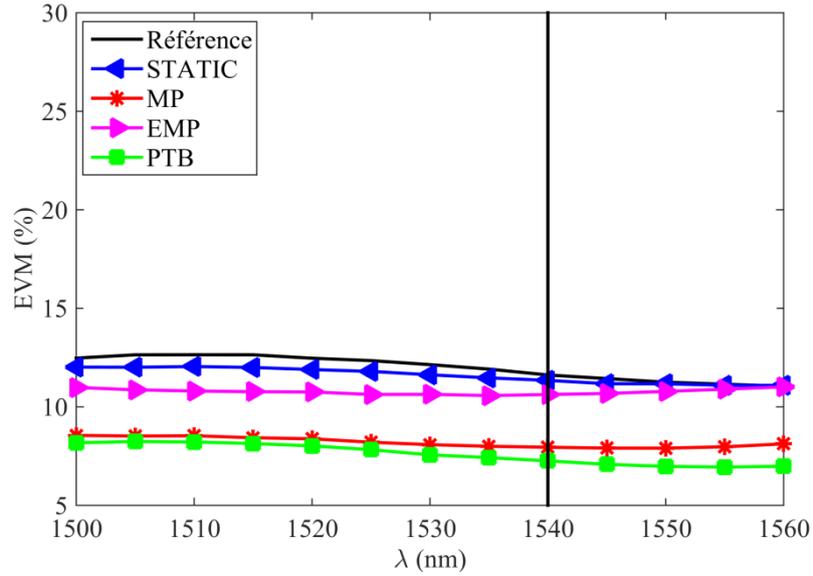


Figure 3.21 : EVM en fonction de la longueur d'onde pour $P_{ref} = -21$ dBm.

À une puissance plus élevée ($P_{ref} = -13$ dBm), l'EVM et l'amélioration d'EVM en fonction de la longueur d'onde λ , sont présentés respectivement Figure 3.22 et Tableau 3.7. On peut voir tout d'abord que lorsque le SOA fonctionne près de son pic de gain à 1520 nm, où les effets non-linéaires sont plus forts, les dégradations sont plus importantes pour toutes les structures. Lorsque $\lambda < 1540$ nm, on peut voir que le pré-distorsion EMP offre les meilleures performances. Au contraire, au-delà de 1540 nm on peut voir que les performances de ce pré-distorsion EMP commencent à se dégrader. Lorsque λ est proche de 1560 nm, les pré-distorsion EMP et MP sont les moins performants et induisent respectivement une perte d'EVM. En effet, pour $P_{ref} = -13$ dBm (zone fortement non-linéaire), le mélange à quatre ondes (FWM - Four-Wave Mixing) est renforcé, ce qui explique la dégradation de l'EVM proche de 1560 nm. Nous constatons que face aux changements de la longueur d'onde le PTB offre toujours la meilleure robustesse.

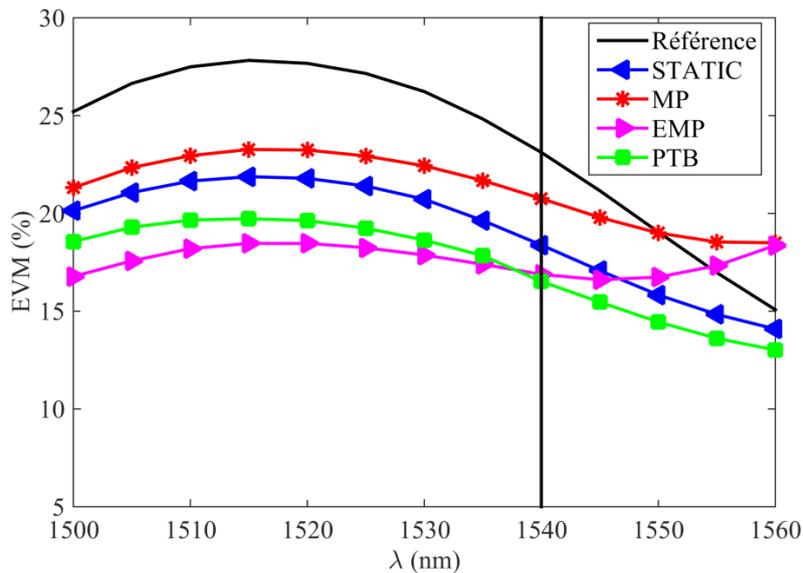


Figure 3.22 : EVM en fonction de la longueur d'onde pour $P_{ref} = -13$ dBm.

λ (nm)	1500	1520	1540	1560
STATIC	4,87	5,88	4,73	0,98
MP	3,68	4,43	2,34	-3,43
EMP	8,23	9,21	6,61	-3,29
PTB	6,44	8,04	6,24	2,06

Tableau 3.7 : Gain d'EVM pour différentes valeurs de longueurs d'ondes, avec $P_{ref} = -13$ dBm.

f. Influence du nombre de sous-porteuses

Les résultats présentés précédemment ont été effectués avec un nombre de sous-porteuses fixé à $N_{sc} = 512$. Nous considérons maintenant un nombre variable de sous-porteuses allant de 64 à 2048. Pour ne pas modifier la période d'échantillonnage des pré-distorleurs, nous ajustons le temps de symbole T_u de 12,8 ns à 409,6 ns ($T_u = 102,4$ ns est initialement pris comme référence). La bande passante est donc constante. Les simulations sont effectuées avec une séquence de 2^{15} symboles 4-QAM. Les résultats sont présentés Figure 3.23 pour une faible puissance (-21 dBm) et une forte puissance (-13 dBm). Nous observons dans les deux cas que, lorsque N_{sc} augmente, l'EVM ne varie que très peu. Un comportement très robuste est donc observé en fonction de N_{sc} , que ce soit à faible ou à forte puissance d'identification. Le nombre de sous-porteuses semble avoir très peu d'impact sur la qualité de la pré-distorsion.

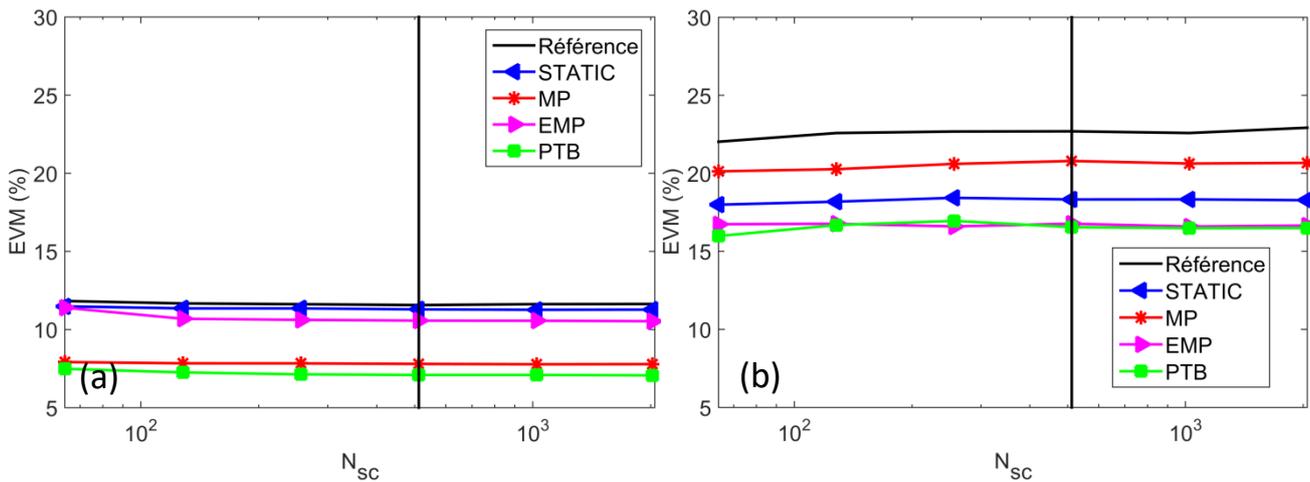


Figure 3.23 : EVM en fonction du nombre de sous-porteuses pour (a) $P_{ref} = -21$ dBm, (b) $P_{ref} = -13$ dBm.

g. Influence du couplage phase-amplitude du SOA

Un couplage phase-amplitude du SOA (facteur de Henry) α_H fixé à 3,3 a été considéré comme valeur fixe dans les simulations précédentes. Il est important de savoir que le paramètre α_H est, pour un composant donné, un paramètre imposé par sa structure interne et ses dimensions opto-géométriques. Ici, l'influence liée à ce paramètre est évaluée en balayant artificiellement en simulation α_H de 0,1 à 5. Cela correspond à un scénario pratique où plusieurs séries de composants sont déployés sans ré-identifier le pré-distorleur.

Notons que ce paramètre influe directement sur le mélange à quatre ondes (FWM : Four-Wave Mixing). En effet, α_H exprime la variation réciproque de la phase et de l'amplitude des sous-porteuses.

En conséquence, de grandes valeurs de α_H entraîne un élargissement du spectre fréquentiel de chaque sous-porteuse ce qui accroît les produits FWM.

Nous présentons maintenant l'EVM en fonction de α_H et P_{in} en deux dimensions (Figure 3.24 (a) et Figure 3.24 (b)) et trois dimensions (Figure 3.24 (c)). Focalisons nous maintenant sur la description de l'effet de α_H sur l'EVM, d'une part pour des faibles valeurs de P_{in} et d'autre part pour des fortes valeurs de puissance. Nous constatons que pour des faibles niveaux de P_{in} , l'EVM augmente légèrement quel que soit α_H (régime faiblement non-linéaire). Au contraire, lorsqu'on augmente P_{in} , l'EVM croît plus fortement avec α_H . En effet, comme le régime est non-linéaire, α_H induit une forte augmentation des non-linéarités FWM. Cela dégrade les performances et explique ainsi la montée rapide de l'EVM [Kha12].

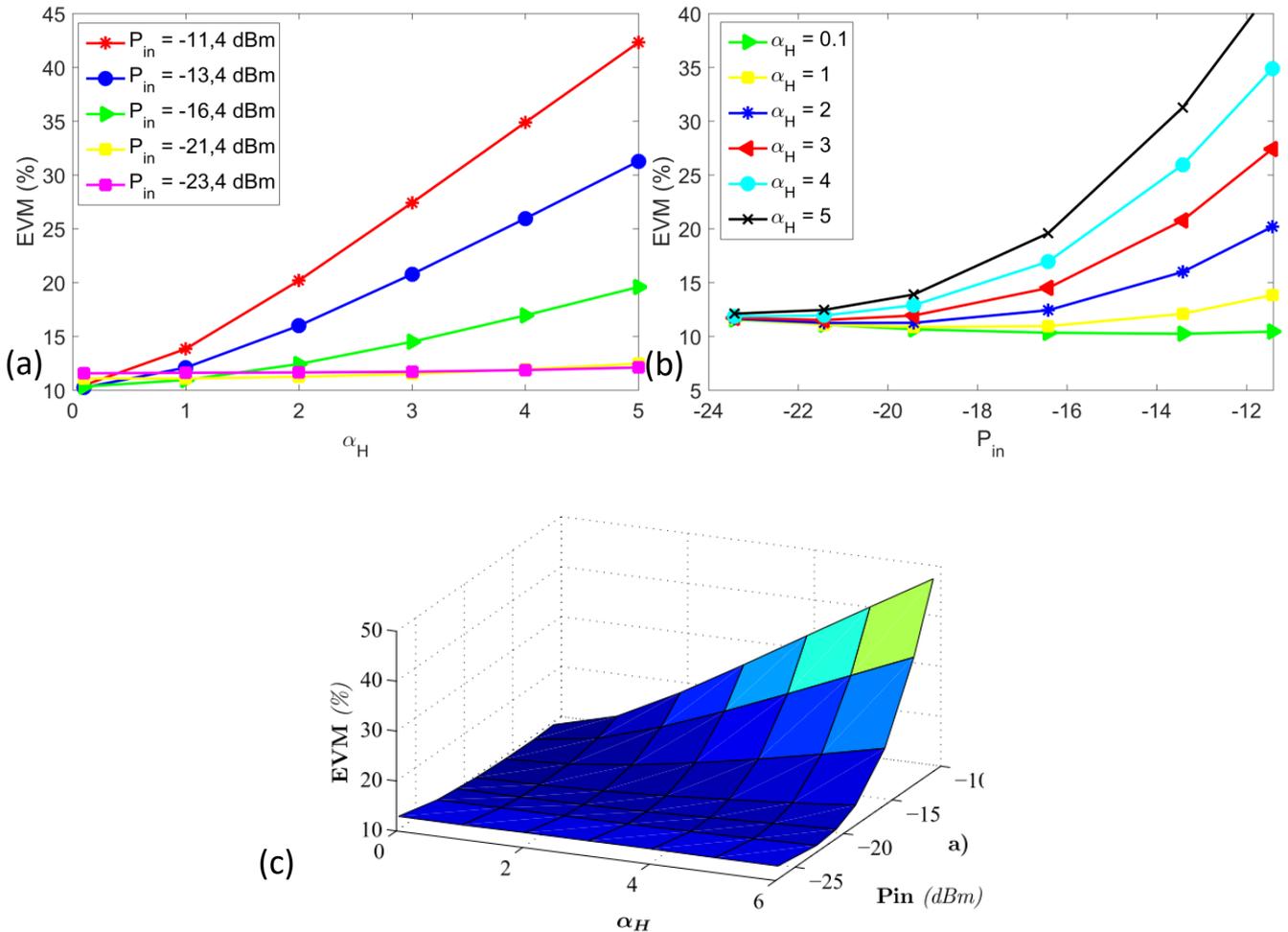


Figure 3.24 : EVM en fonction de la puissance optique d'entrée et du facteur de Henry.

Nous ré-identifions maintenant la pré-distorsion pour deux valeurs de α_H (3,3 et 5), puis nous évaluons l'EVM vis-à-vis de P_{in} . En ce qui concerne le STATIC AM-AM/AM-PM avec contrainte, il a été ré-identifié avec les deux valeurs de α_H sur trois niveaux de puissances d'identification, $P_{ref} = -18$ dBm, -14 dBm et -11 dBm (voir Tableau 3.8). Nous observons que l'ordonnée y_c^* diminue (équivalant à un niveau de clipping plus faible) lorsque α_H augmente de 3,3 à 5, ainsi que lorsqu'on s'approche de la zone fortement non-linéaire.

y_c^*	$P_{ref} = -18$ dBm	$P_{ref} = -14$ dBm	$P_{ref} = -11$ dBm
$\alpha_H = 3,3$	0,75	0,63	0,45
$\alpha_H = 5$	0,69	0,48	0,34

Tableau 3.8 : Ordonnée optimale (y_c^*) du pré-distordeur STATIC contraint pour $\alpha_H = 3,3$ et $\alpha_H = 5$.

Nous présentons maintenant les résultats de performances vis à vis de P_{in} (Figure 3.25, Tableau 3.9) pour le facteur de Henry valant $\alpha_H = 3,3$ ou $\alpha_H = 5$. Pour les deux valeurs de α_H , les pré-distordeurs PTB et EMP offrent des performances proches à forte puissance, alors qu'à faible puissance une grande différence de performances est observée. On peut clairement voir que l'EMP dégrade les performances lorsqu'on s'écarte de la puissance d'identification ($P_{ref} = -14$ dBm), que ce soit avec un faible ou un fort facteur de Henry. Néanmoins, le PTB reste toujours efficace et offre de très une excellente robustesse en fonction de P_{in} même si α_H est élevé.

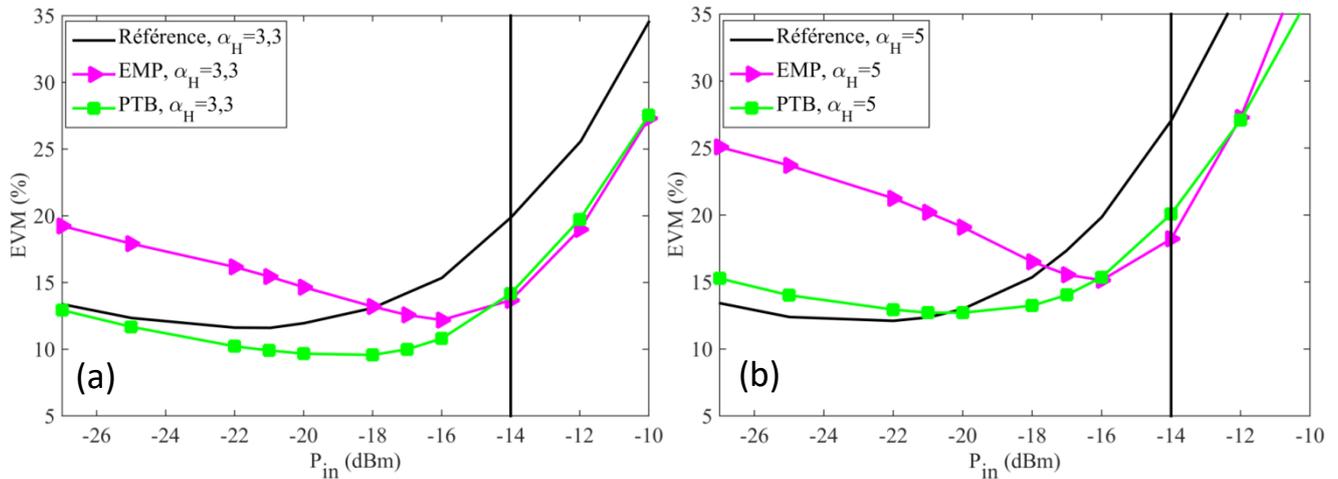


Figure 3.25 : EVM des pré-distordeurs PTB et EMP pour (a) $\alpha_H = 3,3$, $\alpha_H = 5$.

P_{in} (dBm)	-25	-20	-16	-12
EMP, $\alpha_H = 5$	-11,3	-6,10	4,72	9,71
PTB, $\alpha_H = 5$	-1,63	0,27	4,45	9,89
EMP, $\alpha_H = 3,3$	-5,57	-2,7	3,15	6,62
PTB, $\alpha_H = 3,3$	0,66	2,28	4,54	5,86

Tableau 3.9 : Gain d'EVM des pré-distordeurs EMP et PTB pour $\alpha_H = 3,3$ et $\alpha_H = 5$, avec $P_{ref} = -14$ dBm

4. Utilisation conjointe de la pré-distorsion et de la réduction du PAPR

Tous les résultats présentés avant ont été effectués sans avoir utilisé un bloc de réduction de PAPR dans le système CO-OFDM. Nous allons maintenant implémenter une loi de réduction de PAPR en amont des blocs de pré-distorsion. La réduction de PAPR a pour objectif principal de limiter les effets non linéaires trop importants lorsque l'amplitude du signal est très grande. Nous considérons en particulier les pré-distordeurs STATIC et PTB pour la linéarisation, et la technique d'écrêtage (hard clipping) pour la réduction de PAPR. Il existe d'autres techniques de réduction de PAPR plus sophistiquées, telles que celle présentées au paragraphe 1.3.c (Réduction du rapport de puissance crête sur puissance moyenne), mais dans un souci de faible complexité nous n'avons considéré ici que la technique d'écrêtage (hard clipping).

La technique d'écrêtage est simple à mettre en œuvre et l'optimisation de ses performances est basée sur un seul paramètre le Clipping Ratio (CR) [Kim99]. Tout au long de cette section, la valeur $CR = 5$ dB est utilisée. Des simulations numériques préliminaires nous ont permis d'identifier que cette valeur offre un bon compromis de performance sur une large plage de puissance en entrée du SOA. Dans cette partie, nous allons étudier l'impact de la réduction de PAPR sur la robustesse des pré-distordeurs.

a. Performance de la combinaison

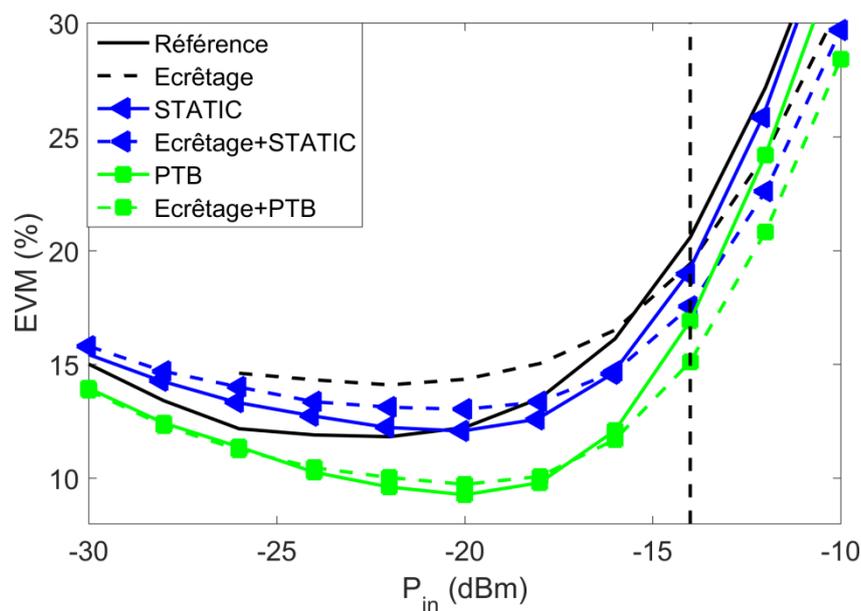


Figure 3.26 : EVM en fonction de la puissance d'entrée pour $P_{ref} = -14$ dBm.

Nous étudions les performances pour différentes configurations du système : référence (sans pré-distorsion et sans de réduction de PAPR), avec réduction de PAPR via la technique d'écrêtage, avec pré-distorsion via le STATIC ou le PTB, combinaison des scénarios réduction de PAPR/pré-distorsion. Les performances en fonction de la puissance d'entrée P_{in} du SOA pour une puissance d'identification ($P_{ref} = -14$ dBm), sont illustrées Figure 3.26. Observons le cas d'une identification en régime fortement non-linéaire ($P_{ref} = -14$ dBm), on voit clairement que l'introduction du bloc d'écrêtage apporte un bonus de performance aux pré-distordeurs. En particulier, la combinaison du pré-distordeur PTB avec la loi d'écrêtage présente un comportement très robuste sur toute la plage de puissance optique (-30 dBm $< P_{in} < -10$ dBm), et offre les meilleures performances quand on tend vers le régime non-linéaire du SOA.

b. Influence de la tension du modulateur IQ

Nous présentons maintenant les résultats de robustesse en fonction de la tension V_{pp} du modulateur IQ. Nous balayons sa valeur de $1 \text{ V} = V_{\pi}/6$ à $15 \text{ V} = 5V_{\pi}/2$ pour introduire des non linéarités supplémentaires par le modulateur. La puissance d'entrée P_{in} et l'EVM sont tracés en fonction de V_{pp} (Figure 3.27(a) et Figure 3.27 (b)). Comme on pouvait s'y attendre, le pré-distorsion PTB seul fonctionne mieux que le STATIC seul. La Figure 3.27 (b) montre que pour $V_{pp} < 4 \text{ V}$, l'EVM augmente rapidement en raison du fort bruit ASE. Alors que pour $V_{pp} > 4 \text{ V}$, l'EVM croît parce que les non linéarités augmentent. Nous voyons aussi que la combinaison de la pré-distorsion et de la réduction PAPR offre un gain de performance important sur un large intervalle de V_{pp} , et en particulier, les meilleures performances sont obtenues quand le PTB est utilisé.

