

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

LINÉARISATION PAR PRÉDISTORSION NUMÉRIQUE
EN SOUS BANDES D'UN TRANSMETTEUR EN BANDE S
POUR LES APPLICATIONS CELLULAIRES DE 3G

OUALID HAMMI
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
AVRIL 2004



National Library
of Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

Acquisitions et
services bibliographiques

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file *Votre référence*

ISBN: 0-612-91946-3

Our file *Notre référence*

ISBN: 0-612-91946-3

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this dissertation.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de ce manuscrit.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the dissertation.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

LINÉARISATION PAR PRÉDISTORSION NUMÉRIQUE
EN SOUS BANDES D'UN TRANSMETTEUR EN BANDE S
POUR LES APPLICATIONS CELLULAIRES DE 3G

présenté par : HAMMI Oualid

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. AKYEL Cevdet, Ph.D., président

M. KOUKI Ammar, Ph.D., membre

M. GHANNOUCHI Fadhel, Ph.D., membre et directeur de recherche

*À mes parents,
pour leur soutien exemplaire.*

REMERCIEMENTS

Je remercie mon directeur de recherche M. Fadhel M. Ghannouchi, professeur titulaire au département de génie électrique de l'École Polytechnique de Montréal, pour m'avoir admis dans son équipe et m'avoir donné l'opportunité de réaliser la partie expérimentale de ce projet qui fût une expérience très enrichissante. Je le remercie également pour sa rigueur, ses remarques pertinentes et ses encouragements tout au long de ce projet.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Mme Meriem Jaïdane, professeur au département de génie électrique de l'École Nationale d'Ingénieur de Tunis, pour ses précieux conseils et son apport très bénéfique dans l'aspect de traitement du signal. Je remercie également les professeurs Cevdet Akyel et Ammar Kouki pour avoir accepté d'évaluer ce travail et constituer le jury d'examen de ce mémoire.

Je voudrais adresser mes remerciements à M. Slim Boumaiza du centre de recherches PolyGRAMES pour ses remarques techniques utiles et sa participation dans la mise au point du transmetteur ainsi qu'aux techniciens du centre de recherches PolyGRAMES, et particulièrement M. Roch Brassard, pour leurs contributions à la réalisation du prototype du transmetteur.

Sur un plan personnel, je tiens à remercier mes parents ainsi que tous les membres de ma famille pour leur soutien et leur support dont j'ai bénéficié depuis toujours.

Finalement, je remercie tous ceux qui ont participé au bon déroulement de ce projet et qui ont contribué à sa réussite et que j'ai pas eu l'occasion de citer.

RÉSUMÉ

La linéarisation des amplificateurs de puissance est devenue une nécessité incontournable dans le contexte des systèmes de communications cellulaires émergents. Ceci est principalement dû à la nature des signaux employés qui requièrent une grande linéarité. Ces signaux, qui présentent un rapport de valeur crête à valeur moyenne très élevé, imposent un fonctionnement de l'amplificateur dans la partie linéaire là où l'efficacité énergétique est très faible. Dans ce mémoire, on présente une nouvelle technique pour la linéarisation des amplificateurs de puissance par prédistorsion numérique en bande de base se basant sur le filtrage en sous bandes. Cette technique est propice au contexte des signaux large bande tel que ceux employés dans les systèmes de troisième génération (3G). D'abord une étude des principaux aspects du système proposé est présentée. Cette étude est suivie d'une validation expérimentale du concept proposé.

Dans le premier chapitre, nous présentons les enjeux de la linéarisation des amplificateurs de puissance et les fondements des trois principales techniques de linéarisation à savoir la rétroaction, la post-compensation et la prédistorsion. Cette revue bibliographique des différentes configurations publiées dans la littérature pour la linéarisation des amplificateurs de puissance, a permis de mettre en évidence les limitations de chacune des techniques reportées. Dans le second chapitre, nous exposons les principes du filtrage en sous bandes qui est à la base du système de prédistorsion proposé. On y présente également les apports de l'application de cette technique à la linéarisation des amplificateurs de puissance ainsi que le schéma de prédistorsion proposé. Les principaux avantages de la prédistorsion par filtrage en sous bandes sont la réduction de la vitesse de traitement nécessaire, l'amélioration de la sensibilité du prédistordeur et l'amélioration du comportement en convergence dans le contexte d'une structure adaptative.

Suite à l'étude des différents paramètres du système de prédistorsion en sous bandes, nous avons opté pour un prédistordeur formé par la cascade d'un prédistordeur statique et du module de traitement en sous bandes. Le premier module est un prédistordeur numérique par gain complexe à base de tables de correspondance unidimensionnelles disposées en parallèle et indexées par la puissance du signal d'entrée. En effet, d'après l'étude menée, cette architecture est la mieux adaptée pour le cas d'un prédistordeur statique. Pour le module de traitement en sous bandes, nous avons adopté un système de décomposition et reconstruction en arborescence à base de chaînes d'analyse et de synthèse en deux sous bandes. Les filtres d'analyse et de synthèse utilisés sont des filtres miroirs en quadrature à réponses impulsionnelles finies et à reconstruction parfaite. Nous avons également considéré l'aspect de l'implémentation de ces filtres et montré que la cadence et le nombre d'opération à effectuer pour les différentes opérations de filtrage peuvent être considérablement réduits moyennant le choix d'une structure adéquate qui tire profit de la symétrie des coefficients, des relations entre les coefficients des filtres de chaque branche et surtout qui exploite le traitement multi-cadences dans les systèmes de traitement en sous bandes.

En vue de la validation expérimentale du concept de prédistorsion proposé, nous avons présenté dans le troisième chapitre les étapes de conception ainsi que les résultats de la caractérisation expérimentale du transmetteur qui sera utilisé en tant que dispositif sous test. Le transmetteur réalisé, destiné aux stations de base pour les communications cellulaires de troisième génération autour de 2.14GHz, est capable de fournir une puissance de sortie moyenne de 42.5dBm. Les mesures effectuées sur le transposeur de fréquences montrent une bonne réjection des fréquences images et un comportement linéaire en puissance dans la plage dynamique de la chaîne d'amplification. Le gain mesuré de la chaîne d'amplification est de l'ordre de 51dB et la puissance de sortie au point de compression à 1dB est de 50dBm. La caractérisation de la chaîne d'amplification est effectuée en utilisant les signaux en bande de base à l'entrée et à la

sortie de l'amplificateur. Les caractéristiques AM/AM et AM/PM mesurées de l'amplificateur ont été exploitées pour la synthèse de la fonction de prédistorsion et la validation expérimentale du module de prédistorsion statique. L'évaluation des performances est basée sur la mesure des émissions dans les canaux adjacents à la sortie de l'amplificateur avant et après linéarisation. La validation expérimentale effectuée consiste à émuler l'amplificateur par le signal prédistoré résultant de la simulation de la fonction de prédistorsion sur le logiciel Agilent-ADS. Les spectres mesurés pour différentes puissances d'entrée montrent que les émissions dans les canaux adjacents peuvent être conformes aux spécifications du masque d'émission tout en tolérant de faibles niveaux d'écrêtage. Des réductions de 17dB et 15dB ont été obtenues aux niveaux des produits d'inter-modulation de troisième et cinquième ordre respectivement.

Les caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur mesurées pour différentes températures du boîtier de l'étage de puissance ont été utilisées pour simuler un changement des caractéristiques de l'amplificateur suite à une dérive en température. Les mesures ont montré que le mésappariement entre les caractéristiques du prédistoré et celles de l'amplificateur dégrade considérablement la qualité de la linéarisation. Pour remédier à cette dégradation des performances du prédistoré, nous avons introduit le module de traitement en sous bandes. Le calcul de l'erreur quadratique moyenne de reconstruction en fonction de l'ordre des filtres d'analyse et de synthèse dans les cas d'une décomposition en quatre et huit sous bandes a permis de choisir l'ordre adéquat des filtres de façon à réaliser un compromis entre la complexité des calculs engendrés et les performances des chaînes d'analyse et de synthèse. Nous avons ensuite identifié, par filtrage optimal, les filtres de traitement linéaire dans le cas d'un signal à huit porteuses pour une décomposition en quatre et huit sous bandes ainsi que le cas où aucune décomposition n'est effectuée. Les résultats de mesures obtenus permettent de se prononcer favorablement quant à la validité du concept de prédistorsion numérique par filtrage en sous bandes.

Outre la validation expérimentale de la technique proposée, les simulations effectuées ont permis de montrer les principaux atouts de cette technique en fonction du nombre de sous bandes par rapport au cas où aucune décomposition n'est effectuée. En effet, la décomposition du signal en plusieurs sous bandes permet d'améliorer la sensibilité du prédistordeur et sa capacité à poursuivre la variation des caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur. De plus, le filtrage en sous bandes rend possible le traitement indépendant des sous bandes. Nous avons démontré qu'il s'en suit une réduction du nombre total de coefficients nécessaires pour remédier au mésappariement du prédistordeur et de l'amplificateur. Finalement, l'étude des dispersions des valeurs propres des matrices d'autocorrélation au niveau de chaque sous bande a mis en évidence l'amélioration de la vitesse de convergence dans le contexte d'une structure adaptative.