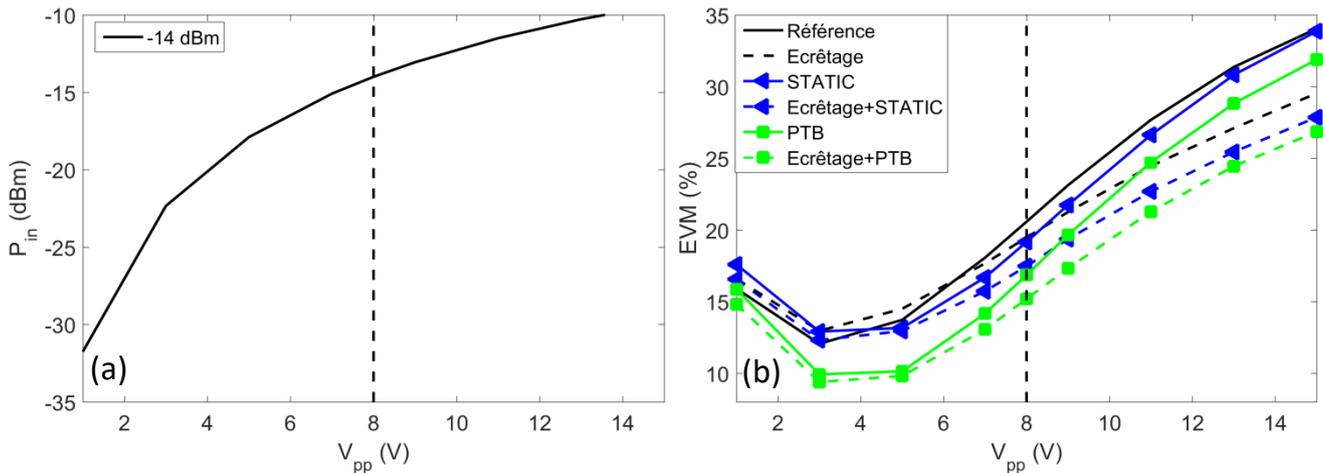


Figure 3.27 : (a) Puissance optique d'entrée en fonction de la tension crête à crête, (b) EVM en fonction de la tension crête à crête pour $P_{ref} = -14 \text{ dBm}$.

c. Influence du courant de polarisation

Dans les résultats présentés précédemment, le courant de polarisation I_{bias} a été fixé à 150 mA. Dans cette section nous faisons varier I_{bias} entre 120 mA et 220 mA. L'identification du pré-distorsion est ainsi effectuée à $P_{ref} = -14 \text{ dBm}$. Nous observons Figure 3.28 qu'un courant de polarisation plus élevé conduit comme attendu à une augmentation de l'EVM. En effet, nous avons déjà vu que lorsque I_{bias} augmente, le gain du SOA augmente ce qui fait que les effets non-linéaires deviennent plus forts dégradant ainsi les performances. Les pré-distorsions STATIC et PTB et leurs combinaisons avec la loi d'écrétage améliorent les performances du système pour tout l'intervalle de I_{bias} considéré. Pour le faible courant ($I_{bias} = 120 \text{ mA}$), des performances très proches peuvent être observées pour les deux types d'implémentation (pré-distorsion simple ou pré-distorsion avec la loi d'écrétage). La combinaison PTB / écrétage offre la meilleure performance et la meilleure robustesse pour tout l'intervalle de I_{bias} considéré. Notons que lorsque le courant augmente, le bénéfice découlant de l'écrétage tend à s'accroître. En effet, en augmentant le courant I_{bias} , les effets non-linéaires augmentent ce qui explique la plus grande nécessité de réduire le PAPR. Au contraire, à très faibles valeurs de courant, les effets non-linéaires sont moins forts, la réduction de PAPR est alors moins nécessaire.

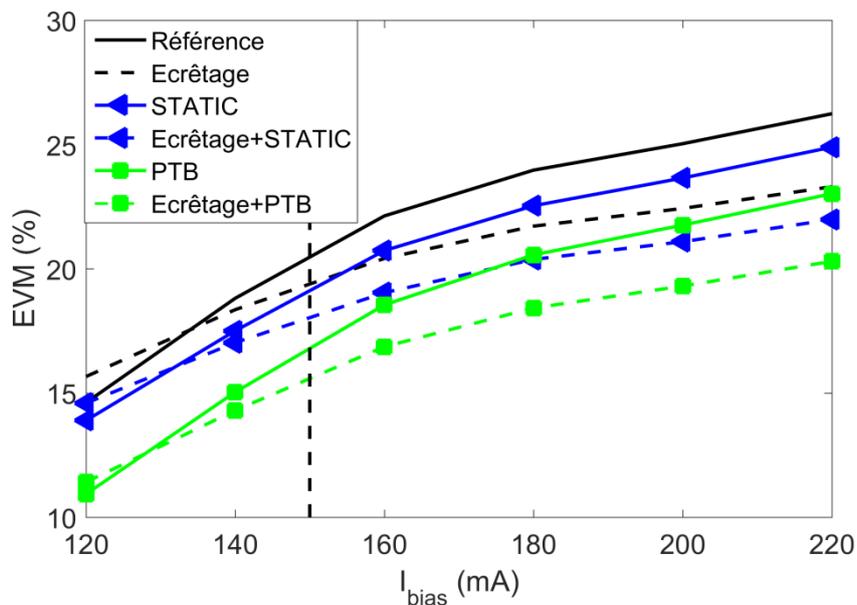


Figure 3.28 : EVM en fonction du courant de polarisation à P_{ref} fixe à -14 dBm.

d. Influence de la longueur d'onde du laser

Les simulations précédentes ont été réalisées pour une longueur d'onde laser fixe ($\lambda = 1540$ nm). Nous étudions ici la robustesse vis-à-vis de ce paramètre pour une variation comprise entre 1500 et 1560 nm, sachant que les coefficients des pré-distordeurs ont été identifiés à $\lambda = 1540$ nm. On peut remarquer que l'apport de l'écrêtage est moindre quand λ augmente ; au-delà de $\lambda = 1540$ nm le recours au bloc d'écrêtage est inutile car le gain du SOA et les non-linéarités sont plus faibles. Une fois de plus, la combinaison PTB / écrêtage offre globalement les meilleures performances (Figure 3.29).

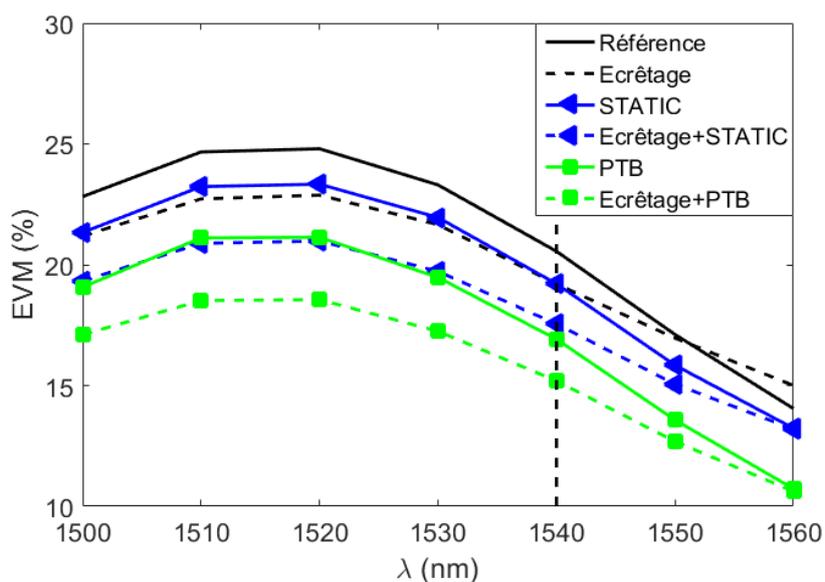


Figure 3.29 : EVM en fonction de la longueur d'onde pour $P_{ref} = -14$ dBm.

e. Pré-distorsion multipoint et commuté

Deux autres solutions, discutées dans le deuxième chapitre, peuvent améliorer la robustesse des pré-distorsionneurs.

Tout d'abord le pré-distorsionneur multipoint est un pré-distorsionneur moyen dont l'unique jeu de coefficients a été calculé pour convenir pour diverses valeurs de puissance (-26 dBm et -14 dBm sont considérées ici). Il possède donc l'avantage d'améliorer la robustesse du pré-distorsionneur classique (PTB) sans augmenter la complexité paramétrique (Figure 3.30). Il offre ainsi un très bon compromis robustesse/performance sur une large plage de puissance.

Le pré-distorsionneur commuté quant à lui suppose l'existence d'un mécanisme de commutation entre des jeux de coefficients identifiés à différentes valeurs de puissance (-26 dBm et -14 dBm sont également considérées ici). Il offre les meilleures performances et la meilleure robustesse du système, au prix d'une complexité paramétrique deux fois plus élevée que le PTB classique et le PTB moyen (Figure 3.30).

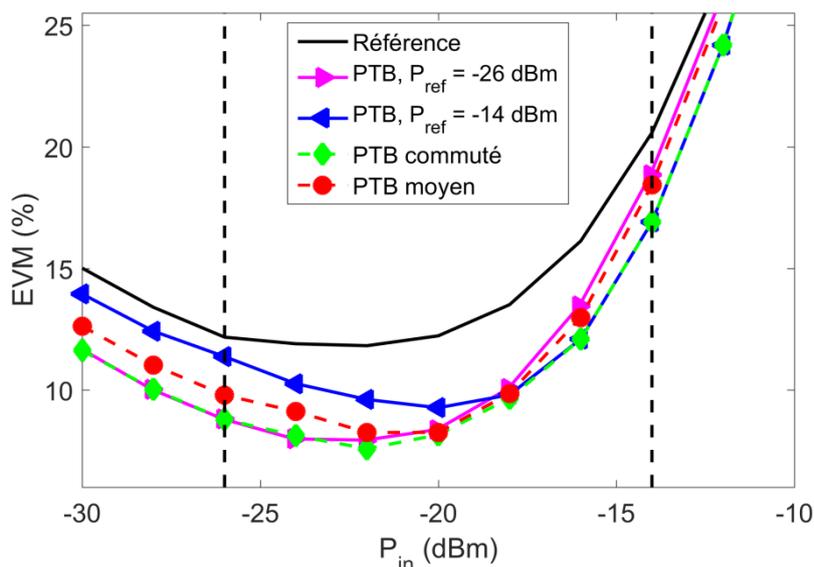


Figure 3.30 : Performances des PTB à commutation et multipoint par rapport à l'implémentation standard.

Nous avons étudié en détail, lors de ce chapitre la robustesse des pré-distorsionneurs en faisant varier séparément plusieurs paramètres du système. L'intérêt de cette étude est d'observer les performances des différents schémas lorsque les conditions d'utilisation du pré-distorsionneur diffèrent du scénario choisi à l'identification. Les résultats montrent que la structure PTB est globalement très avantageuse. Ses performances peuvent être améliorées en introduisant un bloc de réduction de PAPR. Une identification « multipoint » est une solution globalement bénéfique, de plus elle ne change en rien l'implémentation du pré-distorsionneur et n'augmente pas la complexité de ce dernier.

Pour obtenir un gain de performance sur toute la gamme de variation de P_{in} une structure à commutation peut être implémentée. Cette dernière implique qu'un mécanisme de commutation entre les différents jeux de coefficients soit prévu pour répondre au changement de la puissance du signal injecté.

5. La propagation simultanée des incertitudes

a. Introduction

Lors des études précédentes, nous avons considéré que certains paramètres du système pouvaient varier et nous avons analysé l'impact de ces variations sur les performances du système mis en œuvre. Par contre, nous avons considéré à chaque fois une variation indépendante d'un paramètre seul, alors que les autres paramètres étaient fixés. L'exercice mérite d'être poussé plus loin en étudiant l'influence combinée de la variation de différents paramètres. Soit le vecteur $\mathbf{X} = (x_1, \dots, x_M) \in \mathbb{R}^M$ contenant un ensemble de M paramètres caractérisant notre système – longueur d'onde du laser (λ), facteur d'Henry (α_H), tension crête à crête du modulateur (V_{pp}) etc. Tous ces paramètres peuvent être vus comme des variables aléatoires et les performances du système peuvent être étudiés par des approches stochastiques lors de la variation conjointe de plusieurs paramètres. Il s'agit d'une analyse appelée propagation des incertitudes qui aura le mérite d'illustrer l'impact cumulé de différentes variables sur les performances du système.

Ce type d'analyse est généralement effectué avec une approche Monte Carlo (MC). Cependant, l'analyse MC exige un grand nombre de simulations nécessitant ainsi une charge calculatoire importante. Notons que dans le cas du système étudié durant cette thèse, la simulation du SOA est extrêmement lourde. Une simulation unique, pour un nombre de symboles statistiquement significatif avec un seul jeu de coefficients peut durer plusieurs minutes. Il est généralement accepté qu'un nombre de 10^6 à 10^8 simulations sont nécessaires lors d'une analyse Monte-Carlo pour obtenir des résultats fiables. Cette difficulté peut être contournée avec des outils mathématiques plus récents comme les approches de type « chaos polynomial ».

Les résultats préliminaires présentés par la suite reposent sur l'utilisation de l'analyse MC et du Chaos polynomial et démontre l'intérêt de ce type d'étude poussée de robustesse. Des travaux futurs devront sans doute compléter cette première analyse.

b. Propagation d'incertitude

i. *Monte-Carlo*

Jusqu'à ce jour, l'approche Monte Carlo (MC) est considérée comme la méthode de référence pour l'étude statistique de l'impact des incertitudes sur le fonctionnement des systèmes [Shi72] [Liu86] [Gha98] [Oso07] [Naj09] [Mai10]. Elle a été mise en œuvre pour la première fois en 1946 par S. Ulam [Ula58] pour analyser le problème de diffusion des neutrons dans la matière. En pratique, l'analyse MC est simple à implémenter et très flexible dans ses applications ; elle est robuste dans le sens où le nombre de variables d'entrée n'est pas soumis à des limitations analytiques. Cependant, sa convergence est très lente (proportionnelle à $1/\sqrt{N}$, où N est le nombre de simulations).

ii. *Chaos polynomial*

L'utilisation des méta-modèles [Loz15] est une approche récente qui apparaît aujourd'hui comme une alternative prometteuse à MC. Elle vise à construire un modèle approximatif avec un coût de calcul moindre en s'appuyant notamment sur un nombre réduit de simulations. Parmi les techniques d'identification de méta-modèle nous sommes particulièrement intéressés à l'expansion du chaos polynomial (PCE) [Bla09] [Mai10] [Sud13] [Sah13] [Gid15] [Mar15] [Mai16] [Mar17a]. Notons que de manière générale il existe deux catégories de méthodes pour l'étude de la propagation d'incertitude : intrusives [Her08] et non intrusives [Doo13] [Pen15]. La PCE est une méthode non-

intrusive, c'est-à-dire que nous pouvons l'utiliser sans modifier le code qui permet de simuler notre système de communications. Le principe de construction du méta-modèle est énoncé ci-dessous. Soit une réponse aléatoire inconnue $\mathcal{M}(X)$ définie par

$$X = (x_1, \dots, x_M) \rightarrow \mathcal{M}(X) \approx \sum_{\alpha \in \mathbb{N}^M} a_\alpha \Psi_\alpha(X) \quad (3.2)$$

où $X = (x_1, \dots, x_M) \in R^M$ est le vecteur de M variables d'entrées, $\Psi_\alpha(X)$ est une base de polynômes multidimensionnels orthogonaux, a_α sont des coefficients qui seront estimés par une méthode de moindres carrés [Ber06] et α correspond aux indices des polynômes multidimensionnels constituant la base. Notons que dans notre cas précis $\mathcal{M}(X)$ sera tout simplement l'EVM. Il est également important de préciser que le code implémentant le principe du chaos polynomial décrit par [Mar15] est librement disponible et nous l'avons utilisé afin d'obtenir les résultats présentés par la suite.

c. Décomposition sur une base de polynômes multidimensionnels

Le PC a été développé pour la première fois en 1938, par N. Weiner [Wei38] qui a utilisé les polynômes d'Hermite multidimensionnels pour modéliser des processus stochastiques à l'aide de variables aléatoires qui suivent une loi gaussienne. D. Xiu et al. [Xiu02], ont généralisé l'approche de construction du chaos polynomial pour différentes familles de polynômes orthogonaux (par exemple : Legendre, Hermite, Laguerre, Jacobi), correspondant à des variables aléatoires qui suivent respectivement diverses lois (uniforme, gaussienne, gamma et beta). Nous considérons ici le cas des polynômes de Legendre où les variables aléatoires d'entrées suivent une loi uniforme.

Nous présentons maintenant, un exemple de construction d'une base $\Psi_\alpha(X)$ ($M = 2$) à partir des polynômes monodimensionnels de Legendre de degré p $\{P_n, n = 0, 1, \dots, p\}$ correspondants à chaque variable d'entrée. Ces polynômes peuvent être représentés avec la formule de Rodrigues suivante [Pil12]

$$P_n(x) = \frac{1}{2^n n!} \frac{d^n}{dx^n} (x^2 - 1)^n, \text{ avec } P_0(x) = 1 \quad (3.3)$$

Les premières valeurs des polynômes de Legendre sont ainsi données par :

$$\begin{aligned} P_1(x) &= x \\ P_2(x) &= \frac{1}{2}(3x^2 - 1) \\ P_3(x) &= \frac{1}{2}(5x^3 - 3x) \\ P_4(x) &= \frac{1}{8}(35x^4 - 30x^2 + 3) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Les polynômes bidimensionnels sont exprimés par $\Psi_\alpha(x_1, x_2) = P_m(x_1)P_n(x_2)$, où les indices m et n correspondent aux ordres du premier et du second polynôme monodimensionnel. Prenons l'exemple d'une base de polynômes bidimensionnels avec un degré $p \leq 3$. La Figure 3.1 illustre ces indices $\alpha = (m, n)$ où m et n sont compris entre 0 et 3 tels que l'ordre des polynômes bidimensionnels (exprimé par $p = m + n$) est aussi compris entre 0 et 3. Par exemple si $m = 1$ alors $n \leq 2$; pareillement si $m = 3$, n doit impérativement être égal à 0.

La base Ψ_α possède donc un nombre de polynômes $C_{M+p}^p = \frac{(M+p)!}{M!p!}$, et dans le cas de l'exemple choisi $C_{3+2}^3 = 10$ pour $p \leq 3$.

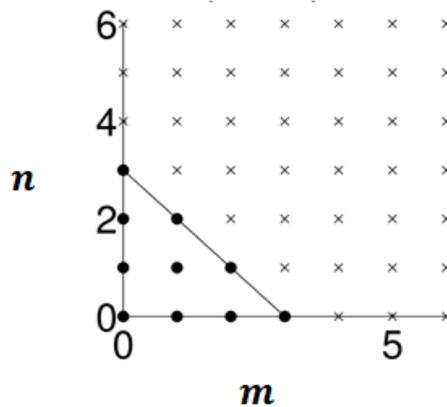


Figure 3.31 : Base de polynômes bidimensionnels ($M = 2$) avec un degré $p \leq 3$.

On peut voir que si les paramètres M et p augmentent, le nombre de polynômes dans la base augmente rapidement. En conséquence, il existe plusieurs schémas de troncature qui peuvent réduire efficacement le nombre des polynômes dans cette base. Nous considérons en particulier la troncature hyperbolique [Bla09] (implémentée dans [Mar15] et utilisée lors des simulations que nous avons effectuées). Cette troncature dépend d'un nouveau paramètre « q » correspondant à la norme de la troncature et qui est utilisée pour réduire le nombre de polynômes. La Figure 3.31 illustre la manière dont q influe sur le nombre restant de paramètres.

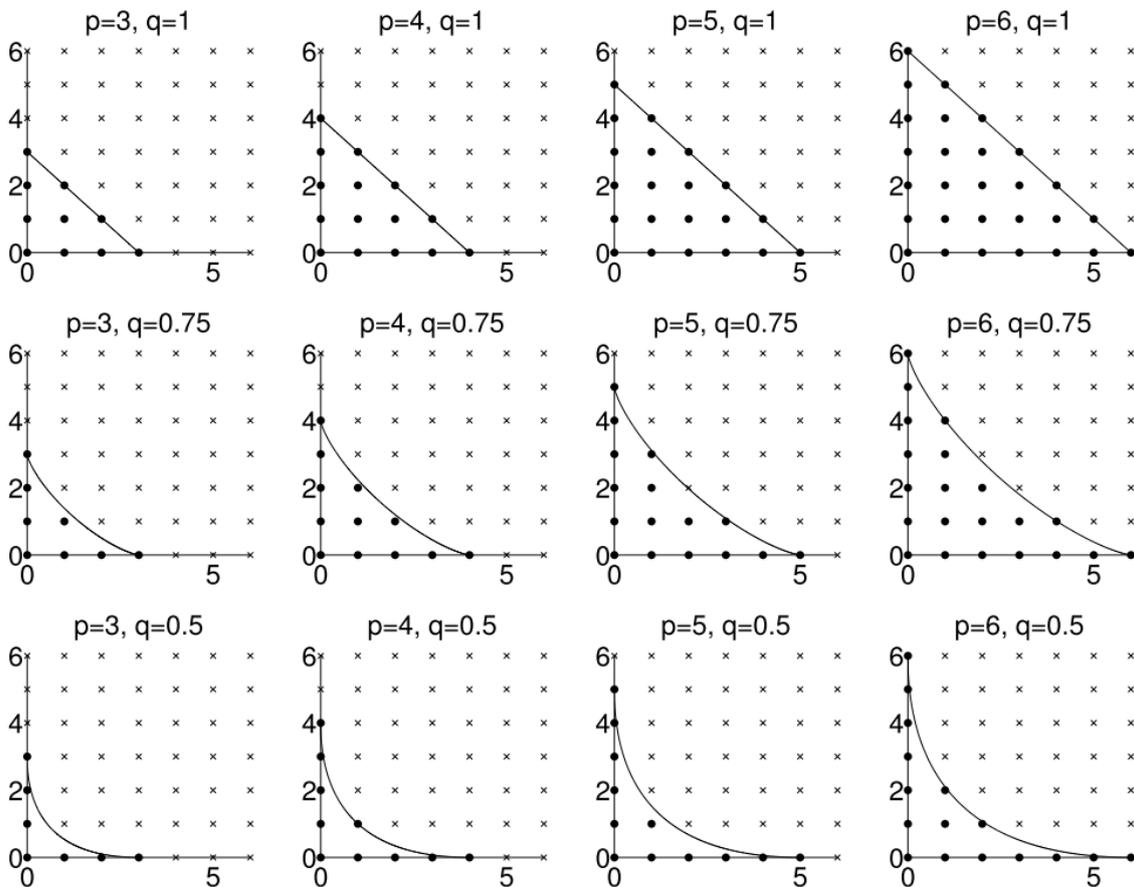


Figure 3.32 : Troncature hyperbolique définie par les valeurs variables p et q [Mar15].

d. Résultats de simulation

Afin d'étudier la robustesse du système CO-OFDM, nous considérons le scénario suivant. Le vecteur de variable d'entrée contient trois paramètres, soit $\mathbf{X} = (I_{bias}, V_{pp}, phi)$ où I_{bias} est le courant d'injection dans le SOA, V_{pp} la tension crête à crête du modulateur optique et phi le déphasage entre les bras I et Q du modulateur optique. Le système inclut un pré-distordeur MP identifié à la puissance $P_{ref} = -17$ dBm pour des valeurs nominales $I_{bias} = 150$ mA, $V_{pp} = 8$ V et $phi = \frac{\pi}{2}$. Une analyse MC a été menée avec 500 simulations correspondant à une saisie aléatoire des variables d'entrées suivant une répartition uniforme et une variation maximale de ± 5 % autour des valeurs nominales.

Par la suite, un méta-modèle est construit à partir de seulement 50 simulations. Afin de réduire le nombre de polynômes de la base tridimensionnelle ($M = 3$), nous considérons une troncature hyperbolique $q = 0,75$ (avec un degré maximal $p = 3$). Lorsqu'on dispose d'un méta-modèle, l'EVM peut être estimé pour n'importe quel tirage de paramètres d'entrée avec un coup négligeable en temps de simulation. Sur la Figure 3.33 nous représentons en abscisse les valeurs d'EVM réelles obtenues par MC et en ordonnée les valeurs approchées par le méta-modèle. La Figure 3.33 (a) correspond au cas où le système CO-OFDM ne contient pas de pré-distorsion ; d'autre part, la Figure 3.33 (b) illustre le cas où le système CO-OFDM contient une pré-distorsion MP. Dans les deux cas, l'agglomération des points correspondants aux différents tirages sur la bissectrice (trait rouge) montre la bonne précision du méta-modèle. Les lignes noires présentent les valeurs minimale et maximale d'EVM dans le cas du système de référence (Figure 3.33(a)) et du système avec MP (Figure 3.33(b)). En ce qui concerne le système de référence, l'EVM varie entre 17,6 % et 22,6 % ce qui fait une marge de variation 5,0 %, alors que lorsque l'on utilise le pré-distordeur MP, l'EVM varie de 15,7 % et 18,7 % correspondant à une marge de 3,0 %. Nous constatons donc que l'usage de la pré-distorsion MP se traduit d'une part par un gain de performance significatif et d'autre part par une variation d'EVM moindre par rapport au système de référence.

Notons que grâce à la bonne précision du méta-modèle, il en résulte que nous pouvons utiliser le chaos polynomial pour mener des études poussées de robustesse pour des systèmes comme le nôtre tout en gardant des temps de simulation raisonnables.

Après avoir confirmé la précision du PC estimé, nous nous penchons sur le profil de la densité de probabilité (PDF) afin d'analyser la répartition de ces valeurs de sorties. Nous présentons donc Figure 3.34, la PDF obtenue par les analyses MC et PC pour le système CO-OFDM sans et avec pré-distorsion MP. Une fois de plus, une très bonne similitude est observée entre les analyses MC et PC. Le maximum de la PDF est situé à 19,8 % d'EVM dans le cas du système sans pré-distorsion et 16,6 % dans le cas du système avec pré-distorsion MP, ce qui est très raisonnable dans notre cas. Dans les cas les plus défavorables on atteint 22,6 % d'EVM (système avec pré-distorsion MP) et 18,7 % (système sans pré-distorsion) ce qui reste tolérable surtout qu'il s'agit de situations très peu probables.

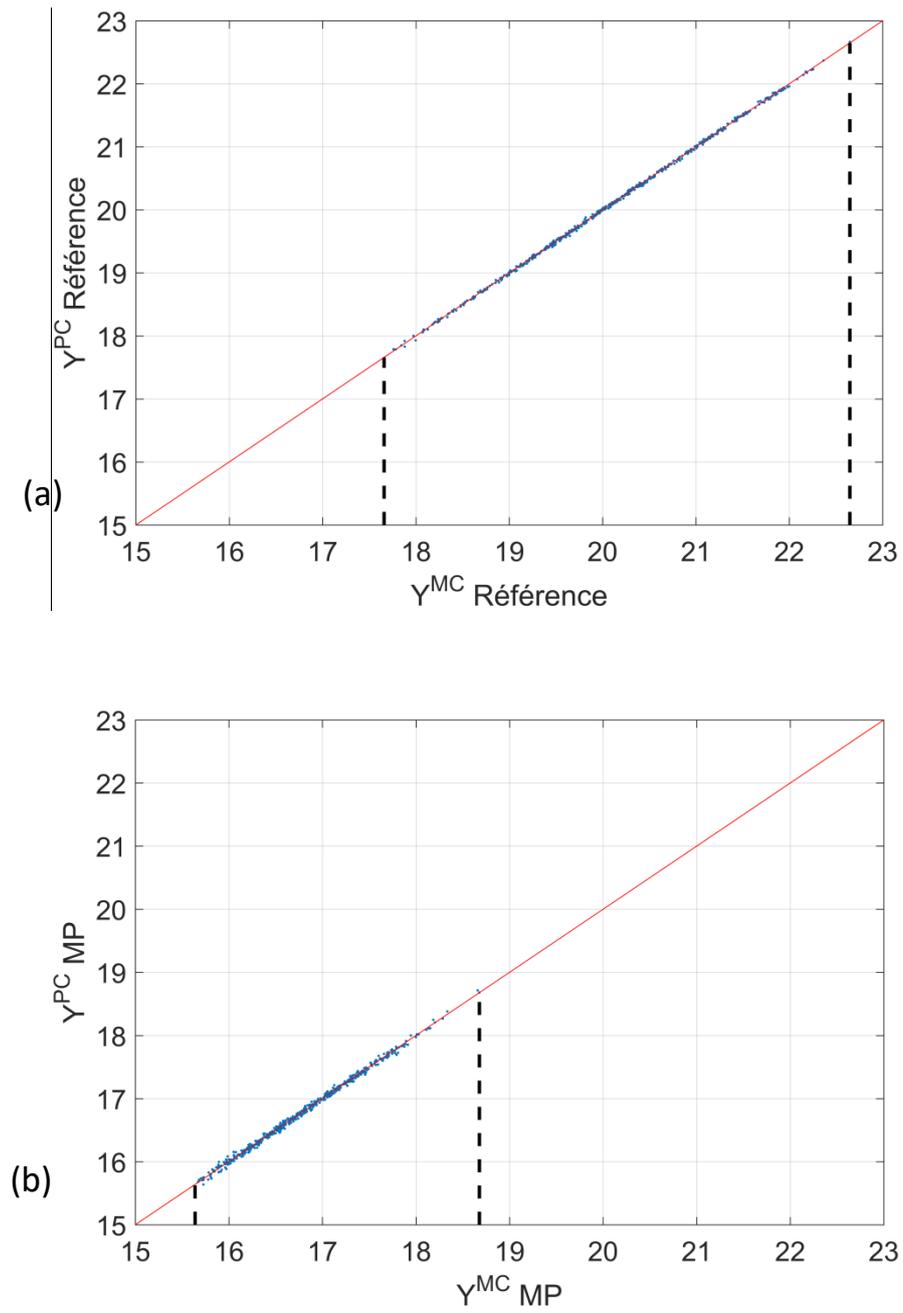


Figure 3.33 : Performances estimé PC en fonctions des performances réelles de MC pour le système CO-OFDM (a) sans pré-distorsion, (b) avec pré-distorsion (MP).

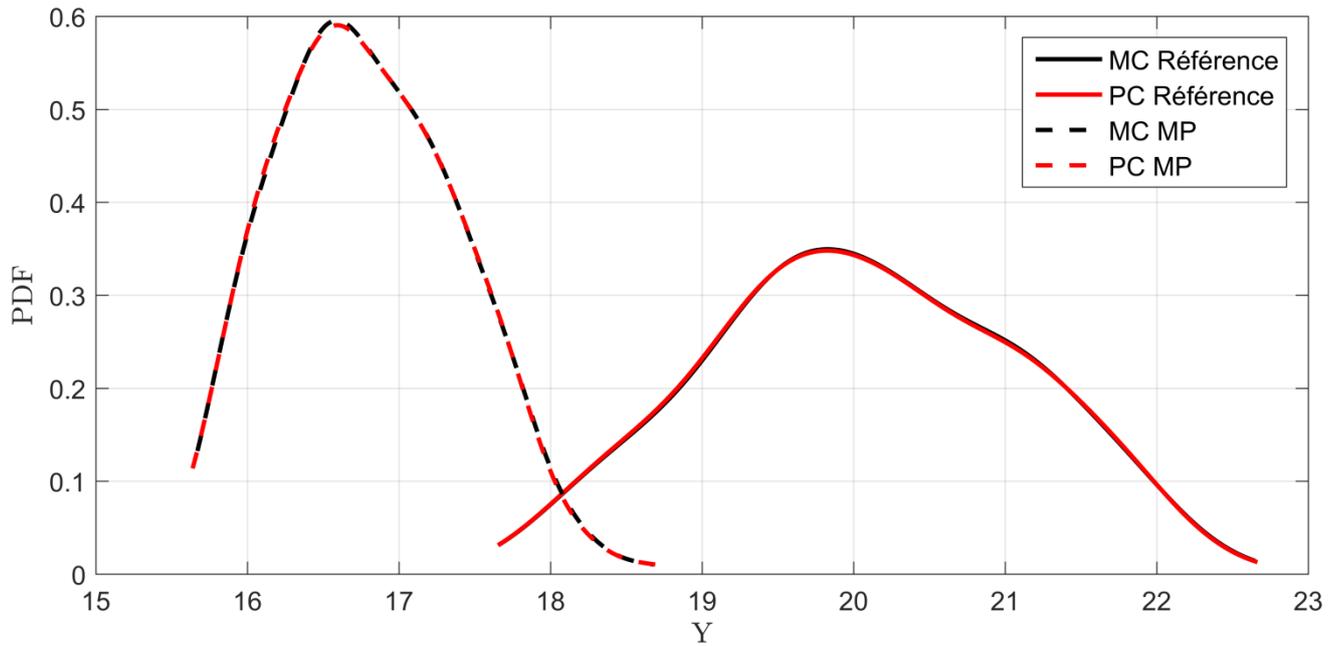


Figure 3.34 : Comparaison de la fonction de densité de probabilité entre MC et PC pour le système CO-OFDM sans pré-distorsion et avec pré-distorsion MP.

Nous souhaitons maintenant connaître quelle variable d'entrée parmi les trois possède le plus grand impact sur l'EVM. Il existe de nombreuses approches d'analyse de sensibilité pour effectuer un classement quantitatif de l'importance des variables d'entrée sur la réponse du modèle [Mar17b]. Nous considérons en particulier la technique de Sobol [Sob93]. Sans entrer dans les détails mathématiques de l'approche, observons juste que l'analyse de Sobol fournit pour chaque paramètre d'entrée un indice $S_i = S_{1,\dots,M}$, la valeur de cet indice étant une mesure quantitative de l'impact du paramètre correspondant. Les résultats pour l'exemple que nous avons choisi sont présentés Figure 3.35. Cette figure montre que le courant I_{bias} a le plus grand impact sur les performances du système, suivi par V_{pp} puis phi, qu'il y ait ou pas de pré-distorsion dans le système CO-OFDM.

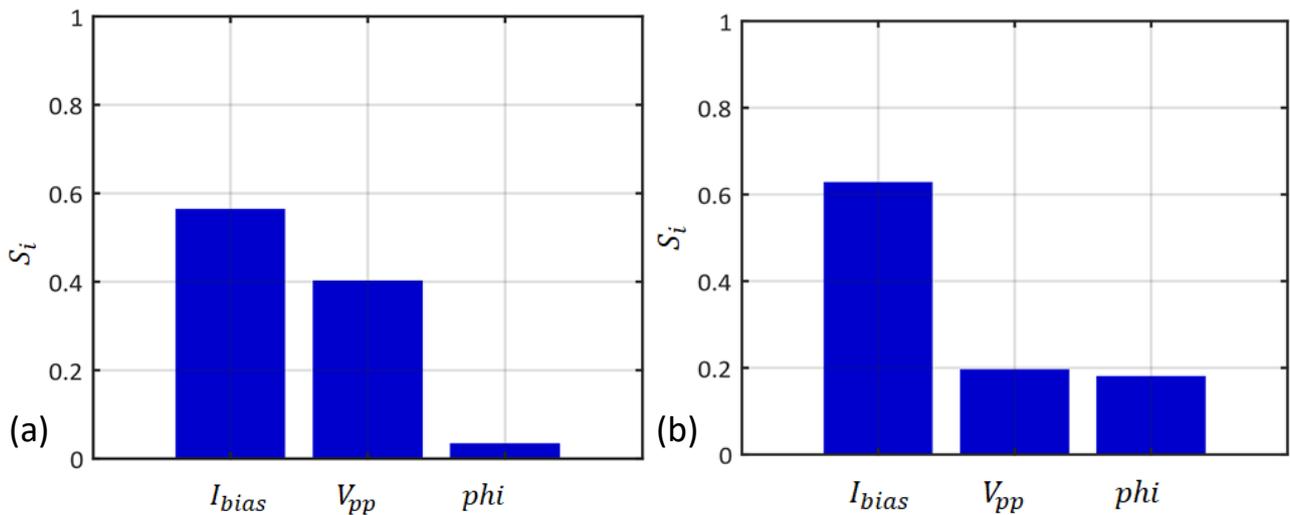


Figure 3.35 : Sensibilité de Sobol pour le système CO-OFDM (a) sans pré-distorsion, (b) avec pré-distorsion (MP).

6. Conclusion

Nous avons commencé ce chapitre en présentant quatre structures de pré-distorsion numériques en bande de base que nous avons particulièrement étudiées dans le but d'améliorer les performances d'un émetteur optique CO-OFDM. Le STATIC AM-AM/AM-PM est le premier pré-distorsion présenté. Nous nous sommes intéressés à améliorer la qualité de ce pré-distorsion en imposant un point de contrainte sur les fortes amplitudes du signal lors de l'identification afin de réduire son PAPR. Ensuite, les trois autres pré-distorsion MP, EMP et le PTB (associant en parallèle les structures STATIC AM-AM/AM-PM contraint et MP) sont présentés. Les paramètres de ces pré-distorsion ont été choisis de façon à offrir les meilleures performances avec la plus faible complexité paramétrique possible. Les principaux objectifs de ce chapitre étaient d'évaluer la robustesse de ces pré-distorsion et d'étudier leur comportement vis-à-vis d'une variation de certains paramètres de l'émetteur (V_{pp} , I_{bias} , λ , N_{sc} , α_H). Dans chaque cas de variation de l'un de ces paramètres, nous avons présenté une étude comparative des performances (via l'EVM) du système sans pré-distorsion et avec pré-distorsion (pour les quatre structures). Nous avons étudié les performances du système sur un large intervalle de puissance optique en entrée du SOA (zone faiblement linéaire à fortement linéaire) en nous focalisant particulièrement sur la zone fortement non-linéaire. En effet, lorsque P_{in} augmente, l'EVM se dégrade parce que les effets non-linéaires seront de plus en plus forts d'où l'intérêt de la compensation par une pré-distorsion. L'étude menée nous a permis de constater que les pré-distorsion continuaient tous à remplir leur rôle même si l'on s'éloignait (modérément) du point de fonctionnement choisi pour l'identification. A noter que lorsque le gain du SOA est réduit et que les non-linéarités sont plus faibles, certains pré-distorsion peuvent conduire à un accroissement d'EVM à la base relativement faible, dans ce cas de figure le pré-distorsion est inutile. Parmi les quatre structures étudiées, le PTB fournit quant à lui la meilleure robustesse vis la variation des paramètres considérés.

Dans la suite du chapitre, nous avons complété l'étude de la robustesse en combinant la pré-distorsion avec un bloc dédié à la réduction de PAPR (via l'écrêtage), cela pour réduire l'impact des fortes amplitudes du signal dans la zone fortement non-linéaire. Nous avons effectué ici une étude comparative pour différentes configurations du système : référence (sans pré-distorsion et sans réduction de PAPR), avec réduction de PAPR via la technique d'écrêtage, avec pré-distorsion via le STATIC AM-AM/AM-PM ou le PTB, combinaisons de scénarios réduction de PAPR/pré-distorsion. Les résultats montrent que lorsque la non-linéarité devient de plus en plus forte (du fait qu'on augmente par exemple V_{pp} , P_{in} , où à $\lambda = 1520$ nm), le bénéfice découlant de l'écrêtage tend à s'accroître. Les résultats montrent à nouveau que la structure PTB est globalement très avantageuse mais aussi que ses performances peuvent être améliorées en la combinant avec l'écrêtage. Nous avons présenté par la suite deux autres solutions pour améliorer la robustesse d'un pré-distorsion classique : le pré-distorsion moyen et le pré-distorsion commuté. Après avoir considéré lors de cette étude de robustesse, une variation indépendante des paramètres V_{pp} , I_{bias} , λ , N_{sc} , α_H , nous avons complété cette étude en considérant que certains paramètres du système pouvaient varier conjointement. Il s'agit d'une analyse appelée propagation des incertitudes, généralement effectuée avec une approche Monte Carlo (MC). La principale limitation de cette approche est qu'elle exige une charge calculatoire importante et un temps de simulation très élevé. Pour cette raison, nous nous sommes intéressés à une autre approche plus rapide de type « chaos polynomial ». Cette dernière approche se basant sur des outils mathématiques plus récents à l'avantage de réduire significativement la charge calculatoire et le temps de simulations requis par la méthode Monte-Carlo. Des résultats préliminaires reposant sur l'utilisation de l'analyse MC et du Chaos polynomial démontrent l'intérêt de ce type d'étude poussée de robustesse. Des travaux futurs devront sans doute compléter cette première analyse.

4. Pré-distorsion par FLUT non uniformément espacé

1. Introduction

La table de correspondance (LUT : Look-Up-Table) est l'une des solutions de pré-distorsion sans mémoire les plus simples et les plus connues dans la littérature scientifique. La LUT compense uniquement les non-linéarités statiques et donc ne tient pas compte de la dynamique de l'amplificateur. Son efficacité de linéarisation est de fait réduite lorsque l'amplificateur présente des effets mémoire. Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la pré-distorsion par table de filtres (FLUT : Filter Look-Up-Tables [Jar07]), qui constitue une extension du concept de la LUT avec le potentiel de compenser les non-linéarités dynamiques. Le FLUT est formé d'une LUT (statique) suivie d'un recueil de filtres à réponse impulsionnelle finie.

Classiquement, dans une pré-distorsion effectuée par une LUT, à chaque instant k , le gain F_i fourni par la table dépend uniquement du module r du signal à distordre, l'impact de la phase étant considéré comme négligeable (voir Figure 4.1). L'indexation est généralement uniforme c'est-à-dire que l'intervalle de variation de r est divisé en N segments de même largeur, indexés par les indices $i \in [0; N - 1]$. Cette technique est la plus connue et la plus simple à mettre en œuvre [Ger78] [Cav90] [Has01] [Bou04] [Sel05] [Ba10]. Cependant, c'est une technique basique qui ne tient pas compte de diverses caractéristiques comme la caractéristique de l'amplificateur ou la statistique du signal d'entrée, ses performances sont ainsi limitées lorsque la table est de taille réduite.

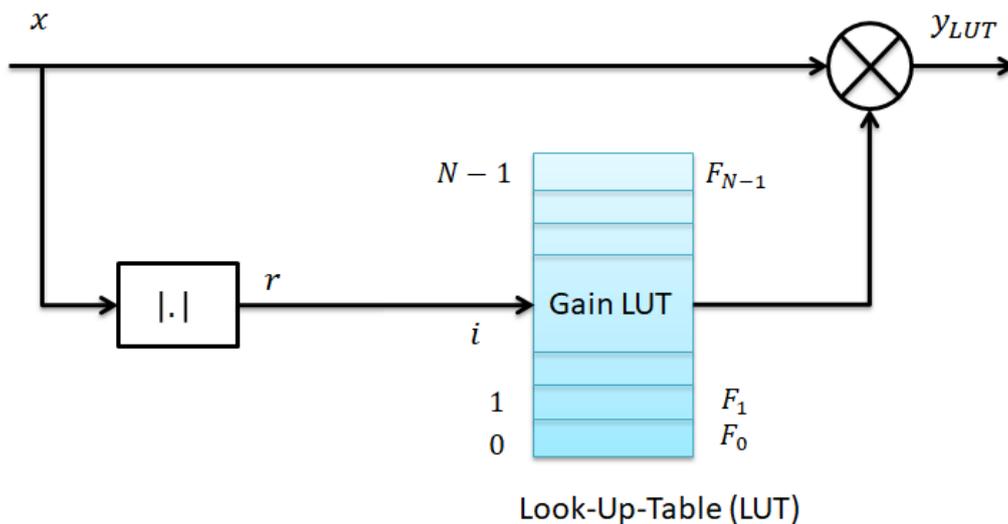


Figure 4.1 : Pré-distorsion Look-Up-Table (LUT).

Face à cette faiblesse, diverses techniques d'espacement non-uniforme ont été proposées au cours des dernières années, avec pour objectif d'améliorer les performances du système et/ou de réduire la complexité paramétrique de la table [Cav90] [Ba10]. Le principe de l'espacement non-uniforme est d'appliquer à l'amplitude du signal d'entrée r , une fonction de compression définissant les indices en entrée de la LUT. Son principe est expliqué avec plus de détails dans la suite du chapitre.

Concernant les pré-distordeurs de type FLUT, à notre connaissance seul l'espacement uniforme est employé [Jar07] [Bej15] et aucune étude n'a été publiée sur l'optimisation de l'espacement de ses seuils d'entrée. Dans ce chapitre, nous présentons une étude détaillée de plusieurs solutions d'espacement en entrée du FLUT. Nous présentons tout d'abord les solutions déjà étudiées avec la LUT, puis nous mettons un accent particulier sur des techniques d'espacement avancées en entrée du FLUT. Les simulations effectuées permettront de montrer en fin de chapitre que ces techniques avancées offrent une large amélioration des performances par rapport aux espacements élémentaires.

2. Pré-distorsion par table de correspondance

Plusieurs études ont montré que les performances de l'espacement uniforme peuvent être améliorées par certaines approches d'espacement non-uniformes [Sun96] [Ger78] [Has01] [Bou04] [Sel05] [Ba10]. Nous présentons brièvement dans cette section, une liste des solutions publiées sur le sujet.

a. Fonction de compression

Le principe de l'espacement non-uniforme consiste à appliquer au module du signal d'entrée une fonction de compression $c(r)$ à chaque instant k . Cette fonction $c(r)$ permet de définir les indices entiers $i \in [0; N - 1]$ en entrée de la LUT (Figure 4.2), tel que $i = \lfloor N \cdot c(r) \rfloor$ où $\lfloor \cdot \rfloor$ désigne la valeur entière immédiatement inférieur. Par convention, nous considérons que l'amplitude du signal d'entrée r et la fonction $c(r)$ sont définies sur l'intervalle $[0; 1[$. L'intervalle $[0; 1[$ est divisé en N segments de largeurs non égales d . Dans le cas particulier $c(r) = r$, il n'y a pas de compression et l'espacement d est uniforme (avec $d = \frac{1}{N}$).

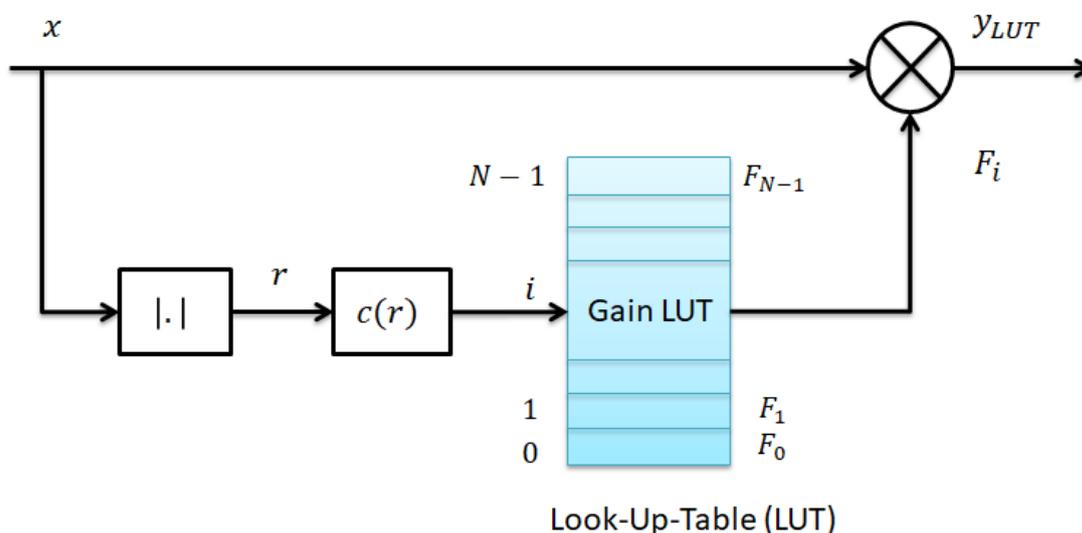


Figure 4.2 : Pré-distorsion Look-Up-Table (LUT) incluant une fonction de compression.

Il existe diverses fonctions de compression possibles permettant d'obtenir un espacement non-uniforme. Parmi les solutions d'espacement non uniforme, il y a les solutions basées sur une fonction de compression prédéfinie comme la loi- μ (1.26) ou la puissance du signal à distordre ($c(r) = r^2$) [Cav90]. Ces solutions ne dépendent ni de la caractéristique de l'amplificateur, ni du format de modulation ni des statistiques du signal d'entrée. L'intérêt réside dans le fait qu'elles sont plus faciles à mettre en œuvre, ne nécessitant pas une charge calculatoire importante parce que des algorithmes d'approximation existent. Par rapports aux fonctions d'espacement présentes dans la littérature scientifique, nous avons ajouté la loi- A considérée comme alternative par rapport à la loi- μ . A notre connaissance, la loi- A initialement développée pour le traitement de la parole, n'a pas été utilisée dans les applications de pré-distorsion numérique. Cette loi est définie par

$$c(r) = \begin{cases} \frac{Ar}{1 + \ln(A)}, & r < \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln(Ar)}{1 + \ln(A)}, & r \geq \frac{1}{A} \end{cases} \quad (4.1)$$

Ces fonctions de compression étant choisies plutôt arbitrairement, elles ne sont pas optimales et de meilleures performances peuvent être obtenues. Nous présentons ci-après plusieurs méthodes d'espacements optimales qui ont été proposées au cours des dernières années. Cavers a été parmi les premiers auteurs à avoir proposé une optimisation de l'espacement en entrée de la LUT [Cav99]. La technique consiste à optimiser l'espacement par rapport à un critère qui dépend à la fois de la fonction de gain de l'amplificateur $G(\cdot)$ et de la fonction de densité de probabilité $p(r)$ du signal d'entrée. Son travail a été suivi par celui de S. S. Boumaiza [Bou04], qui a proposé une solution plus robuste dans laquelle l'espacement ne dépend que de la fonction de gain du PA. Cette technique reste néanmoins nettement avantageuse en termes de performances par rapport à l'espacement uniforme.

Une autre façon de résoudre la question de l'espacement non-uniforme est d'utiliser l'idée de J. Y. Hassani [Has01]. Cette méthode suppose que la plage d'amplitude en entrée du PA soit divisée en plusieurs segments, en fonction de la caractéristique non-linéaire du PA. La division de la plage est effectuée de manière à séparer les segments à caractéristique fortement non-linéaire de ceux à caractéristique linéaire, plus d'entrées de la table étant attribuées aux segments non-linéaires par rapport aux segments linéaires. Notons que cette méthode ignore les statistiques du signal d'entrée.

Ce travail a été repris dans [Jie02], la différence étant que l'indexation est effectuée en considérant la fonction de compression définie à partir du module carré du signal d'entrée ($c(r^2)$). Dans cette méthode, deux tables sont utilisées : l'une basée sur les caractéristiques non linéaires de phase (AM-PM), l'autre basée sur les caractéristiques non linéaires d'amplitude (AM-AM).

Par ailleurs, une méthode adaptative est développée dans [Lin06] pour l'optimisation de l'espacement en entrée de la LUT. L'avantage de cette méthode est qu'elle est aveugle dans le sens où la connaissance de la caractéristique du PA et du schéma de modulation du signal n'est pas nécessaire ; elle est également capable de suivre dans le temps les variations de l'environnement de communication [Lin06]. Cependant, l'inconvénient majeur est qu'il est nécessaire de prévoir une boucle de correction dans le système de communication.

D'autres auteurs ont proposé des solutions d'espacement avec en plus une interpolation en entrée de la table [Fau94] [Tei04] [Sel05] [Ba07] [Ba09] [Ba10] [Fen13]. L'interpolation permet de réduire les effets de seuil lorsque l'on passe d'une valeur de gain à une autre dans la table. De plus, l'interpolation permet de réduire la taille de la table et d'améliorer les performances notamment lorsque la taille de la table est réduite. Dans [Fau94] [Tei04], la LUT à interpolation linéaire a été expérimentalement testée pour améliorer les performances de la pré-distorsion. De son côté, S. N. Ba a étudié l'espacement avec une interpolation linéaire en entrée de la table ayant une configuration polaire où l'amplitude et la phase des valeurs de la table doivent être espacées séparément de manière optimale via deux fonctions de compression [Ba07]. L'auteur a complété son travail d'espacement optimal pour une table ayant la configuration la plus connue (table à coefficients complexes) [Ba10]. Dans cette approche, l'amélioration des performances de la LUT à interpolation linéaire est démontrée théoriquement et à l'aide de simulations.

b. Espacement optimal des entrées de la LUT

Dans cette thèse, nous considérons en particulier, l'approche analytique de S. N. Ba [Ba10] permettant de minimiser les erreurs dues à l'interpolation linéaire pour une LUT. Nous présentons dans cette section son analyse pour obtenir une LUT optimale linéairement interpolée en entrée. Notons que son approche tient compte de la fonction de densité de probabilité du signal d'entrée $p(r)$ et du modèle inverse de l'amplificateur.

A un instant k donné, le signal pré-distordu y_{LUT} en sortie de la table (Figure 4.3), s'exprime par

$$y_{LUT} = F_i x \quad (4.2)$$

où F_i est le coefficient de gain complexe de la LUT d'indice $i \in [0; N - 1]$. La sortie de l'amplificateur y_{PA} s'exprime par

$$y_{PA} = G(|y_{LUT}|)y_{LUT} = G(|F_i \cdot x|)F_i \cdot x \quad (4.3)$$

où G est le gain complexe de l'amplificateur que l'on suppose dans ce paragraphe sans effet dynamique (sans effet mémoire) et insensible à la phase du signal.

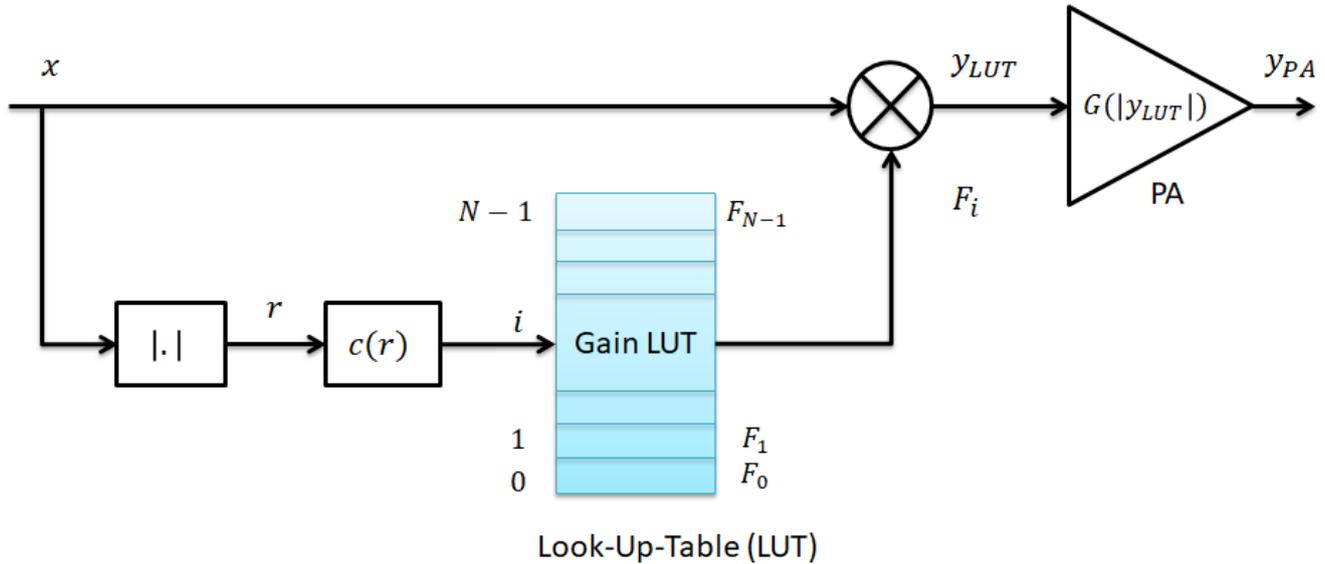


Figure 4.3 : Pré-distorsion Look-Up-Table (LUT) avec fonction de compression, suivi d'un amplificateur de puissance.

Idéalement, la LUT est optimisée pour que l'association pré-distordeur/amplificateur produise

$$G(r|f(r)|)f(r) = I_d \quad (4.4)$$

où $f(r)$ désigne la fonction de pré-distorsion idéale. Les coefficients de la LUT sont donnés par $F_i = f(r_i)$ (où $i \in [0; N - 1]$). La LUT, même interpolée, introduit donc une erreur d'approximation ε_r pour chaque segment

$$r = r_i + \varepsilon_r \quad (4.5)$$

où $0 < \varepsilon_r < d$, avec $d = r_{i+1} - r_i$.

Dans son étude [Ba10], S. N. Ba étudie la propagation de l'erreur de quantification ε_r au travers l'amplificateur de puissance et cherche la fonction de compression $c(r)$ qui minimise la distorsion résiduelle totale. Ce facteur ε_r induit une erreur dans la fonction de pré-distorsion f

$$\check{f}(r) = f(r) + \varepsilon_f \quad (4.6)$$

L'erreur ε_f se propage dans l'amplificateur de puissance et introduit une erreur en sortie à savoir

$$\check{y}_{PA} = G(r|\check{f}(r)|)\check{f}(r)x \quad (4.7)$$

Après quelques approximations linéaires non détaillées ici et en tenant compte de la dérivée de (4.4), Ba montre que l'erreur ε_y en sortie de l'amplificateur est obtenue par

$$\varepsilon_y = y_{PA} - \check{y}_{PA} = \frac{\varepsilon_r (\varepsilon_r - d)}{2} \psi(r) \quad (4.8)$$

avec

$$\psi(r) = \frac{f''(r)f^*(r) + jr \operatorname{Im}(f'^*(r)f''(r))}{|f(r)|^2 + r \operatorname{Re}(f^*(r)f'(r))} x \quad (4.9)$$

où $\operatorname{Re}(\cdot)$ et $\operatorname{Im}(\cdot)$ désignent les parties réelle et imaginaire.

Une approximation commune dans l'analyse de la quantification suppose que la variation de l'erreur ε_r est une variable aléatoire répartie uniformément sur toute la largeur du segment. En première approximation, la largeur des segments est inversement proportionnelle à la dérivée de premier ordre de la fonction d'espacement $c(r)$ et du nombre d'entrées N [Ger78] [Cav90], c'est-à-dire

$$d \approx \frac{1}{c'(r)N} \quad (4.10)$$

L'espacement optimal en entrée de la LUT est obtenu en trouvant la fonction $c'(r)$ qui minimise la distorsion résiduelle totale [Ba10]. La solution calculée par Ba est donnée par

$$c'_{opt}(r) = \frac{w^{\frac{1}{5}}(r)}{\int_0^1 w^{\frac{1}{5}}(r) dr} \quad (4.11)$$

où

$$w(r) = |\psi(r)|^2 p(r) \quad (4.12)$$

La fonction optimale de compression est l'intégrale de cette dernière expression (4.11). Elle permet de définir l'espacement en entrée d'une LUT en tenant compte de la loi de pré-distorsion et de la densité de probabilité de l'amplitude du signal à distordre. Nous utiliserons cette méthode pour également optimiser l'espacement d'un recueil de filtres et la comparer à une technique que nous proposons.

3. Pré-distorsion par table de filtres avec espacement non-uniforme

a. Pré-distorsion par table de filtres

Malgré l'optimisation de l'espacement présentée dans la section précédente, la pré-distorsion LUT reste inefficace pour linéariser un amplificateur ayant une dynamique non négligeable. Nous nous sommes intéressés dans ce chapitre à la compensation des non-linéarités statiques et dynamiques de l'amplificateur. La compensation des non-linéarités statiques est effectuée grâce à une LUT optimale, telle que présentée dans le paragraphe précédent, tandis que la compensation des non linéarités dynamiques est effectuée via un recueil de filtres. La combinaison de ces deux blocs de pré-distorsion, dénommée ici FLUT (Filter Look-Up-Table) est illustrée en Figure 4.4. A un instant k , la relation d'entrée-sortie du FLUT est donnée par

$$y_{FLUT}(k) = \sum_{n=0}^{L-1} h_l(n) y_{LUT}(k-n) = \sum_{n=0}^{L-1} h_l(n) F_{i(k-n)} x(k-n) \quad (4.13)$$

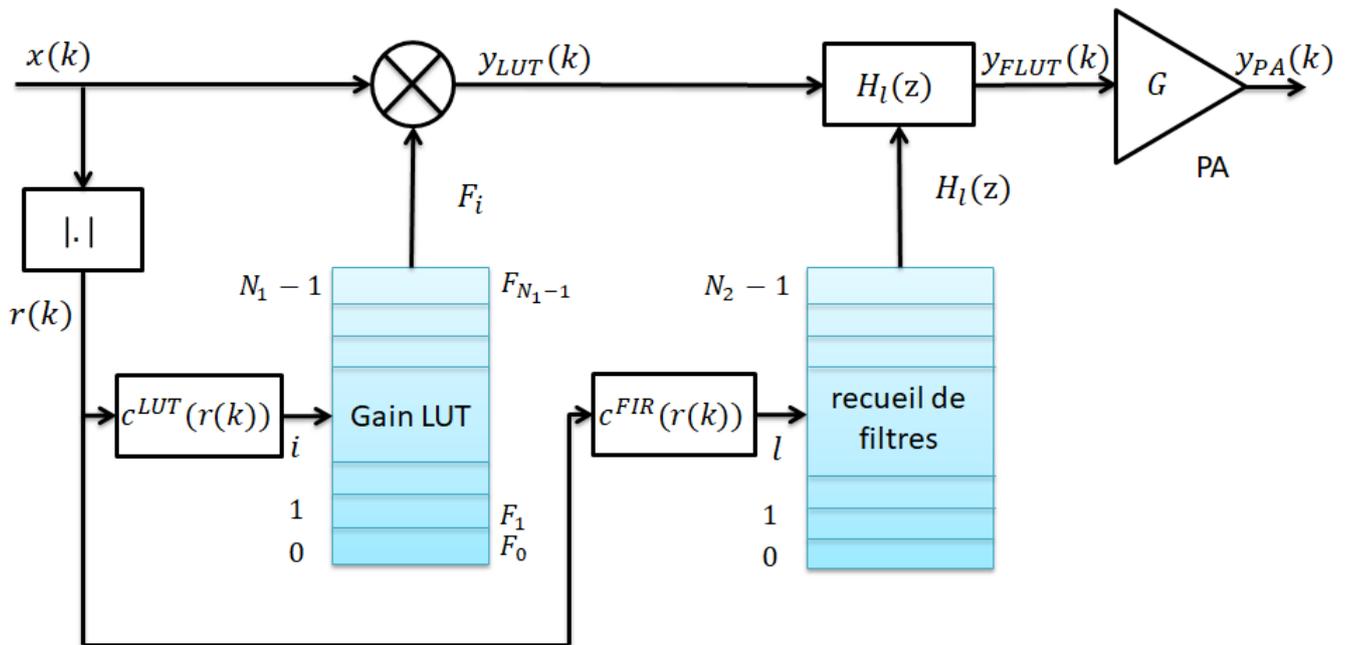


Figure 4.4 : LUT suivie d'un recueil de filtres.

Les fonctions $c^{LUT}(r)$ et $c^{FIR}(r)$ (Figure 4.4) effectuent le contrôle d'espacement en entrées de la LUT et du recueil de filtres, respectivement. Par convention, nous considérons que le gain G de l'amplificateur est normalisé à l'unité. Nous supposons également que les fonctions $c(r)$ ($c^{LUT}(r)$ ou $c^{FIR}(r)$) sont définies sur l'intervalle $r \in [0; 1[$ et qu'elles sont croissantes et monotones de sorte que $c'(r) > 0$, $[0; 1[$. Il est à noter que les structures FLUT étudiées dans la littérature scientifique sont uniquement basées sur un espacement uniforme en entrée [Jar07] [Bej15], c'est-à-dire pour $c^{LUT}(r) = c^{FIR}(r) = r$, et qu'à notre connaissance aucune étude n'a été effectuée sur l'optimisation de ces fonctions d'espacement. Dans ce chapitre nous comparons différentes solutions pour l'espacement en entrée de la table et du recueil de filtres.

b. Espacement non-uniforme en entrée du recueil des filtres

Nous nous intéressons dans ce paragraphe à l'espacement en entrée du recueil des filtres. Nous avons vu précédemment que la méthode de S. N. Ba permet d'optimiser l'espacement en entrée d'une LUT. Pour le calcul de l'espacement optimal, cette méthode prend en compte un modèle idéal de pré-distorsion sans mémoire ainsi que la densité de probabilité du signal d'entrée. Pour l'optimisation de l'espacement en entrée du recueil de filtres, le développement fait par S. N. Ba ne s'applique plus puisque l'on considère ici que le SOA a des effets dynamiques. Néanmoins, comme pour la méthode de S. N. Ba, il est également possible de prendre en compte la densité de probabilité du signal d'entrée pour améliorer l'espacement en entrée du recueil de filtres.

La Figure 4.5 montre la densité de probabilité (PDF) du signal échantillonné et normalisé en entrée du pré-distorreur. Rappelons que l'espacement uniforme permet de diviser la plage d'amplitude en entrée de la table en N segments de même largeur.

La même figure montre qu'en raison de la faible probabilité d'une forte amplitude, l'identification des coefficients des filtres est basée sur un très faible nombre d'échantillons ce qui rend l'apprentissage des coefficients extrêmement approximatif (sauf en utilisant de très longues séquences d'identification). Notons que la densité est très faible dans la zone des amplitudes élevées ce qui nous mène à échantillonner les amplitudes situées dans cette zone.

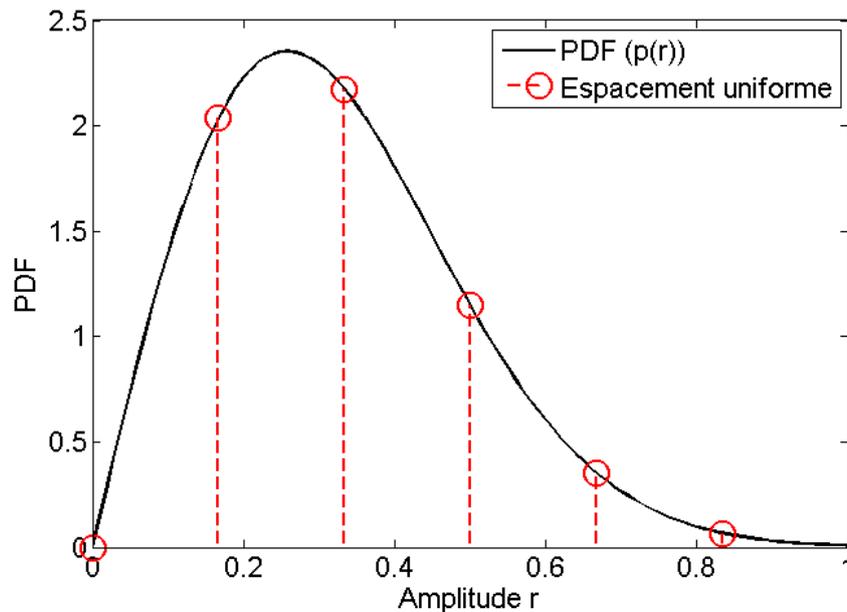


Figure 4.5 : Densité de probabilité (PDF) du signal échantillonné et normalisé en entrée du recueil de filtres avec un espacement uniforme (en rouge).

Pour remédier au problème d'identification des coefficients des filtres dû à l'espacement uniforme, nous proposons dans ce chapitre, une nouvelle méthode d'espacement. La Figure 4.6 montre l'espacement proposé en entrée du recueil des filtres permettant ainsi une répartition égale de la probabilité d'apparition des échantillons dans chaque segment. L'identification des coefficients des filtres du pré-distorreur sera améliorée pour les grandes amplitudes puisqu'elle est effectuée avec un nombre suffisant d'échantillons. Le développement théorique de l'espacement proposé est développé dans la suite.

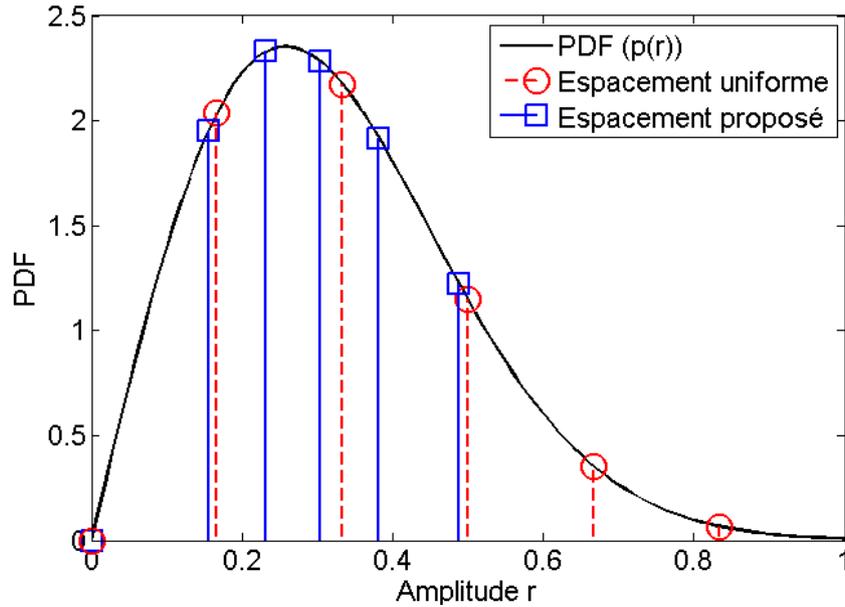


Figure 4.6 : Densité de probabilité (PDF) du signal échantillonné et normalisé en entrée du recueil de filtres avec un espacement uniforme (en rouge) et proposé (en bleu).

Le cas spécifique d'un signal OFDM est considéré dans la méthode proposée. La PDF du signal OFDM suit une loi de Rayleigh comme suit

$$p(r) = 2 \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{\sigma^2}\right) \quad (4.14)$$

où σ^2 désigne la variance du signal.

La fonction de densité de probabilité $p(r)$ implique $\int_0^{r_{max}} p(r) dr = 1$. Sachant que r varie entre 0 à $r_{max} = 1$, nous cherchons à assurer que la probabilité qu'un échantillon d'entrée apparaisse dans un segment spécifique soit la même pour tous les segments, c'est-à-dire

$$\int_{r_l}^{r_{l+1}} p(r) dr = \frac{1}{N_2} \quad (4.15)$$

où $l = [0, \dots, N_2 - 1]$ représente l'indice du filtre dans le recueil des filtres ; r_l et r_{l+1} correspondent aux seuils des segments d'indices l et $l + 1$; N_2 correspond au nombre de filtres à réponse impulsionnelle finie (FIRs) dans le recueil de filtres.

Le seuil du segment d'indice $l + 1$ peut être exprimé par une loi itérative en fonction du seuil du segment d'indice l comme suit

$$r_{l+1} = \sigma \sqrt{-\ln\left(-\frac{1}{N_2} + \exp\left(-\frac{r_l^2}{\sigma^2}\right)\right)} \quad (4.16)$$

avec $r_0 = 0$. La largeur du segment d'indice l du recueil des FIR(s) est donc définie par la différence

$$d_l^{FIR} = r_{l+1} - r_l \quad (4.17)$$

Dans le cas où le système comprend des blocs de compression / décompression (pour la réduction du PAPR), la PDF du signal ne suit plus une distribution de Rayleigh. L'utilisation de l'expression

analytique $p(r)$ n'a alors plus de sens. Néanmoins, le principe de l'équiprobabilité des échantillons dans les différents segments peut être appliqué. Les segments sont alors déterminés à partir de l'histogramme des échantillons d'entrée.

4. Évaluation des performances

Afin d'évaluer les performances des méthodes mises en œuvre, nous avons considéré les paramètres de simulation indiqués Tableau 4.1. Les phases d'identification et de validation des pré-distordeurs sont effectuées en utilisant des séquences de 2^{11} symboles 4-QAM, avec 128 sous-porteuses et une bande passante de 3 GHz, la porteuse optique étant fixée à 1540 nm. Le SOA est alimenté par un courant de polarisation de 150 mA ; son facteur de Henry est égal à 5. La tension crête à crête du modulateur optique est fixée à 1 V.

Paramètres	Valeurs numériques
Format de modulation	4-QAM
Nombre de sous porteuses	$N_{sc} = 128$
Tension crête à crête du modulateur Mach-Zehnder	$V_{pp} = 1 \text{ V}$
Longueur d'onde	$\lambda = 1540 \text{ nm}$
Courant de polarisation	$I_{bias} = 150 \text{ mA}$
Facteur de Henry	$\alpha_H = 5$
Facteur de sur-échantillonnage	$os = 4$
Bande passante	$B = 3 \text{ GHz}$
Fréquence d'échantillonnage	$F_{ech} = 12 \text{ GHz}$

Tableau 4.1 : Paramètres du système de transmission.

a. Méthodes d'espacement non-uniforme

Nous avons effectué des essais approfondis sur diverses configurations du pré-distorreur FLUT (voir Tableau 4.2 et Tableau 4.3). Nous considérons tout au long de l'étude des LUTs pour lesquelles les gains sont interpolés linéairement à partir des valeurs de la table. Les structures les plus simples du FLUT utilisent un espacement uniforme en module ($FLUT_1$). Les espacements conventionnels non-uniformes suivant la puissance du signal, les loi- μ et loi-A sont utilisés par les structures $FLUT_2$, $FLUT_3$ et $FLUT_4$ respectivement.

Type d'espacement basique	LUT	Recueil de filtres
$FLUT_1$	Module (Uniforme)	Module (Uniforme)
$FLUT_2$	Puissance	Puissance
$FLUT_3$	μ -law	μ -law
$FLUT_4$	A-law	A-law

Tableau 4.2 : Méthodes d'espacements élémentaires.

D'autres techniques d'espacements plus avancées sont présentées dans le Tableau 4.3. Un nouveau scénario est considéré via le FLUT₅ où la LUT et le recueil de filtres suivent le principe de la répartition équivalente des échantillons. Le FLUT₆ utilise un espacement en entrée du recueil de filtres qui suit le même espacement que la LUT optimal. Le FLUT₇ quant à lui est composé de la LUT avec un espacement optimal en entrée (calculé selon la méthode développée dans [Ba10]) suivi d'un recueil de filtres ayant un espacement uniforme en entrée. Enfin, le FLUT₈ dispose d'un espacement optimal de la LUT et la solution proposée pour le recueil de filtres. Nous évaluons dans la suite du chapitre, les huit techniques d'espacements pour divers scénarios. Avant cela il est nécessaire de se fixer la taille des tables et la profondeur mémoire des filtres.

Type d'espacement avancé	LUT	Recueil de filtres
<i>FLUT</i> ₅	Identique au recueil de filtres	Proposé
<i>FLUT</i> ₆	Optimal	Identique à la LUT
<i>FLUT</i> ₇	Optimal	Module (Uniforme)
<i>FLUT</i> ₈	Optimal	Proposé

Tableau 4.3 : Méthodes avancées d'espacements.

b. Choix des paramètres structurels

Rappelons que les coefficients de la table et du recueil de filtres sont identifiés respectivement par l'apprentissage direct et l'apprentissage indirect tel que présenté paragraphe 2. 3.d. Pour pouvoir comparer les différents types d'espacement dans les mêmes conditions, il est tout d'abord nécessaire de se fixer les paramètres clés des pré-distordeurs (N_1 , N_2 et L), l'objectif étant de travailler avec des pré-distordeurs de très faible complexité paramétrique. Pour cela les performances du FLUT₁ ont été évaluées en balayant le nombre de coefficients dans la table (N_1), le nombre des filtres dans le recueil de filtres (N_2) et la profondeur mémoire des filtres (L). Après plusieurs tests, nous avons constaté qu'au-delà de $L = 3$ les performances du système ne s'amélioreraient plus. Nous avons donc utilisé cette valeur $L = 3$ pour la suite des tests.

Nous présentons dans la Figure 4.7, l'effet des paramètres N_1 et N_2 (avec $N_1 = N_2$) sur les performances du système pour $L = 3$. Cette figure montre que pour un nombre d'entrée supérieur à $N_1 = N_2 = 6$, les performances ont tendance à se stabiliser. Nous constatons que le FLUT₁ est performant malgré une faible complexité paramétrique ($N_1 = 6$, $N_2 = 6$ et $L = 3$). Nous considérons ces paramètres dans la suite du travail, ensuite nous présentons en fin de chapitre l'impact de la complexité paramétrique sur les autres structures de FLUT.

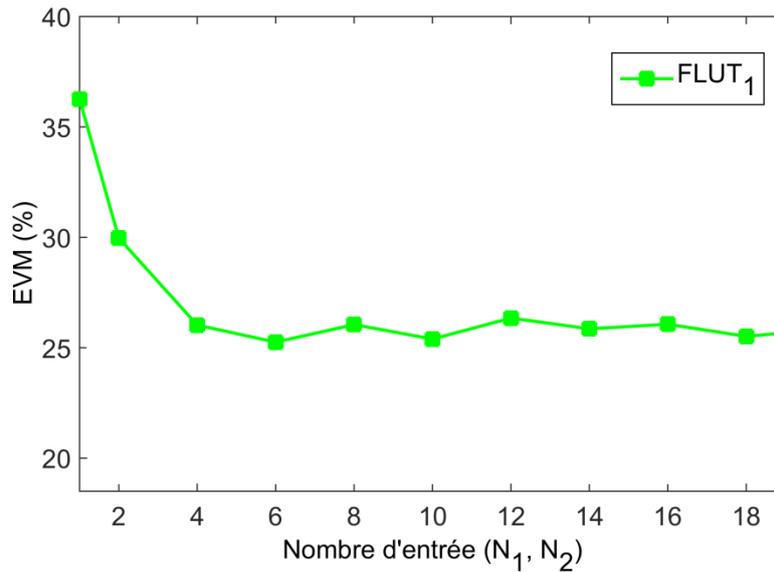


Figure 4.7 : Effet du nombre d'entrées du FLUT₁, pour une profondeur mémoire des filtres $L = 3$.

c. Performances des pré-distordeurs

i. Espacements basiques

Nous étudions ici la robustesse des huit pré-distordeurs afin de comparer leur capacité à rester efficaces face à des variations de la puissance optique d'entrée. Une étude comparative des pré-distordeurs est effectuée pour $N_1 = 6$, $N_2 = 6$ et $L = 3$. La Figure 4.8 donne les EVM obtenues lorsque les paramètres du FLUT sont identifiés à la puissance $P_{ref} = -18$ dBm et pour un balayage de la puissance d'entrée P_{in} allant de -21 dBm à -15 dBm. Les espacements non-linéaires par la loi- μ et par la loi- A ont été implémentés pour $\mu = 100$ et $A = 150$ respectivement. Après avoir effectué des simulations en balayant ces paramètres, nous avons constaté que ces valeurs offrent les meilleures performances. Nous constatons qu'un comportement robuste est observé pour l'ensemble des pré-distordeurs lorsque la puissance optique d'entrée change.

La Figure 4.8 montre qu'à proximité de la puissance d'identification ($P_{ref} = -18$ dBm), une nette amélioration des performances est obtenue par rapport à la référence (36,2 %) pour tous les types d'espacements élémentaires. Nous remarquons aussi que les espacements non-uniformes par loi- μ et loi- A offrent une amélioration de 2 % par rapport à l'espacement uniforme en module.

Notons que pour $P_{in} = -21$ dBm, les pré-distordeurs FLUT₁, FLUT₂ et FLUT₄ ont des performances très proches, alors que le FLUT₃ est le moins performant. En outre, pour un niveau de puissance plus fort ($P_{in} = -15$ dBm), on observe que les espacements non-uniformes, même élémentaires, sont plus performants que les espacements uniformes. En particulier la loi- μ (FLUT₃) offre les meilleures performances, elle est suivie par la loi- A (FLUT₄), puis par les espacements uniformes en puissance (FLUT₂) et en module (FLUT₁). Le détail des EVM mesurées est donné Tableau 4.4.

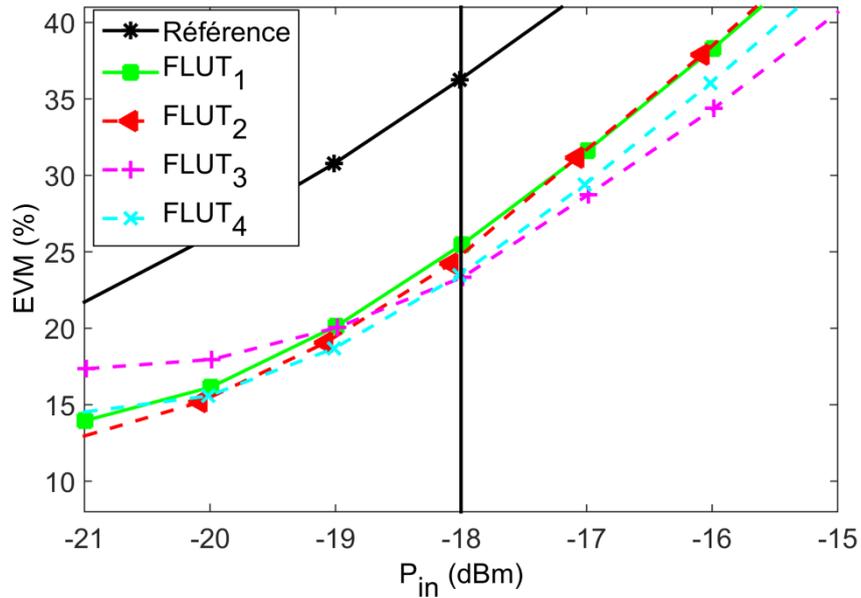


Figure 4.8 : Performance des méthodes d'espacements élémentaires.

P_{in} (dBm)	-21	-20	-19	-18	-17	-16	-15
Référence (%)	21,6	25,9	30,7	36,2	42,0	48,3	54,9
FLUT ₁ (%)	13,9	16,1	20,1	25,4	31,6	38,2	45,3
FLUT ₂ (%)	12,7	15,1	19,0	24,2	31,1	37,8	45,1
FLUT ₃ (%)	17,3	17,9	20,0	23,3	28,7	34,3	40,7
FLUT ₄ (%)	14,5	15,5	18,6	23,4	29,4	36,0	43,1

Tableau 4.4 : Performance des méthodes d'espacements élémentaires.

ii. Espacements avancés

Nous présentons maintenant les performances des espacements avancés (Figure 4.9), avec une identification également réalisée à $P_{ref} = -18$ dBm. Regardons maintenant la Figure 4.9, on peut clairement voir que le FLUT₈ composé d'une LUT à espacement optimal et d'un recueil de filtres avec l'espacement proposé, offre les meilleures performances à $P_{ref} = -18$ dBm par rapport à la référence et aux autres pré-distordeurs. Notons que le FLUT₈ offre non seulement une bonne robustesse vis-à-vis d'une variation de la puissance P_{in} , mais offre également la meilleure performance sur toute la plage de puissance. Ces résultats laissent à penser que pour la partie LUT, l'espacement doit être optimisé par la méthode de S. N. Ba [Ba10] mais que pour la partie recueil de filtres, la prise en compte de la densité de probabilité du signal est essentielle. Le détail des EVM mesurées est donné en Tableau 4.5. Un autre scénario étudié dans la section suivante, implique la ré-identification des paramètres du pré-distordeur FLUT pour différentes valeurs de puissance d'entrée.

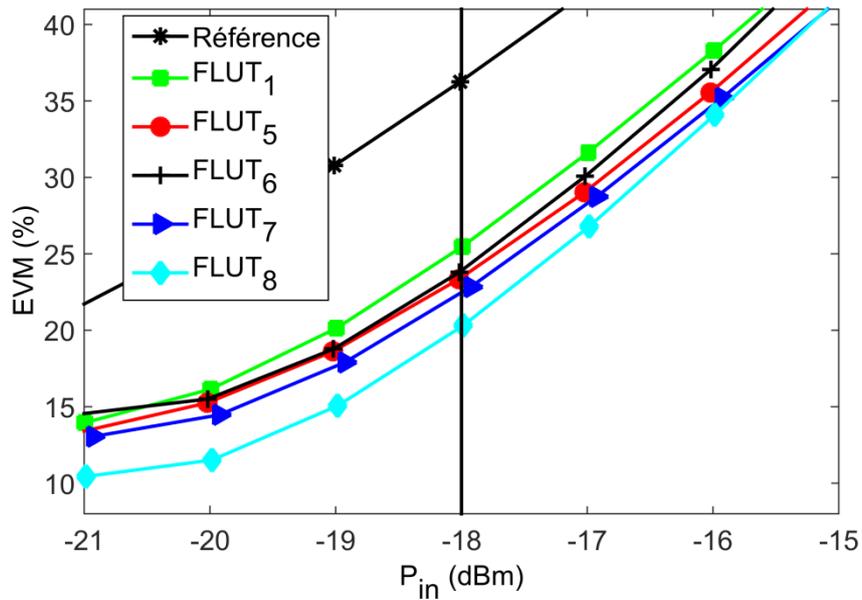


Figure 4.9 : Performance des techniques d'espacements avancés.

P_{in} (dBm)	-21	-20	-19	-18	-17	-16	-15
Réf	21,6	25,9	30,7	36,2	42,0	48,3	54,9
FLUT ₁	13,9	16,1	20,1	25,4	31,6	38,2	45,3
FLUT ₅	13,3	15,2	18,6	23,3	29,0	35,5	42,6
FLUT ₆	14,5	15,5	18,7	23,7	30,0	37,0	45,0
FLUT ₇	13,0	14,4	17,9	22,8	28,7	35,2	42,1
FLUT ₈	10,4	11,5	15,0	20,3	26,7	34,0	41,8

Tableau 4.5 : Performance des techniques d'espacements avancés.

d. Influence de la puissance d'identification

Dans cette section nous étudions la performance des pré-distordeurs identifiés à différentes puissances allant de -22 dBm à -13 dBm. Cette étude va permettre de voir si le choix des méthodes d'espacement des entrées des LUT et des recueils de filtres dépend de la zone d'utilisation du SOA. L'amélioration de l'EVM en fonction de la puissance d'identification P_{ref} pour cinq des huit structures du FLUT est tracée en Figure 4.10. Nous distinguons ici trois zones de fonctionnement en fonction de P_{ref} : zone faiblement non-linéaire (incluant la zone linéaire) pour $P_{ref} < -22$ dBm; zone moyennement non-linéaire pour $-22 \text{ dBm} \leq P_{ref} < -15$ dBm; et zone fortement non-linéaire pour $P_{ref} \geq -15$ dBm. Nous rappelons qu'un pré-distordeur n'est pas réellement nécessaire dans la zone faiblement non-linéaire et donc le pré-distordeur peut être éteint dans cette zone.

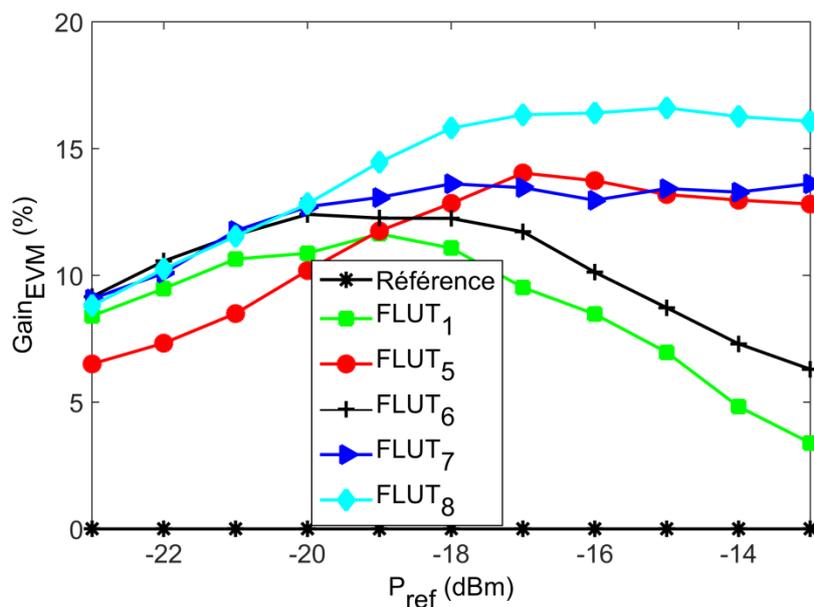


Figure 4.10 : Effet de la puissance d'identification sur le gain de performance.

P_{ref} (dBm)	-23	-20	-18	-16	-15	-14	-13
FLUT ₁ (%)	8,4	10,8	11,0	8,4	6,9	4,8	3,3
FLUT ₅ (%)	6,5	10,1	12,8	13,7	13,1	12,9	12,8
FLUT ₆ (%)	9,1	12,4	12,2	10,1	8,7	7,3	6,2
FLUT ₇ (%)	9,0	12,7	13,6	12,9	13,4	13,2	13,6
FLUT ₈ (%)	8,8	12,8	15,8	16,4	16,6	16,2	16,0

Tableau 4.6 : Effet de la puissance d'identification sur le gain de performance.

La Figure 4.10 montre aussi que pour une forte puissance d'identification, les pré-distordeurs FLUT₁ et FLUT₆ offrent de mauvaises performances. En fait, nous avons expliqué que l'espacement uniforme adopté par le FLUT₁ induit une très faible précision dans le calcul des coefficients dans la zone fortement non-linéaire. Par ailleurs pour le FLUT₆, l'espacement en entrée du recueil de filtres suit l'espacement optimal de la LUT, il induit une dégradation de performances sur une large gamme de puissance d'identification. Ce type d'espacement n'est pas adapté pour le recueil de filtres.

On peut voir aussi que le FLUT₅, obtenu en appliquant la méthode que nous proposons à la fois pour la LUT et pour le recueil des filtres, offre une large amélioration des performances par rapport aux FLUT₁ et FLUT₆ dans les zones moyennement et fortement non-linéaire. En fait, le FLUT₅ est plus performant que le FLUT₁ parce que l'espacement proposé est plus performant que l'espacement uniforme. D'un autre côté, le FLUT₅ est plus performant que le FLUT₆, parce que dans la structure du FLUT₆, l'espacement en entrée du recueil des filtres n'est pas adapté parce qu'il suit celui de la LUT. Malgré les avantages qu'apporte le FLUT₅, ce dernier reste limité dans ces performances à cause de l'espacement non optimal en entrée de la table. Le FLUT₇, défini par l'espacement optimal en entrée de la LUT et l'espacement uniforme en entrée du recueil de filtres est une autre approche qui permet de remédier au problème d'espacement en entrée de la table mais n'engendre pas d'amélioration de performance significative. Dans ce contexte, le FLUT₈, défini par l'espacement optimal en entrée de la

LUT et l'espacement proposé en entrée du recueil de filtres est le plus performant par rapport aux autres structures.

e. Influence du facteur de Henry

Nous évaluons maintenant les performances dans le cas d'un SOA présentant un couplage phase-amplitude α_H plus ou moins fort. Rappelons que α_H est l'un des paramètres ayant un impact significatif sur le comportement non linéaire de l'amplificateur. En pratique, ce facteur peut varier d'un amplificateur à l'autre selon ses caractéristiques non-linéaires; d'autre part, pour une même référence de SOA, les composants peuvent présenter une variabilité du facteur de couplage phase-amplitude. Notons que ce facteur peut changer aussi selon le point de fonctionnement du système. Tous les résultats présentés jusque-là ont été obtenus pour un facteur Henry $\alpha_H = 5$. Dans ce nouveau scénario, on fait varier le paramètre α_H auquel nous avons accès via le modèle du SOA qui a été développé dans le cadre des thèses de P. Morel et H. Khaleghi. Nous avons fait varier ce paramètre entre 1,51 et 7,57 avec un pas de 0,76. Pour chaque valeur de α_H les pré-distorseurs FLUT sont ré-identifiés.

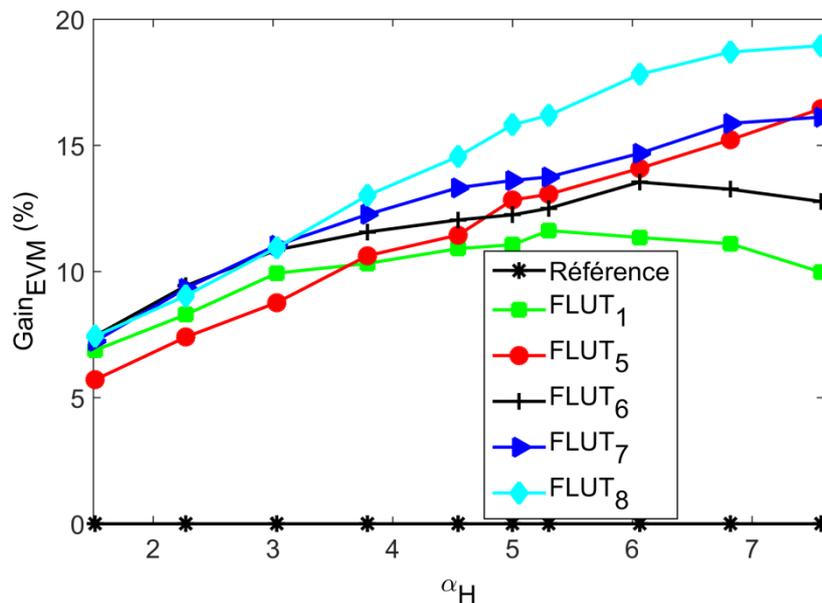


Figure 4.11 : Effet du facteur d'Henry sur le gain d'EVM.

Sur la Figure 4.11, nous constatons qu'au-delà de $\alpha_H = 3,78$, le FLUT₁ apparaît être le pré-distorseur le moins efficace par rapport aux autres pré-distorseurs. D'autre part, pour des faibles valeurs de α_H , l'impact de non-linéarité est faible ce qui explique que les structures de FLUT(s) ont une efficacité assez similaire. En conséquence, un pré-distorseur n'est donc pas forcément nécessaire pour de faibles valeurs de α_H . Pour des valeurs plus importantes de α_H , au contraire il est intéressant d'utiliser les pré-distorseurs car nous voyons que le gain de performance augmente beaucoup. Les techniques d'espacement évaluées montrent des efficacités différentes. Les pré-distorseurs FLUT₇ et FLUT₈ sont les plus efficaces sur toute la plage de α_H et plus particulièrement le FLUT₈ qui offre les meilleures performances.

f. Influence du nombre d'entrée du FLUT

Les nombres d'entrées de la table et du recueil de filtres sont les paramètres clés des pré-distorseurs et ont une influence directe sur la complexité du système. Les performances des diverses

structures de FLUT sont présentées Figure 4.12 et Figure 4.13 pour N_1 et N_2 variant de 1 à 20, et de 1 à 150 (avec $N_1 = N_2$ et $L = 3$), respectivement.

La Figure 4.12 montre que les performances s'améliorent logiquement dès que l'on augmente le nombre d'entrées. On peut voir aussi que le FLUT₁ est le moins performant tandis que le FLUT₈ offre les meilleures performances dès que $N_1 = N_2 = 2$. Notons que le FLUT₅ reste une solution intéressante en raison de son compromis de performance important par rapport aux autres schémas de pré-distorsion et sa méthode d'espacement qui est facile à mettre en œuvre.

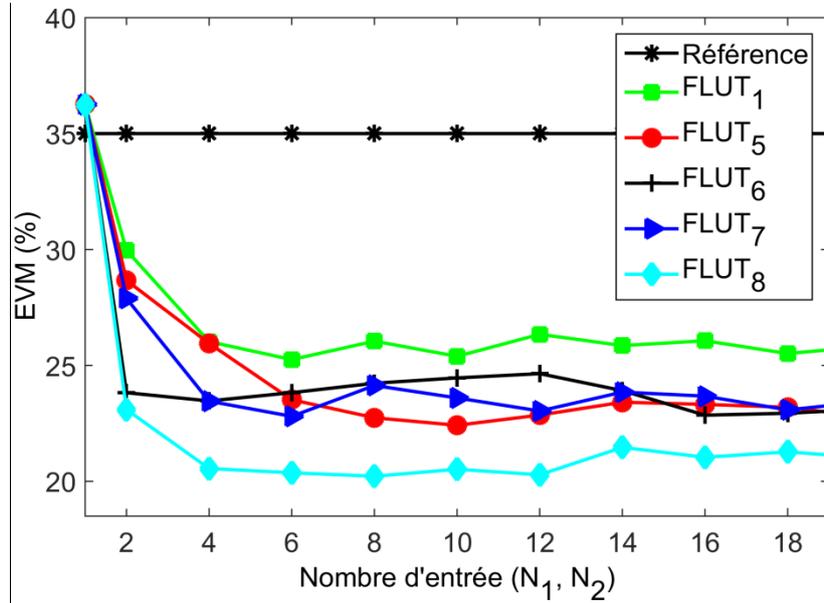


Figure 4.12 : Effet de la taille du FLUT pour $P_{ref} = -18$ dBm.

En complément à cette étude, nous observons également les effets de la forte augmentation du nombre d'entrées des tables (Figure 4.13). On peut voir que pour des valeurs assez élevées de N_1 et N_2 (>120), toutes les variantes ont tendance à produire des performances similaires. Cela se justifie simplement par le fait que le type d'espacement n'a plus d'importance lorsque le nombre d'entrées augmente.

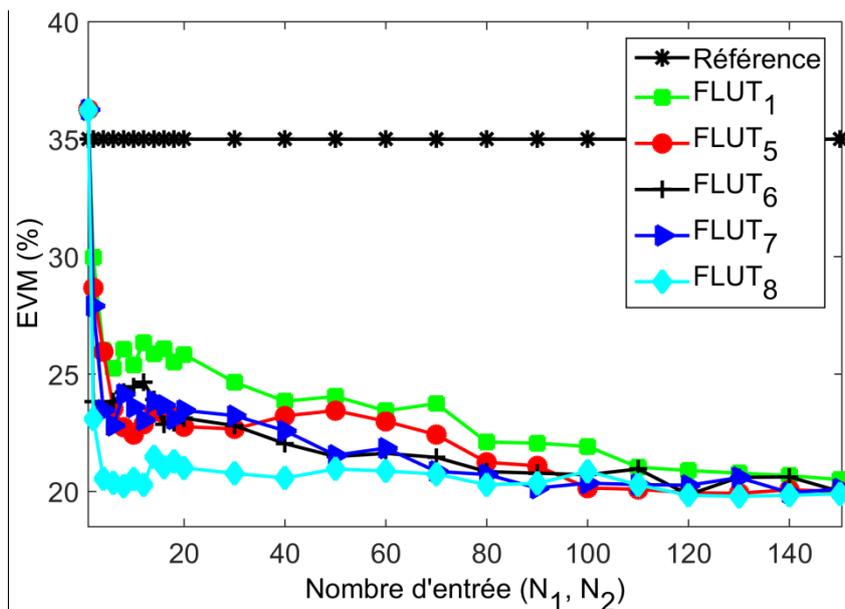
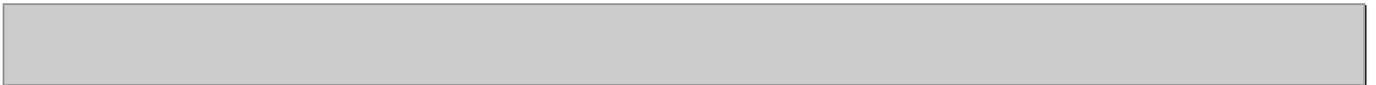


Figure 4.13 : Effet de la taille du FLUT pour $P_{ref} = -18$ dBm

5. Conclusion

Nous avons étudié dans ce chapitre la pré-distorsion FLUT constituée d'une LUT pour la compensation des non-linéarités statiques suivie d'un recueil de filtres pour la compensation des non-linéarités dynamiques. L'espacement uniforme est le concept classique d'espacement des entrées de la table de gains et du recueil de filtres mais ses performances sont limitées lorsque les non-linéarités deviennent importantes. Récemment diverses études apparaissant dans la littérature scientifique ont traité, mais uniquement, de l'optimisation de l'espacement des entrées d'une LUT. Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés à diverses techniques d'espacement à la fois pour les entrées de la LUT et pour les entrées du recueil de filtres. La méthode que nous avons proposée pour l'espacement à l'entrée du recueil de filtres se base sur la densité de probabilité (PDF) du signal à distordre. Elle a pour avantage d'être très simple à mettre en œuvre. Différentes combinaisons d'espacement à l'entrée de la LUT et du recueil de filtre ont été évaluées. Les résultats montrent que, pour une même complexité paramétrique, les espacements non uniformes améliorent la qualité de la pré-distorsion par rapport à un espacement uniforme. Le FLUT₈, consistant en un espacement optimal pour la LUT et un espacement basé sur la PDF du signal pour le recueil de filtre, est le plus performant. Il est également robuste à la variation de la puissance d'entrée du SOA et fonctionne correctement pour des non linéarités allant de faibles à très fortes. Si le calcul de l'espacement optimal, tel que proposé par Ba [Ba10] pose problème, par la méconnaissance ou l'incapacité à identifier un pré-distordeur statique idéal, le FLUT₅, reste un bon compromis puisqu'il ne nécessite que la connaissance de la PDF du signal à distordre et c'est facile à mettre en œuvre.

Conclusion et perspectives



Le travail de thèse présenté dans ce manuscrit repose sur un scénario alliant l'implémentation d'un système de modulation CO-OFDM performant et l'utilisation d'un amplificateur SOA bas coût. Afin que ce scénario soit viable et que les avantages à la fois technologiques et économiques puissent être conservés, nous avons étudié la mise en œuvre de pré-distorsions numériques en bande de base. Le SOA choisi est un INPHENIX-IPSAD1501 utilisé en tant que booster de puissance à l'émetteur. Le modèle ayant servi en simulation a été proposé pour la première fois dans la thèse de P. Morel [Mor06] [Mor09] et a été amélioré par la suite dans la thèse de H. Khaleghi [Kha12]. Il a été validé expérimentalement et reflète de manière très précise le comportement du composant réel.

Compte-tenu de la nécessité de conversion optique/électrique dans les communications optiques, qui n'est pas présente en radiofréquence, il était intéressant de valider des techniques de pré-distorsion, connues en radiofréquence, dans le contexte optique. En ce qui concerne l'identification des pré-distorsions, le fait que l'on ne fasse pas de mise à jour régulière du pré-distorsion (apprentissage itératif), nécessite que l'on soit sûr qu'il fonctionne encore lorsque l'on s'écarte du point de fonctionnement prévu. Il nous paraissait donc intéressant d'évaluer la robustesse pour mesurer le comportement du système sans pré-distorsion mais surtout avec pré-distorsion.

Il est aussi important de remarquer que dans le cas des communications optiques, la faible complexité des pré-distorsions est vitale pour permettre des très hauts débits de transmission ; c'est donc une contrainte qui a fortement orienté ce travail. Pour cette raison, nous avons calculé les paramètres de chaque pré-distorsion jusqu'à obtenir un meilleur compromis performance – complexité paramétrique.

Plusieurs schémas de pré-distorsion avec et sans mémoire ont été implémentés, adaptés et leurs performances ont été évaluées. Les résultats obtenus montrent que d'un côté, les pré-distorsions apportent un large gain de performance par rapport au système de référence (sans pré-distorsion), sur une gamme de puissance étendue. D'un autre côté, les résultats montrent que l'apport de la pré-distorsion devient de plus en plus important quand on s'approche de la zone fortement non-linéaire. De plus, dans cette même zone fortement non-linéaire, la différence de performances entre les diverses structures devient plus flagrante ce qui nous a permis d'identifier les structures les plus efficaces.

Nous avons également constaté que les pré-distorsions avec mémoire offrent des performances supérieures au prix d'une complexité légèrement plus élevée mais néanmoins très raisonnable. Par ailleurs, les performances se dégradent lorsqu'on s'écarte significativement de la puissance d'identification des pré-distorsions. Nous avons en conséquence proposé en deuxième et troisième chapitres deux solutions pour améliorer la robustesse d'un pré-distorsion classique sur une large bande de puissance optique d'entrée du SOA. La première solution est le pré-distorsion moyen. Il possède la même complexité qu'un pré-distorsion classique, offre un bon compromis de performances, et n'impose pas de changement structurel dans son implémentation. La seconde solution est le pré-distorsion commuté. Il offre non seulement un gain de performance par rapport au pré-distorsion classique, mais aussi par rapport au pré-distorsion moyen, au prix d'une complexité paramétrique supérieure liée à la multiplicité des jeux de coefficients du pré-distorsion.

L'étude sur la robustesse et notamment l'analyse stochastique est un aspect inédit de ce travail de thèse ; le troisième chapitre a permis d'aborder cette question. L'étude a porté sur la capacité des pré-distorsions à continuer de fonctionner correctement lorsque certains paramètres de l'émetteur, considérés lors de l'identification des pré-distorsions, varient. Nous montrons de manière très claire et originale que la pré-distorsion apporte une immunité face aux aléas qui affecte le système. Les pré-distorsions restent toujours utiles et en particulier, le PTB fournit la meilleure robustesse. Après avoir étudié une variation séparée des paramètres, nous avons analysé de nouveau le comportement de la

pré-distorsion mais cette fois pour une variation conjointe des paramètres. Nous montrons que les concepteurs peuvent mener ce type d'analyse de manière efficace par l'utilisation de méta-modèles de type Chaos Polynomial. Cette approche constitue une méthode récente pour étudier la variation conjointe de plusieurs paramètres. Cette approche est originale dans ce contexte pour mesurer la robustesse des pré-distorsionneurs. Elle permet notamment de surmonter les difficultés de l'approche classique Monte Carlo liées à la charge calculatoire importante et au temps de simulation très élevé, tout en fournissant des résultats d'une très grande précision.

Par ailleurs, nous nous sommes penchés sur l'amélioration des performances en jouant non seulement sur la pré-distorsion, mais aussi avec une réduction de facteur de crête afin de réduire l'impact des fortes amplitudes du signal en bande de base (tout en considérant la variation de certains paramètres du système). Nous avons constaté que la combinaison réduction PAPR/pré-distorsion offre un large gain de performance à forte puissance par rapport au système de référence, à la pré-distorsion seule ou la réduction du PAPR seule. Les résultats montrent à nouveau que la structure PTB est globalement très avantageuse et que ses performances peuvent être améliorées en la combinant avec une réduction du PAPR.

Une autre structure de pré-distorsion est plus particulièrement étudiée en dernier chapitre, il s'agit du FLUT. Nous nous sommes intéressés à étudier l'impact de l'espacement non-uniforme en entrée de cette structure de pré-distorsion. Nous avons évalué différentes combinaisons d'espacement à l'entrée de la LUT et du recueil de filtres ; un bilan comparatif a été effectué pour différents scénarios de fonctionnement. Les résultats de ce travail original montrent que l'on peut améliorer les performances du pré-distorsionneur FLUT, lorsque l'espacement en entrée du recueil de filtres se base sur la densité de probabilité du signal d'entrée. Le FLUT à espacement non-uniforme dépasse le cadre de l'adaptation au domaine optique ; c'est une solution entièrement inédite qui présente de nombreux avantages tels que l'efficacité de linéarisation et la très faible complexité.

Tout travail de thèse, en apportant des réponses, ouvre aussi des perspectives. C'est d'autant plus vrai que ce travail se situe dans le cadre d'une thématique émergente au Lab-STICC sur la pré-distorsion dans les réseaux optiques.

En premier lieu la validation expérimentale menée au laboratoire devra se poursuivre pour analyser les performances des pré-distorsionneurs dans des conditions réelles.

L'ensemble des simulations effectuées dans le cadre de cette thèse a visé principalement l'amélioration de la qualité de l'émetteur. Les études futures devront compléter la chaîne de simulation pour fournir une meilleure prise en compte du canal et du récepteur. Il faudra aussi varier les scénarios et considérer le cas de plusieurs SOA cascades en ligne (avec pour objectif d'augmenter la portée de transmission) ou en tant que préamplificateur (afin de diminuer la sensibilité requise du récepteur cohérent). Dans ces scénarios, on peut s'attendre à des accumulations de bruits et d'effets non-linéaires apportés par les différents SOA. Il sera donc intéressant d'étudier l'efficacité de la pré-distorsion dans ces conditions. Il pourrait aussi être intéressant de chercher à compenser les non-linéarités d'autres types de composants comme par exemple le RSOA (Reflective Semiconductor Optical Amplifier) ayant une double fonction de modulateur et d'amplificateur.

Rappelons que l'utilisation d'un bloc de pré-distorsion associé à une réduction de PAPR offre une amélioration notable des performances de l'amplificateur. Dans cette thèse nous avons testé cette association avec chaque bloc identifié séparément. On peut espérer gagner encore en performance en mettant en place une procédure d'optimisation conjointe des deux blocs.

Les études menées sur la robustesse constituent un apport important de cette thèse et l'utilisation des outils récents d'analyse stochastique représente une véritable nouveauté. Il faudra explorer beaucoup plus en détail l'utilisation de méta-modèles et varier les scénarios. Il faudra aussi essayer de pousser cette thématique au-delà de la simple analyse et essayer de mettre en place un processus d'optimisation du pré-distordeur afin d'augmenter la robustesse du système.

Références bibliographiques



- [Abd17] M. Abdelaziz, “Reduced-complexity digital predistortion in flexible radio spectrum access”, *Thèse de doctorat, University of Technology*, 2017.
- [Agr00] G. P. Agrawal, “Nonlinear fiber optics”, *In Nonlinear Science at the Dawn of the 21st Century*, Springer, Berlin, Heidelberg, pp. 195-211, 2000.
- [Agr12] G. P. Agrawal, “Fiber-optic communication Systems”, *John Wiley & Sons*, vol. 222, 2012.
- [Agr16] G. P. Agrawal, “Optical communication: Its History and Recent Progress”, *In Optics in Our Time*, Springer, Cham, pp. 177-199, 2016.
- [Ai07] B. Ai, Z. X. Yang, C. Y. Pan, S. G. Tang, T. T. Zhang, “Analysis on LUT based predistortion method for HPA with memory”, *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 53, no. 1, pp. 127–131, 2007.
- [Alf00] Z. Alferov, “Double heterostructure lasers: early days and future perspectives”, *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 6, no. 6, pp. 832–840, 2000.
- [And01] D. R. Anderson, and W. H. Cantrell, “High-efficiency high-level modulator for use in dynamic envelope tracking CDMA RF power amplifiers”, *In IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, no. 01CH37157, pp. 1509–1512, 2001.
- [Anj15] M. R. Anju, and V. R. Vipin, “Simulation and Performance Analysis of Optical Wavelength Converters based on Cross Gain Modulation (XGM) in SOA”, *International Journal of Engineering Research and General Science*, vol. 3, no. 2, pp. 918-22, 2015.
- [Arm08] J. Armstrong, “OFDM: From copper and wireless to optical”, *In Optical Fiber Communication Conference, Optical Society of America*, 2008.
- [Art71] T. Arthanayake, and H. B. Wood, “Linear amplification using envelope feedback”, *Electronics Letters*, vol. 7, no. 7, pp. 145-146, 1971.
- [Azo15] S. Azou, S. Bejan, P. Morel, and A. Sharaiha, “Performance improvement of a SOA-based coherent optical-OFDM transmission system via nonlinear companding transforms”, *Optics Communications*, vol. 336, pp. 177-183, 2015.
- [Ba07] S. N. Ba, K. Waheed, and G. T. Zhou, “Optimal spacing for a polar look-up table predistorter”, *IEEE Northeast Workshop on Circuits and Systems*, pp. 189-192, 2007.
- [Ba09] S. N. Ba, “Efficient digital baseband predistortion for modern wireless handsets”, *Thèse de doctorat, Georgia Institute of Technology*, 2009.
- [Ba10] S. N. Ba, K. Waheed, and G. T. Zhou, “Optimal spacing of a linearly interpolated complex-gain LUT predistorter”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 2, pp. 673-681, 2010.
- [Bal17] M. B. Balogun, O. O. Oyerinde, and F. Takawira, “Efficient constant modulus based carrier frequency offset estimation for CO-OFDM systems”, *IEEE Photonics Journal*, vol. 9, no. 5, pp. 1-15, 2017.
- [Ban00] D. M. Baney, P. Gallion, and R. S. Tucker, “Theory and measurement techniques for the noise figure of optical amplifiers”, *Optical Fiber Technology*, vol. 6, no. 2, pp. 122–154, 2000.
- [Bar14] F. M. Barradas, T. R. Cunha, P. M. Lavrador, and J. C. Pedro, “Polynomials and LUTs in PA behavioral modeling: A fair theoretical comparison”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 12, pp. 3274–3285, 2014.
- [Bau03] G. Baudoin, R. Marsalek, and P. Jardin, “A new approach for LUT-based digital predistorters adaptation”, *In Proceedings of 10th Electronic Devices and Systems Conference*, pp. 162–165, 2003.
- [Bay16] P. Bayvel, R. Maher, T. Xu, G. Liga, N. A. Shevchenko, D. Lavery, A. Alvarado, and R. I. Killey, “Maximizing the optical network capacity”, *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, vol. 374, no. 2062, 2016.
- [Bej14] S. Bejan, “On digital predistortion techniques for the optimization of coherent-optical OFDM systems”, rapport de stage, ENIB, Brest, 2017.
- [Bej15] S. Bejan, S. Azou, P. Morel, C. Diouf, M. Telescu, N. Tanguy, and A. Sharaiha, “A joint linearization/companding approach for improving a CO-OFDM transmitter,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 27, no. 20, pp. 2162-2165, 2015.
- [Bell1] A. Beling, N. Ebel, A. Matiss, G. Unterbörsch, M. Nölle, J. K. Fischer, J. Hilt, L. Molle, C. Schubert, F. Verluise, and L. Fulop, “Fully-integrated polarization-diversity coherent receiver module for 100G DP-QPSK,” *In Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, IEEE*, pp. 1-3, 2011.

- [Ben17] D. F. Bendimerad, and Y. Frignac, “Numerical investigation of SOA nonlinear impairments for coherent transmission systems based on SOA amplification,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 35, no. 24, pp.5286-5295, 2017.
- [Ber03] T. W. Berg, “The dynamics of semiconductor optical amplifiers: modeling and applications”, *Optics and photonics News*, vol. 14, no. 7, pp. 42-48, 2003.
- [Ber06] M. Berveiller, B. Sudret, and M. Lemaire, “Stochastic finite elements: a non intrusive approach by regression”, *European Journal of Computational Mechanics/Revue Européenne de Mécanique Numérique*, vol. 15, no. 1-3, pp. 81-92, 2006.
- [Bla09] G. Blatman, “Adaptive sparse polynomial chaos expansion for uncertainty propagation and sensitivity analysis”, *Thèse de doctorat, Université de Clermont-Ferrand 2*, 2009.
- [Bla28] H. S. Black, “Translating System”, *U.S. Patent*, no. 1,686,792, 1928.
- [Bla34] H. S. Black, “Stabilized feed-back amplifiers,” *Electrical Engineering*, vol. 53, pp. 114-120, 1934.
- [Bor00] P. Borri, W. Langbein, J. M. Hvam, F. Heinrichsdorff, M. H. Mao, and D. Bimberg, “Spectral hole-burning and carrier-heating dynamics in InGaAs quantum-dot amplifiers”, *IEEE Journal of selected topics in Quantum electronics*, vol. 6, no. 3, pp. 544–551, 2000.
- [Bou04] S. Boumaiza, J. Li, M. Jaidane-Saidane, and F. M. Ghannouchi, “Adaptive digital/RF predistortion using a nonuniform LUT indexing function with built-in dependence on the amplifier nonlinearity”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 12, pp. 2670–2677, 2004.
- [Bra08] R. N. Braithwaite, “Wide bandwidth adaptive digital predistortion of power amplifiers using reduced order memory correction”, *In IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1517-1520, 2008.
- [Bra12] M. Brandon, “Optimisation conjointe de méthodes de linéarisation de l’émetteur pour des modulations multi-porteuses”, *Thèse de doctorat, Université de Cergy-Pontoise*, 2012.
- [Bul16] S. S. K. C. Bulusu, “Performance analysis and PAPR reduction techniques for filter-bank based multi-carrier systems with non-linear power amplifiers”, *Thèse de doctorat, Conservatoire national des arts et metiers - CNAM*, 2016.
- [Car12] A. V. Cartaxo, T. M. Alves, W. F. Carvalho, and J. A. Morgado, “Linearization techniques of electro-optical converters for multi-format OFDM-based PONs”, *In IEEE 14th International Conference on Transparent Optical Networks*, pp. 1-5, 2012.
- [Cav90] J. K. Cavers, “Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements”, *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 39, no. 4, pp. 374-382, 1990.
- [Cav99] J. K. Cavers, “Optimum table spacing in predistorting amplifier linearizers”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, no. 5, pp. 1699–1705, 1999.
- [Ces08] A. Cesari, “Implémentation de techniques de linéarisation et d’amélioration du rendement pour les amplificateurs de puissance RF”, *Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier-Toulouse III*, 2008.
- [Cha66] R. W. Chang, “Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission”, *Bell System Technical Journal*, vol. 45, no. 10, pp. 1775-1796, 1966.
- [Cha70] R. W. Chang, “Orthogonal frequency multiplex data transmission system”, *U.S. Patent no. 3,488,445*, 1970.
- [Cha13] O. Z. Chahabi, “Techniques de traitement numérique du signal pour les systèmes de transmission optique ultra haut débit à détection cohérente”, *Thèse de doctorat, Télécom Bretagne, Université de Bretagne-Sud*, 2013.
- [Che14] H. Chen, J. Li, K. Xu, Y. Pei, Y. Dai, F. Yin, and J. Lin, “Experimental investigation on multi-dimensional digital predistortion for multi-band radio-over-fiber systems,” *Optics express*, vol. 22, no. 4, pp. 4649-4661, 2014.
- [Cho91] J. S. Chow, J. C. Tu, and J. M. Cioffi, “A discrete multitone transceiver system for HDSL applications”, *IEEE journal on selected areas in communications*, vol. 9, no. 6, pp. 895-908, 1991.
- [Cho05a] J. Chou, O. Boyraz, and B. Jalali, “Adaptive optical post distortion linearization”, *Optics Express*, vol. 13, no. 15, pp. 5711-5718, 2005.
- [Cho05b] K. J. Cho, W. J. Kim, J. H. Kim, and S. P. Stapleton, “Linearity optimization of a high power Doherty amplifier based on post-distortion compensation”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 11, pp. 748-750, 2005.

- [Cho14] C. W. Chow, C. H. Yeh, J. Y. Sung, and S. H. Chen, “Direct-detection all-optical OFDM superchannel for long-reach PON”, In *IEEE 13th International Conference on Optical Communications and Networks*, pp. 1-4, 2014.
- [Cim85] L. Cimini, “Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing”, *IEEE transactions on communications*, vol. 33, no 7, pp. 665-675, 1985.
- [Cim04] A. S. Cimini, “Recurrent neural networks usefulness in digital pre-distortion of power amplifiers”, In *15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, vol. 1, pp. 249–252, 2004.
- [Cor17] J. O. Cornejo, S. Bejan, S. Azou, J. P. Mir, and P. Morel, “On envelope-tracking for SOA amplification of multicarrier signal”, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 1-4, 2017.
- [Cox06] C. H. Cox, “Analog optical links: theory and practice,” *Cambridge University Press*, 2006.
- [Dar05] S. Dardenne, “Amélioration de la linéarité des amplificateurs de puissance par injection de composantes basses fréquences et d’intermodulation, pour des applications de radiocommunications mobiles”, *Thèse de doctorat, Université de Poitiers*, 2005.
- [DeL70] O. E. DeLange, “Wide-band optical communication systems: Part II—Frequency-division multiplexing”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 58, no. 10, pp. 1683-1690, 1970.
- [Din02] L. Ding, G. T. Zhou, D. R. Morgan, Z. Ma, J. S. Kenney, J. Kim, and C. R. Giardina, “Memory polynomial predistorter based on the indirect learning architecture”, In *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM’02)*, IEEE, vol. 1, pp. 967-971, 2002.
- [Din04] L. Ding, G. T. Zhou, D. R. Morgan, Z. Ma, J. S. Kenney, J. Kim, and C. R. Giardina, “A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials”, *IEEE Transaction on Communication*, vol. 52, no. 1, pp. 159-165, 2004.
- [Din05] M. Ding, B. Jones, and J. Kim, “Joint optimization of PAR reduction and digital predistortion for wireless LAN applications”, In *Texas Wireless Symposium*, 2005.
- [Dio17] C. Diouf, M. Younes, A. Noaja, S. Azou, M. Telescu, P. Morel, and N. Tanguy, “Robustness analysis of a parallel two-box digital polynomial predistorter for an SOA-based CO-OFDM system”, *Optics Communications*, vol. 402, pp. 442-452, 2017.
- [Djo06] I. B. Djordjevic, and B. Vasic, “Orthogonal frequency division multiplexing for high-speed optical transmission”, *Optics Express*, vol. 14, no. 9, pp. 3767-3775, 2006.
- [Doo13] A. Doostan, A. Validi, and G. Iaccarino, “Non-intrusive low-rank separated approximation of high-dimensional stochastic models”, *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*, vol. 263, pp. 42-55, 2013.
- [Dur94] T. Durhuus, C. Joergensen, B. Mikkelsen, R. Pedersen, and K. Stubk-jaer, “All optical wavelength conversion by SOA’s in a Mach-Zehnder configuration”, *IEEE photonics technology letters*, vol. 6, no. 1, pp. 53-55, 1994.
- [Eun97] C. Eun, and E. J. Powers, “A new Volterra predistorter based on the indirect learning architecture”, *IEEE transactions on signal processing*, vol. 45, no. 1, pp. 223-227, 1997.
- [Fan16] Q. Fan, J. He, M. Chen, J. Liu, and L. Chen, “Low-complexity phase noise compensation approach for CO-OFDM systems”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 28, no. 21, pp. 2323-2326, 2016.
- [Fau94] M. Faulkner, and M. Johansson, “Adaptive linearization using predistortion - experimental results”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, no. 2, pp. 323-332, 1994.
- [Fen13] X. Feng, B. Feuvrie, A. S. Descamps, and Y. Wang, “Improved baseband digital predistortion for linearising PAs with nonlinear memory effects using linearly interpolated LUT”, *Electronics Letters*, vol. 49, no. 22, pp. 1389-1391, 2013.
- [Fin12] K. Finnerty, J. Dooley, and R. Farrell, “Cartesian pre-distortion using a sigma delta modulator for multi-standard RF power amplifiers”, In *IET Irish Signals and Systems Conference*, pp. 1–5, 2012.
- [Fos98] G. J. Foschini, and M. J. Gans, “On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas”, *Wireless personal communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, 1998.
- [Gan08] L. Gan, E. Abd-Elrady, “Digital predistortion of parallel Wiener-Type systems using the PREM and NFxLMS algorithms”, *9th International Conference on Signal Processing*, pp. 149–152, 2008.
- [Gha09] F. M. Ghannouchi, and O. Hammi, “Behavioral modeling and predistortion”, *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no 7, pp. 52-64, 2009.

- [Gha15] F. M. Ghannouchi, O. Hammi, and M. Helaoui, “Behavioral Modeling and Predistortion of wideband wireless transmitters”, *John Wiley & Sons*, 2015.
- [Ger78] A. Gersho, “Principles of quantization”, *IEEE Transactions on circuits and systems*, vol. 25, no 7, pp. 427-436, 1978.
- [Gha98] R. Ghanem, and S. Dham, “Stochastic finite element analysis for multiphase flow in heterogeneous porous media”, *Transport in porous media*, vol. 32, no. 3, pp. 239-262, 1998.
- [Gid15] I. Gidarīs, A. Taflanidis, and G. P. Mavroeidis, “Kriging metamodeling in seismic risk assessment based on stochastic ground motion models”, *Earthquake Engineering & Structural Dynamics*, vol. 44, no. 14, pp. 2377-2399, 2015.
- [Gil05] P. Gilabert, G. Montoro, and E. Bertran, “On the Wiener and Hammerstein models for power amplifier predistortion”, *In Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings IEEE*, vol. 2, pp. 4, 2005.
- [Gon06] O. González, R. Pérez-Jiménez, S. Rodríguez, J. Rabadán, and A. Ayala, “Adaptive OFDM system for communications over the indoor wireless optical channel”, *IEE Proceedings-Optoelectronics*, vol. 153, no. 4, pp. 139-144, 2006.
- [Gou11] O. A. Gouba, and Y. Louët, “Joint study PAPR reduction and HPA predistortion”, *In URSI GASS*, 2011.
- [Gou13] O. A. Gouba, “Approche conjointe de la réduction du facteur de crête et de la linéarisation dans le contexte OFDM”, *Thèse de doctorat, Centrale Supélec*, 2013.
- [Gru07] J. Grubor, V. Jungnickel, and K. D. Langer, “Adaptive optical wireless OFDM system with controlled asymmetric clipping”, *Conference Record of the Forty-First Asilomar Conference on Signals, Systems and Computer, IEEE*, pp. 1896-1902, 2007.
- [Gua11] L. Guan, and A. Zhu, “Simplified dynamic deviation reduction based volterra model for doherty power amplifiers”, *Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits, IEEE*, pp. 1-4, 2011.
- [Gua16] P. Guan, K. M. Røge, H. C. H. Mulva et al., “All-optical ultra-high-speed OFDM to Nyquist-WDM conversion based on complete optical Fourier transformation”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 2, pp. 626-632, 2016.
- [Gua18] H. Guan, “Next Generation Silicon Photonic Transceiver: From Device Innovation to System Analysis”, *Thèse de doctorat, Colombia university*, 2018.
- [Had19] M. U. Hadi, P. A. Traverso, G. Tartarini, O. Venard, G. Baudoin, J. L. Polleux, “Digital predistortion for linearity improvement of VCSEL-SSMF-based radio-over-fiber links”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 29, no. 2, pp. 155-157, 2019.
- [Ham08a] O. Hammi, S. Carichner, B. Vassilakis, and F. M. Ghannouchi, “Synergetic Crest Factor Reduction and Baseband Digital Predistortion for Adaptive 3G Doherty Power Amplifier Linearizer Design”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 11, pp. 2602-2608, 2008.
- [Ham08b] O. Hammi, S. Carichner, B. Vassilakis, and F. M. Ghannouchi, “Effects of crest factor reduction on the predistortion performance for multi-carrier 3G RF power amplifiers”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1085-1088, 2009.
- [Han99] G. Hannington, P. F. Chen, P. M Asbeck, and L. E. Larson, “High-efficiency power amplifier using dynamic power-supply voltage for CDMA applications”, *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 47, no. 8, pp. 1471-1476, 1999.
- [Has01] J. Y. Hassani, and M. Kamarei, “A flexible method of LUT indexing in digital predistortion linearization of RF power amplifiers”, *In ISCAS, The IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 1, no. 01CH37196, 2001.
- [Hay70] I. Hayashi, M. B. Panish, P. W. Foy, and S. Sumski, “Junction lasers which operate continuously at room temperature”, *Applied Physics Letters*, vol. 17, no. 3, pp. 109-111, 1970.
- [Hek10] A. Hekkala, M. Lasanen, L. C. Vieira, N. J. Gomes, and A. Nkansah “Architectures for joint compensation of RoF and PA with nonideal feedback”, *IEEE 71st Vehicular Technology Conference*, pp. 1-5, 2010.
- [Hek12] A. Hekkala, M. Hiiivala, M. Lasanen, J. Perttu, L. C. Vieira, N. J. Gomes, and A. Nkansah, “Predistortion of Radio Over Fiber Links: Algorithms, Implementation, and Measurements,” *IEEE Transactions on circuits and systems I: Regular papers*, vol. 59, no. 3, pp. 664-672, 2012.
- [Hen82] C. Henry, “Theory of the linewidth of semiconductor lasers”, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 18, no. 2, pp. 259-264, 1982.

- [Her08] M. Herzog, A. Gilg, M. Paffrath, P. Rentrop, and U. Wever, “Intrusive versus non-intrusive methods for stochastic finite element”, In *Springer Berlin Heidelberg*, pp. 161-174, 2008.
- [Hu09] S. Hu, G. Wu, Q. Wen, Y. Xiao, and S. Li, “Nonlinearity Reduction by Tone Reservation with Null Subcarriers for WiMAX System”, *Wireless personal communications*, vol. 54, no. 2, pp. 289-305, 2009.
- [Hu17] C. Hu, M. Zhang, Z. Li, D. Wang, Z. Wu, and Q. Wang, “Design and implementation of adaptive digital pre-distortion with partial transmit sequence algorithm for DMT modulation in high speed optical interconnection”, In *16th International Conference on Optical Communications and Networks, IEEE*, pp. 1-3, 2017.
- [Jac11] G. Jacobsen, T. Xu, S. Popov, J. Li, Y. Zhang, and A. T. Friberg, “Error-rate floors in differential n-level phase-shift-keying coherent receivers employing electronic dispersion equalization”, *Journal of Optical Communications*, vol. 32, no. 3, pp. 191-193, 2011.
- [Jar07] P. Jardin, and G. Baudoin, “Filter look up table method for power amplifiers linearization”, *IEEE Transactions on Vehicular*, vol. 56, pp. 1076-1087, 2007.
- [Jar15] M. A. Jarajreh, E. Giacomidis, I. Aldaya, S. Thai Le, A. Tsokanos, Z. Ghassemlooy, and N. J. Doran, “Artificial neural network nonlinear equalizer for coherent optical OFDM”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 27, no. 4, pp. 387-390, 2015.
- [Jie02] M. Wen-Jie, R Li-Xing, and C. Kang-Shen, , “Adaptive predistortion for RF power amplifier based on new look-up table indexing method”, *3rd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, Proceedings, IEEE*, pp. 932-935, 2002.
- [Jos17] M. Jossent, “Development of dispersion tailored optical fibers for ultrafast 2 μm lasers,” *thèse de doctorat, Université de Limoge*, 2017.
- [Kah52] L. R. Kahn, “Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration”, *Proceedings of the IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803–806, 1952.
- [Kan98] H. W. Kang, Y. S. Cho, and D. H. Youn, “Adaptive precompensation of Wiener systems”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 46, no. 10, pp. 2825-2829, 1998.
- [Kao66] C. K. Kao, and G. A. Hockham, “Dielectric-fiber surface waveguides for optical frequencies”, In *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 113, no. 7, pp. 1151-1158, 1966.
- [Kap70] F. P. Kapron, D. B. Keck, and R. D. Maurer, “Radiation losses in glass optical waveguides”, *Applied Physics Letters*, vol. 17, no. 10, pp. 423-425, 1970.
- [Kar16] F. Karinou, Z. Yu, N. Stojanovic and C. Xie, “Transmitter Digital Pre-distortion Techniques for Band-Limited Optical Networks”, In *21st. OptoElectronics and Communications Conference (OECC) held jointly with International Conference on Photonics in Switching (PS), IEEE*, pp. 1-3, 2016.
- [Ken00] P. B. Kenington, “High Linearity RF Amplifier Design”, *Artech House Publishers*, 2000.
- [Ken01] J. S. Kenney, W. Woo, L. Ding, R. Raich, H. Ku, and G. T. Zhou, “The impact of memory effects on predistortion linearization of RF power amplifiers”, In *Proc. 8th Intl. Symposium on Microwave and Optic Technology*, pp. 189-193, 2001.
- [Kha12] H. Khaleghi, “Influence des amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA) sur la transmission cohérente de signaux optiques à format de modulation multi-porteuses (CO-OFDM)”, *Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Brest*, 2012.
- [Kha13] H. Khaleghi, P. Morel, A. Sharaiha, T. Rampone, “Experimental validation of numerical simulations and performance analysis of a coherent optical-OFDM transmission system employing a semiconductor optical amplifier”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 1, pp. 161-70, 2013.
- [Kha15] G. Khanna, S. Calabrò, B. Spinnler, E. De Man, and N. Hanik, “Joint adaptive pre-compensation of transmitter I/Q skew and frequency response for high order modulation formats and high Baud rates”, In *Optical Fiber Communication Conference, Optical Society of America*, pp. M2G-4, 2015.
- [Kha16] G. Khanna, B. Spinnler, S. Calabrò, E. D. Man, and N. Hanik, “A Robust Adaptive Pre-Distortion Method for Optical Communication Transmitters”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 28, no. 7, pp. 752-755, 2016.
- [Kik10] K. Kikuchi, “Coherent Optical Communications: Historical Perspectives and Future Directions, Optical and Fiber Communications Reports”, In *High Spectral Density Optical Communication Technologies, Springer, Berlin, Heidelberg*, pp. 11-49, 2010.

- [Kik11] N. Kikuchi, and S. Sasaki, “Long-distance standard single-mode fiber transmission of 40-Gbit/s 16QAM signal with optical delay-detection and digital pre-distortion of chromatic dispersion”, *Optical Fiber Communication Conference, Optical Society of America*, pp. OThE3, 2011.
- [Kil05] R. I. Killey, P. M. Watts, V. Mikhailov, M. Glick, and P. Bayvel, “Electronic dispersion compensation by signal predistortion using digital processing and a dual-drive Mach-Zehnder modulator”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 3, pp. 714–716, 2005.
- [Kim94] K. S. Kim, R. H. Stolen, W. A. Reed, et K. W. Quoi, “Measurement of the nonlinear index of silica-core and dispersion-shifted fibers”, *Optics letters*, vol. 19, no. 4, pp. 257-259, 1994.
- [Kim99] D. Kim and G. L. Stuber, “Hard-clipping Noise Mitigation for OFDM by Decision-Aided Reconstruction”, *IEEE Communications Letters*, vol. 3, no 1, pp. 4-6, 1999.
- [Kim01] J. Kim and K. Konstantinou, “Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory”, *Electronics Letters*, vol. 37, no. 23, pp. 1417-1418, 2001.
- [Kim05] W. J. Kim, S. P. Stapleton, J. H. Kim, and C. Edelman, “Digital predistortion linearizes wireless power amplifiers”, *IEEE microwave magazine*, vol. 6, no. 3, pp. 54-61, 2005.
- [Ku03] H. Ku, and J. S. Kenney, “Behavioral modeling of nonlinear RF power amplifiers considering memory effects”, *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 51, no. 12, pp. 2495-2504, 2003.
- [Lan11] C. Langlais, S. Haddad, Y. Louet, N. Mazouz, “Clipping noise mitigation with capacity approaching FEC codes for PAPR reduction of OFDM signals”, *In 2011 8th International Workshop on. IEEE*, pp. 1-5, 2011.
- [Lar03] C. L. Larose And F. M. Ghannouchi, “Optimization of feedforward amplifier power efficiency on the basis of drive statistics”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 1, pp. 41-54, 2003.
- [Las87] R. Lassalle and M. Alard, “Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers”, *EBU Tech. Rev.*, vol. 224, no. 1, pp. 168-190, 1987.
- [Lee02] S. Y. Lee, B. J. Kon, H. D. Jung, and S. K. Hlan, “Reduction of chromatic dispersion dispersion effects and linearization of Dual-Drive Mach-Zehnder modulator by using semiconductor optical amplifier in analog optical links”, *28th European Conference, IEEE*, pp. 1-2, 2002.
- [Lee07] S. C. J. Lee, F. Breyer, S. Randel, M. Schuster, J. Zeng, F. Huiskens, H. P. A. van den Boom, A. M. J. Koonen, and N. Hanik, “24-Gb/s transmission over 730 m of multimode fiber by direct modulation of 850-nm VCSEL using discrete multi-tone modulation”, *In National Fiber Optic Engineers Conference, Optical Society of America*, pp. PDP6, 2007.
- [Lee08] S. C. J. Lee, F. Breyer, S. Randel, O. Ziemann, H. P. A. Boom, and A. M. J. Koonen, “Low-cost and robust 1-Gbit/s plastic optical fiber link based on light-emitting diode technology”, *In Optical Fiber Communication Conference, Optical Society of America*, pp. OWB3, 2008.
- [Li12] F. Li, “Linéarisation des amplificateurs de puissance dans les systèmes de communication large bande par prédistorsion numérique en bande de base”, *Thèse de doctorat, Université Nantes Angers Le Mans*, 2012.
- [Lia14] K. F. Liang, J. H. Chen, and Y. J. E. Chen, “A Quadratic-Interpolated LUT-Based Digital Predistortion Technique for Cellular Power Amplifiers”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 61, no. 3, pp. 133-137, 2014.
- [Lin06] C. H. Lin, H. H. Chen, Y. Y. Wang, and J. T. Chen, “Dynamically optimum lookup-table spacing for power amplifier predistortion linearization”, *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 54, no. 5, pp. 2118-2127, 2006.
- [Lin13] B. Lin, J. Li, W. Yangsha, H. Yang, Y. He, and Z. Chen, “Pre-compensation of Mach-Zehnder modulator nonlinearity for DD-OFDM system”, *OptoElectronics and Communications Conference and Photonics in Switching, Optical Society of America*, pp. MP1-3, 2013.
- [Liu86] P. L. Liu, and A. D. Kiureghian, “Multivariate distribution models with prescribed marginals and covariances”, *Probabilistic Engineering Mechanics*, vol. 1, no. 2, pp. 105-112, 1986.
- [Liu05] T. Liu, S. Boumaiza, and F. M. Ghannouchi, “Deembedding static nonlinearities and accurately identifying and modeling memory effects in wide-band RF transmitters”, *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 53, no. 11, pp. 3578-3587, 2005.
- [Liu06] T. Liu, S. Boumaiza, and F. M. Ghannouchi, “Augmented Hammerstein predistorter for linearization of broad-band wireless transmitters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006, vol. 54, no. 4, pp. 1340-1349, 2006.

- [Liu11] Z. Liu, M. A. Violas, and N. B. Carvalho, “Digital predistortion for RSOAs as external modulators in radio over fiber systems”, *Optics Express*, vol. 19, no. 18, pp. 17641–17646, 2011.
- [Lom07] P. Lombard, “Etude de l’impact du filtrage et des non-linéarités sur les signaux ULB dans les fronts-end radio-frequence et les réseaux hybrides optique-radio”, *Thèse de doctorat, Université Joseph-Fourier - Grenoble I*, 2007.
- [Low06] A. J. Lowery, L. Du, and J. Armstrong, “Orthogonal frequency division multiplexing for adaptive dispersion compensation in long haul WDM systems”, *Optical fiber communication conference. Optical Society of America*, pp. PDP39, 2006.
- [Loz15] M. De Lozzo, “Substitution de modèle et approche multifidélité en expérimentation numérique”, *Journal de la Société Française de Statistique*, vol. 156, no. 4, pp. 21-55, 2015
- [Luo11] F. L. Luo, “Digital Front-End in Wireless Communications and Broadcasting: Circuits and Signal Processing”, *Cambridge University Press*, 2011.
- [Mai10] O. Le Maitre, and O. M. Knio, “Spectral Methods for Uncertainty Quantification with Applications to Computational Fluid Dynamics”, *Springer Science & Business Media*, 2010.
- [Mai16] C. V. Mai, “Polynomial chaos expansions for uncertain dynamical systems applications in earthquake engineering”, *Thèse de doctorat, ETH Zurich*, 2016.
- [Mao16] Y. Y. Mao, X. Z. Sheng, C. Q. Wu, K. L. Yu, “Broad-band all-optical wavelength conversion of differential phase-shift keyed signal using an SOA-based nonlinear polarization switch”, *Chinese Physics Letters*, vol. 33, no. 3, pp. 034204, 2016..
- [Mar98] D. D. Marcenac, D. Nasset, A. E. Kelly, and D. Gavrilovic, “40 Gbit/s transmission over 103 km of NDSF using polarisation independent mid-span spectral inversion by four-wave mixing in a semi-conductor optical amplifier”, *Electronics Letters*, vol. 34, no. 1, pp. 100-101, 1998.
- [Mar15] S. Marelli, and B. Sudret, “UQLab user manual – Polynomial Chaos Expansions, Report UQLab-V1.1-104, Chair of Risk, Safety & Uncertainty Quantification”, *ETH Zurich*, 2015.
- [Mar17a] R. Schöbi, S. Marelli, and B. Sudret, “UQLab user manual – PC-Kriging, Report UQLab-V1.1-109, Chair of Risk, Safety & Uncertainty Quantification”, *ETH Zurich*, 2017.
- [Mar17b] S. Marelli, C. Lamas, B. Sudret, and K. Konakli, “UQLab user manual – sensitivity analysis, report UQLab-V1.1-106, chair of risk, safety & uncertainty Quantification”, *ETH Zurich*, 2017.
- [Mar18] A. Marculescu, “Semiconductor optical amplifiers: modeling, signal regeneration and conversion”, *Thèse de doctorat, ETH Zurich*, 2018.
- [McG05] D. McGhan, C. Laperle, A. Savehenko, C. Li, G. Mak, and M. O’Sullivan, “5120 km RZ-DPSK transmission over G652 fiber at 10 Gb/s with no optical dispersion compensation”, *In Optical Fiber Communication Conference, Optical Society of America*, pp. PDP27, 2005.
- [Med17] M. C. R. Medeiros, P. Almeida, B. M. Oliveira, P. Laurêncio, and P. M. Monteiro, “Fiber Wireless-Optical Transceiver Architectures for 60 GHz LANs”, *International Conference on Transparent Optical Networks, IEEE*, pp. 1-4, 2017.
- [Miy79] T. Miya, Y. Terunuma, T. Hosaka, and T. Miyoshita, “Ultimate low-loss single-mode fibers at 1.55 μm ”, *Electronics Letters*, vol. 15, no. 4, pp. 106-108, 1979.
- [Mka11] F. Mkaem, and S. Boumaiza, “Physically Inspired Neural Network Mode for RF Power Amplifier Behavioral Modeling and Digital Predistortion”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 4, pp. 913-923, 2011.
- [Mor06a] P. Morel, “Modélisation des amplificateurs optiques à semi-conducteurs : du composant au système”, *thèse de doctorat, Université de Bretagne occidentale, Brest*, 2006.
- [Mor06b] D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. Zierdt, and J. Pastalan, “A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers,” *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 54, no. 10, pp. 3852-3860, 2006.
- [Mor09] P. Morel, and A. Sharaiha, “Wideband time-domain transfer matrix model equivalent circuit for short pulse propagation in semiconductor optical amplifiers”, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 45, no. 2, pp. 103-116, 2009.
- [Muh00] K. J. Muhonen, M. Kavehrad, and R. Krishnamoorthy, “Look-up table techniques for adaptive digital predistortion: a development and comparison,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 5, pp. 1995–2002, 2000.

- [Nad11] C. Nader, P. N. Landin, W. Van Moer, N. Bjrsell, P. Hndel and M. Isaksson, “Peak-to-average power ratio reduction versus digital predistortion in OFDM based systems”, *MTT-S International Microwave Symposium, IEEE*, pp. 1-4, 2011.
- [Nag89] Y. Nagata, “Linear amplification technique for digital mobile communications”, *39th Vehicular Technology Conference. IEEE*, pp. 159-164, 1989.
- [Naj09] H. N. Najm, “Uncertainty quantification and polynomial chaos techniques in computational fluid dynamics”, *Annual review of fluid mechanics*, vol. 41, no. 1, pp. 35-52, 2009.
- [Nam90] S. W. Nam, and E. J. Powers, “On the linearization of Volterra nonlinear systems using third-order inverses in the digital frequency-domain”, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, IEEE*, vol. 1, pp. 407-410, 1990.
- [Nas04] N. Naskas, and Y. Papananos, “Neural-network-based adaptive baseband predistortion method for RF power amplifiers”, *IEEE transactions on circuits and systems II: express briefs*, vol. 51, no. 11, pp. 619-623, 2004.
- [Nav17] G. S. Navdeep, “Artificial Neural Networks, Neural Networks Applications and Algorithms”, *Overview of Neural Networks and it's applications*, 2017.
- [Nee96] R. D. V. Nee, “OFDM codes for peak-to-average power reduction and error correction”, *Proceedings of GLOBECOM'96, IEEE Global Telecommunications Conference, IEEE*, vol. 1, pp. 740-744, 1996.
- [Nie01] P. A. Nielsen, “Linearisation of RF Power Amplifiers”, *Thèse de doctorat, Technical University of Denmark*, 2001.
- [Noa015] A. Noaja, “An investigation of memory polynomial behavioral models for nonlinearities compensation in coherent optical OFDM transmitters”, *rapport de stage, ENIB, Brest*, 2015.
- [Occ02] L. Occhi, “Semiconductor optical amplifiers made of ridge waveguide bulk InGaAsP/Inp experimental characterisation and numerical modelling of gain, phase, and noise”, *Thèse de doctorat, ETH Zurich*, 2002.
- [One95] R. O’neil, and L. B. Lopes, “Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals”, *Proceedings of 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, IEEE*, vol. 1, pp. 71-75, 1995.
- [Oso07] L. D. Osorio, J. I. Craig, and B. J. Goodno, “Seismic response of critical interdependent networks”, *Earthquake engineering & structural dynamics*, vol. 36, no 2, pp. 285-306, 2007.
- [Paa08] H. Paaso, and A. Mammela, “Comparison of direct learning and indirect learning predistortion architectures”, *International Symposium on Wireless Communication Systems, IEEE*, pp. 309-313, 2008.
- [Pan96] Q. Pan, and R. J. Green, “Bit-error-rate performance of lightwave hybrid AM/OFDM systems with comparison with AM/QAM systems in the presence of clipping impulse noise”, *IEEE Photonics Technology Letters*, 1996, vol. 8, no. 2, pp. 278-280, 1996.
- [Par17] G. Paryanti, and D. Sadot, “Predistortion of Mach–Zehnder Modulator Using Symmetric Imbalance”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 35, no. 13, pp. 2757-2768, 2017.
- [Pat00] K. G. Paterson, and Vahid Tarokh, “On the existence and construction of good codes with low peak-to-average power ratios”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, no. 6, pp. 1974-1987, 2000.
- [Pel80] A. Peled, and A. Ruiz, “Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms”, *In Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE*, vol. 5, pp. 964-967, 1980.
- [Pel13] M. D. Pelusi, “All-Optical Pre-Distortion and Fibre Loop Phase Conjugation of POLMUX Signals for Pre-Compensation of Fibre Nonlinearity”, *39th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, pp. 1-3, 2013.
- [Pen15] J. Peng, “Uncertainty Quantification via Sparse Polynomial Chaos Expansion”, *Mechanical Engineering Graduate Theses & Dissertations*, 2015.
- [Per17] J. Perez, F. I. Chicharro, B. Ortega, J. Mora, “On the evaluation of an optical OFDM radio over FSO system with IM-DD for high-speed indoor communications”, *19th International Conference on Transparent Optical Networks, IEEE*, pp. 1-4, 2017.
- [Pil12] V. Pillwein, “Orthogonal Polynomials and Symbolic Computation”, *London’s Global University. Providence, gener de*, 2012.

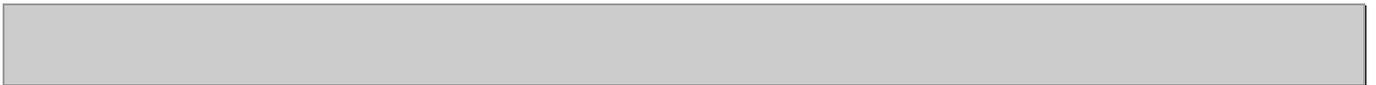
- [Raf14] D. Rafique, A. Napoli, S. Calabro, and B. Spinnler, “Digital preemphasis in optical communication systems: On the DAC requirements for terabit transmission applications,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 19, pp. 3247-3256, 2014.
- [Rai04] R. Raich, H. Qian, and G. T. Zhou, “Orthogonal polynomials for power amplifier modeling and predistorter design”, *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 53, no. 5, pp. 1468-1479, 2004.
- [Ric12] T. Richter, M. Kroh, J. Wang, A. Theurer, C. Zawadzki, et al., “Integrated polarization-diversity coherent receiver on polymer PLC for QPSK and QAM signals”, *Optical Fiber Communication Conference, Optical Society of America*, pp. OW3G-1, 2012.
- [Riz14] Z. V. Rizou, K.E. Zoiros, and A. Hatziefremidis, “Semiconductor optical amplifier pattern effect suppression with passive single microring resonator-based notch filter,” *Optics Communications*, vol. 329, pp. 206-213, 2014.
- [Riz17a] Z. V. Rizou and K. Zoiros, “Microring resonator design with application to performance improvement of optically or electrically modulated semiconductor optical amplifiers”, *Panhellenic Conference on Electronics and Telecommunications, IEEE*, pp. 1-3, 2017.
- [Riz17b] Z. V. Rizou and K. E. Zoiros, “Performance analysis and improvement of semiconductor amplifier direct modulation with assistance of microring resonator notch filter,” *Optical and Quantum Electronics*, vol. 49, no. 3, pp. 119, 2017.
- [Sah13] S. K. Saha, K. Sepahvand, V. A. Matsagar, A. K. Jain, and S. Marburg, “Stochastic analysis of base-isolated liquid storage tanks with uncertain isolator parameters under random excitation,” *Engineering Structures*, vol. 57, pp. 465-474, 2013.
- [Sal69] J. Salz, and S. B. Weinstein, “Fourier transform communication system”, *In Proceedings of the first ACM symposium on Problems in the optimization of data communications systems, ACM*, pp. 99-128, 1969.
- [Sal88] A. A. M. Saleh, R. M. Jopson, and T. E. Darcie, “Compensation of nonlinearity in semiconductor optical amplifiers”, *Electronics Letters*, vol. 24, no. 15, pp. 950-952, 1988.
- [Sal96] H. M. Salgado and J. J. O'Reilly, “Experimental validation of Volterra series nonlinear modelling for microwave subcarrier optical systems”, *IEE Proceedings-Optoelectronics*, vol. 143, no. 4, pp. 209-213, 1996.
- [Sal09] M. Salsi, H. Mardoyan, P. Tran, C. Koebele, E. Dutisseuil, G. Charlet, and S. Bigo, “155×100 Gb/s coherent PDM-QPSK transmission over 7200 km,” *In European Conference on Optical Communication, IEEE*, pp. 1-2, 2009.
- [San15] M. F. O. Sanya, et al., “Déploiement de réseaux optiques d'accès NGPON dans les métropoles de pays en développement : proposition de nouvelles techniques d'implémentation de l'OFDM”, *Thèse de doctorat, Limoges*, 2015.
- [Sat81] G. Satoh, “Linearizer for high-power traveling-wave tube amplifier”, *Electronics Communications of Japan*, vol. 62, no. 10, pp. 72-80, 1981.
- [Sav08] S. J. Savory, “Digital filters for coherent optical receivers”, *Optics express*, vol. 16, no. 2, pp. 804-817, 2008.
- [Sch08] B. J. C. Schmidt, A. J. Lowery, and J. Armstrong, “Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long haul transmission using direct-detection optical OFDM”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 1, pp. 196-203, 2008.
- [Sch12] R. Schmogrow, B. Nebendahl, M. Winter, et al. “Error vector Magnitude as a Performance Measure for Advanced Modulation Formats”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 1, pp. 61-63, 2012.
- [Sch17] H. Schmeckeber, “Chapter 2: Introduction to Semiconductor Optical Amplifiers (SOAs), Quantum-Dot-Based Semiconductor Optical Amplifiers for O-Band Optical Communication”, *Springer International Publishing Switzerland*, 2017.
- [Sei68] H. Seidel, H. R. Beurrier, and A. N. Friedman, “Error-controlled high power linear amplifiers at VHF”, *Bell System Technical Journal*, vol. 47, no. 5, pp. 651-722, 1968.
- [Sel15] D. Selvadurai, R. M. Sidek, P. Varaham, and B. M. Ali, “A robust non-uniform indexation of a quadratically interpolated LUT predistorter for RF power amplifiers”, *12th Malaysia International Conference on Communications (MICC), IEEE*, pp. 329-332, 2015.
- [Sen85] John M. Senior, “*Optical Fiber Communication*,” Prentice Hall, 1985.
- [Sha05] A. R. Shah, and B. Jalali, “Adaptive equalisation for broadband predistortion linearisation of optical transmitters”, *IEE Proceedings-Optoelectronics*, vol. 152, no. 1, pp. 16-32, 2005.

- [Sha11] C. Sharma, S. K. Tomar, A. K. Gupta, “PAPR Reduction in OFDM System using Adapting Coding Technique with Pre-distortion Method”, *WSEAS Trans. on Com*, 2011, vol. 10, no. 9, p. 255-262, 2011.
- [Shi72] M. Shinozuka, “Monte Carlo solution of structural dynamics”, *Computers & Structures*, vol. 2, no. 5-6, pp. 855-874, 1972.
- [Shi06] W. Shieh, and C. Athaudage, “Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing”, *Electronics letters*, vol. 42, no. 10, pp. 587-589, 2006.
- [Shi07] W. Shieh, X. Yi, and Y. Tang, “Transmission experiment of multi-gigabit coherent optical OFDM systems over 1000 km SSMF fiber”, *Electronics letters*, vol. 43, no. 3, pp. 183-184, 2007.
- [Shi08] W. Shieh, H. Bao, and Y. Tang, “Coherent optical OFDM: theory and design”, *Optics express*, vol. 16, no. 2, pp. 841-859, 2008.
- [Sil18] D. D. Silveira, H. Arthaber, P. L. G. Pinal, G. Magerl, and E. B. Albertí, “Application of optimal delays selection on parallel cascade Hammerstein models for the prediction of RF-power amplifier behavior”, *In : Asia-Pacific Microwave Conference 2006 (APMC-06)*, pp. 283–286, 2006.
- [Sim94] W. Simburger, H. Knapp, G. Schultes, and A. L. Scholt, “Comparison of linearization techniques for differential amplifiers in integrated circuit design”, *Proceedings of MELECON'94, Mediterranean Electrotechnical Conference, IEEE*, pp. 1222-1225, 1994.
- [Sin09] S. Singh, M. S. Kumar and H. S. Mruthyunjaya, “Effect of Peak-to-Average Power Ratio Reduction on the Multicarrier Communication System Performance Parameters”, *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 4, no. 12, pp. 779-786, 2009.
- [Sob93] I. M. Sobol’, “Sensitivity estimates for nonlinear mathematical models”, *Mathematical modelling and computational experiments*, vol. 1, no. 4, pp. 407-414, 1993.
- [Stu16] C. Studer, and G. Durisi, “Quantized Massive MU-MIMO-OFDM Uplink”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 64, no. 6, pp. 2387-2399, 2016.
- [Sud13] B. Sudret, and C. V. Mai, “Computing seismic fragility curves using polynomial chaos expansions”, *In 11th International Conference on Structural Safety and Reliability (ICOSSAR 2013)*, 2013.
- [Sun96] L. Sundstrom, M. Faulkner, and M. Johansson, “Quantization analysis and design of a digital predistortion linearizer for RF power amplifiers”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 45, no. 4, pp. 707-719, 1996.
- [Tab07a] F. Tabatabai, and H. S. A.-Raweshidy, “Feedforward Linearization Technique for Reducing Nonlinearity in Semiconductor Optical Amplifier”, *Journal of lightwave technology*, vol. 25, no. 9, pp. 2667-2674, 2007.
- [Tab07b] F. Tabatabai, and H. S. Al-Raweshidy, “Feed-Forward Linearization for Fibre Optic Application using Semiconductor Optical Amplifier”, *Asia-Pacific Microwave Conference, IEEE, 2007*, pp. 1-4, 2007.
- [Tao16] J. Tao, “Behavioral modeling and FPGA implementation of digital predistortion for RF and microwave power amplifiers”, *Thèse de doctorat, Politecnico di Torino*, 2016.
- [Tei04] I. Teikari, J. Vankka, and K. Halonen, “Baseband digital predistorter with quadrature error correction”, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 46, no. 1, pp. 73-85, 2006.
- [Tel99] E. Telatar, “Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels”, *European transactions on telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585-595, 1999.
- [Tor10] E. Torrenço, S. Makovejs, D. S. Millar, I. Fatadin, R. I. Killey, S. J. Savory, and P. Bayvel, “Influence of pulse shape in 112-Gb/s WDM PDM-QPSK transmission,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 23, pp. 1714-1716, 2010.
- [Ula58] S. Ulam, “John von Neumann 1903-1957”, *Bulletin of the American mathematical society*, vol. 64, no. 3, pp. 1-49, 1958.
- [Vac10] F. Vacondio, A. Ghaziesaeidi, A. Bonomi, and L. A. Rushu, “Low-Complexity Compensation of SOA Nonlinearity for Single-Channel PSK and OOK”, *Journal of lightwave technology*, vol. 28, no. 3, p. 277-286, 2010.
- [Val16] G. de Valicourt, S. Chandrasekhar et al., “16-Channel 100 GHz-spaced integrated polarization diversity silicon-based slot-blocker for high data rate reconfigurable networks”, *In Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), IEEE*, pp. 1-3, 2016.
- [Vie10] L. C. Vieira, N. J. Gomes, A. Nkansah, F. v. Dijk, “Behavioral modeling of radio-over-fiber links using memory polynomials”, *In Microwave Photonics (MWP), IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics, IEEE*, pp. 85-88, 2010.

- [Vie12] L. C. Vieira, N. J. Gomes, A. Nkansah, F.V. Dijk, “Study of Complex-Envelope Behavioral Models for Radio-over-Fiber Link Nonlinearities”, *In IEEE Global Communications Conference*, pp. 3098-3103, 2012.
- [Vie15] L. C. Vieira, N. J. Gomes, A. Nkansah, F.V. Dijk, “Clipping and Predistortion for Compensation of OFDM-Radio over Fiber Link Distortion”, *IEEE International Conference on Communications (ICC), IEEE*, pp. 977-981, 2015.
- [Voi18] F. Voineau, C. Dehors, B. Dehos, M. Sié, M. Perchicot, et al., “A 12 Gb/s 64QAM and OFDM compatible millimeter-wave communication link using a novel plastic waveguide design”, *IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, pp. 250-252, 2018.
- [Wan99] X. Wang, T. Tjhung, C. S. Ng, “Reduction of peak to average power ratio of OFDM system using a companding technique,” *IEEE transactions on broadcasting*, vol. 45, no. 3, pp. 303-307, 1999.
- [Wan05] W. Wangmyong and J. S. Kenney, “A predistortion linearization system for high power amplifiers with low frequency envelope memory effects”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, IEEE*, pp. 4, 2005.
- [Wan13] Y. Wang, J. Ge, L. Wang, J. Li, B. Ai, “Nonlinear Companding Transform for Reduction of Peak-to-Average Power Ratio in OFDM Systems”, *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 59, no. 2, pp. 369-375, 2013.
- [Wei38] N. Wiener, “The homogeneous chaos”, *American Journal of Mathematics*, vol. 60, no. 4, pp. 897-936, 1938.
- [Xiu02] D. Xiu, and G. Karniadakis, “The Wiener-Askey polynomial chaos for stochastic differential equations”, *SIAM journal on scientific computing*, vol. 24, no. 2, pp. 619-644, 2002.
- [Xu15] X. Xu, Q. Zhuge, B. Chatelain, M. Chagnon, M. Morsy-Osman, M. Malekiha, M. Qiu, Y. Gao, W. Wang, and D. V. Plant, “Experimental investigation on the nonlinear tolerance of root m-shaped pulse in spectrally efficient coherent transmissions”, *Optics express*, vol. 23, no. 2, pp. 882–894, 2015.
- [Xu17a] Z. Xu, Z. Tan, and C. Yang, “Eigenvector Basis Expansion-Based Phase Noise Suppression Method for CO-OFDM Systems”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 29, no. 13, pp. 1124-1127, 2017.
- [Xu17b] T. Xu, N. A. Shevchenko, D. Lavery, D. Semrau, G. Liga, A. Alvarado, R. I. Killey, and P. Bayvel, “Modulation format dependence of digital nonlinearity compensation performance in optical fibre communication systems”, *Optics Express*, vol. 25, no. 4, pp. 3311-3326, 2017.
- [Xu17c] T. Xu, G. Jacobsen, S. Popov, J. Li, S. Sergejev, A. T. Friberg, and Y. Zhang, “Analytical BER performance in differential n-PSK coherent transmission system influenced by equalization enhanced phase noise”, *Optics Communications*, vol. 334, pp. 222-227, 2015.
- [Yan02] Y. Yang, Y. Y. Woo, J. Cha, J. Yi, and B. Kim, “New Linearization Method for the Modulated Signals with High Peak-to-average Ratio: peak-to-average ratio reduction and expansion”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, IEEE, vol. 2, no. 02CH37278*, pp. 777-780, 2002.
- [Zha96] G. Zhao, F. M. Ghannouchi, F. Beaugard, and A. B. Kouki, “Digital implementations of adaptive feedforward amplifier linearization techniques”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, IEEE, vol. 2*, pp. 543-546, 1996.
- [Zha13] G. Zhang, et al., “A Survey on OFDM-Based Elastic Core Optical Networking”, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 15, no 1, pp. 65-87, 2013.
- [Zha14] X. Zhang, R. Zhu, D. Shen, and T Liu, “Linearization Technologies for Broadband Radio-Over-Fiber Transmission Systems”, *In Photonics. Multidisciplinary Digital Publishing Institute*, vol. 1, no. 4, pp. 455-472, 2014.
- [Zhe17] B. Zheng, M. Wen, E. Basar, and F. Chen, “Multiple-Input Multiple-Output OFDM With Index Modulation: Low-Complexity Detector Design”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 65, no. 11, pp. 2758-2772, 2017.
- [Zho07] D. Zhou, and V. E. DeBrunner, “Novel adaptive nonlinear predistorter based on the direct learning algorithm”, *IEEE transactions on signal processing*, vol. 55, no. 1, pp. 120-133, 2007.
- [Zho17] Z. Zhou, J. Fang, L. Yang, H. Li, Z. Chen, and R. S. Blum, “Low-Rank Tensor Decomposition-Aided Channel Estimation for Millimeter Wave MIMO-OFDM Systems”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 7, pp. 1524-1538, 2017.

- [Zhu06] A. Zhu, J. C. Pedro, and T. J. Brazil, "Dynamic deviation reduction based Volterra behavioral modeling of RF power amplifiers", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 54, no. 12, pp. 4323-4332, 2006.
- [Zhu08] A. Zhu, P. J. Draxler, J. J. Yan, T. J. Brazil, D. F. Kimball, and P. M. Asbeck, "Open-loop digital predistorter for RF power amplifiers using dynamic deviation reduction-based volterra series", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 7, pp. 1524-1534, 2008.

Publications de l'auteur



Revues internationales avec comité de lecture :

- **M. Younes**, M. Telescu, S. Azou, P. Morel, and N. Tanguy “A very low-complexity filter lookuptable design with non-uniform spacing for SOA linearization”, soumis à IET Optoelectronics.
- C. Diouf, **M. Younes**, A. Noaja, S. Azou, M. Telescu, P. Morel and N. Tanguy, “Robustness analysis of a parallel two-boxes digital polynomial predistorter for an SOA-based CO-OFDM system”, *Optics Communications* 402 (2017) 442–452, 2017.

Conférences internationale et nationales :

- **M. Younes**, M. Telescu, N. Tanguy, C. Diouf, P. Morel and S. Azou, “Robustness improvement of compact predistorters in a CO-OFDM system using semiconductor optical amplifiers”, 29th IEEE International Conference on Microelectronics (ICM), Beirut, Lebanon, 10-13 Dec. 2017.
- **M. Younes**, S. Azou, N. Tanguy, P. Morel, M. Telescu et C. Diouf, “Pré-distorsion numérique à très faible complexité pour la compensation d'effets non-linéaires au sein d'un transmetteur optique CO-OFDM”, Journées Nationales d'Optique Guidée, Optique Bordeaux 2016, 4–7 juillet 2016
- **M. Younes**, S. Azou, N. Tanguy, M. Telescu, P. Morel et C. Diouf, “Utilisation conjointe d'une réduction de PAPR via une loi μ et d'un modèle comportemental pour la linéarisation d'un transmetteur optique”, Journée du club optique et micro-ondes, Nice, France, juin 2016.
- **M. Younes**, S. Azou, N. Tanguy, M. Telescu, P. Morel et C. Diouf, “Sur la robustesse de prédistordeurs numériques statiques pour la compensation de non-linéarités au sein de transmetteurs optiques multi-porteuses”, Journée du club optique et micro-ondes, Nice, France, juin 2016.

Titre : Techniques de pré-distorsion numérique pour l'optimisation des réseaux d'accès optiques

Mots clés : Communications numériques, réseaux de télécommunications optiques, amplification optique, systèmes non linéaires, pré-distorsion numérique en bande de base.

Résumé : La montée en débit et la flexibilité d'accès sont des enjeux majeurs pour les futurs réseaux de télécommunication. Dans cette perspective, la fibre optique constitue un support de transmission incontournable permettant à ce jour des débits symétriques de l'ordre du Gb/s. La détection cohérente et l'emploi de formats de modulation multi-porteuse ont récemment eu un impact profond dans le domaine des communications optiques et l'une des implémentations les plus remarquables concerne l'OFDM optique cohérent (CO-OFDM). Cependant, l'OFDM présente un facteur de crête important, ce qui constitue un inconvénient notable limitant ses performances, en raison des non-linéarités diverses du canal.

Cette thèse a eu pour objectif d'optimiser les performances d'un système de transmission CO-OFDM, en explorant la piste de la pré-distorsion des signaux numériques en bande de base en vue d'une linéarisation de l'émetteur, et principalement de l'amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA). Divers algorithmes de pré-distorsion ont été comparés et ont montré leur intérêt au regard du compromis performance – faible complexité paramétrique. Le système de pré-distorsion étant non adaptatif, sa robustesse aux variations de caractéristiques de l'émetteur et du point de fonctionnement de l'amplificateur a été évaluée. L'optimisation d'une structure particulière de pré-distorsion a également été proposée.

Title : Pre-distortion techniques for optimizing optical access networks

Keywords : Digital communications, optical telecommunications networks, optical amplification, non-linear systems, baseband digital pre-distortion.

Abstract : The increase in bandwidth and access flexibility are major challenges for future telecommunication networks. In this context, optical fiber is an essential transmission medium that nowadays allows symmetrical data rates in the Gb/s range. The coherent detection and use of multi-carrier modulation formats has recently had a profound impact in the field of optical communications. One of the most notable implementations is the coherent optical OFDM (CO-OFDM). However, OFDM has a significant peak factor due to the various non-linearities of the channel, which is a downside limiting its performance.

The objective of this thesis was to optimize the performance of the CO-OFDM transmission system by exploring the pre-distortion of digital baseband signals for linearization of the transmitter, and mainly of the semiconductor optical amplifier (SOA). Various pre-distortion algorithms were evaluated and have shown their impact on the trade-off between performance and low parametric complexity. As the pre-distortion system is non-adaptive, its robustness with respect to variations in transmitter characteristics and amplifier operating point was evaluated. The optimization of a particular pre-distortion structure has also been proposed.