ABSTRACT

Power amplifiers linearization became an unavoidable need in the context of the emerging cellular communication systems. This is mainly due to the employed signals that require a highly linear amplification. Moreover, these signals have high peak to average ratio that call for operating the power amplifiers with large back off at very low power efficiency. In this work, we present a new architecture for power amplifiers linearization through baseband digital predistortion based on the subband filtering technique. The proposed architecture is propitious for wideband signals such as those used in third generation (3G) systems. First a study of the principal aspects of the proposed system is presented. Then, the performances of the new concept are evaluated through an experimental validation.

In the first chapter, we presented the major issues of power amplifiers linearization and the basis of the three principal linearization techniques which are feedback, feedforward and predistortion. This bibliographical review of the various linearizers configurations published in the literature made it possible to highlight the limitations of each technique. In the second chapter, we introduced the principle of the subband filtering and its main advantages when applied to power amplifiers linearization. We also introduced the proposed predistortion scheme. The major benefits of the subband based predistorter are the decrease of the required processing speed, the improvement of the predistorter's sensitivity and the enhancement of the convergence behaviour in the case of an adaptive scheme.

The proposed predistorter is composed of a cascade of a static predistorter and a subband based linear filtering module. In the static predistorter, that is a complex gain digital predistorter, the predistortion function is stored in two one-dimensional parallel look-up tables that are indexed with the input signal's power. The study of the different

possible architectures shows that this one is the most appropriate for the static predistorter. For the subband filtering unit, we adopted a decomposition and reconstruction system based on a regular binary tree structure of a two subbands analysis and synthesis system. The analysis and synthesis filters used are finite impulse response perfect reconstruction quadrature mirror filters. We also considered the implementation issues of the analysis and synthesis stages. This demonstrates that the rate and the number of operations to be performed for each stage could be greatly reduced by appropriately choosing the implementation structure that benefits from the coefficients symmetry, the relationship between the low pass and high pass filters and especially the multirate processing in the subband systems.

In the third chapter, we presented the different steps for the design of the transmitter as well as the results of its experimental characterization. This transmitter, which will be used as a device under test in the experimental validation of the proposed concept, is intended for a wide range 3G base station in the S band (around 2140MHz). The various measurements done on the up-converter show a good rejection of the signal images and a linear behaviour, in power domain, over the whole input power range of the power amplifiers line-up. The measured gain of the PA line-up is around 51dB and the output power at the 1dB compression point is 50dBm. The PA characterization is done through instantaneous time domain measurements of the input and output baseband signals. The measured AM/AM and AM/PM characteristics are used to synthesize the predistortion function for the experimental validation of the static predistorter. The performance evaluation is based on the measurements of the amplifier's adjacent channels emissions before and after linearization. The experimental validation was carried out by emulating the amplifier with the predistorted signal that results from the simulation of the predistortion function on the Agilent-ADS software. The output spectra measured for various input power levels show that the adjacent channels emissions can be reduced so that they are in conformity with the spectrum emission mask specifications even for few

dB clipping. An improvement of 17dB and 15dB in the third and respectively fifth order intermodulation levels was obtained.

The AM/AM and AM/PM characteristics of the power amplifier measured for a different case temperature of the power stage were used to simulate temperature drift. Measurements demonstrate that the mismatch between the predistorter and the amplifier characteristics greatly decrease the performances of linearizer. Then, the subband processing stage was introduced to compensate for this mismatch. The analysis and synthesis filters' order, for both a four and an eight subbands scheme, were chosen through the analysis of the mean squared reconstruction error according to the filters' order to make a trade off between computational complexity and reconstruction performances in the analysis and synthesis stages. The linear filters coefficients were calculated with the optimal filtering algorithm under a multi-tones excitation. This was done for the case of a four and eight subband scheme as well as the case where no subband decomposition is performed. Measurements results of the subband predistorter illustrate its ability to track the changes in the amplifier characteristics.

In addition to the experimental validation of the suggested concept, simulations were carried out according to the number of subbands to demonstrate the advantages of this technique compared to the case of a single band. In fact, the signal decomposition into several subbands improves the sensitivity of the predistorter and its ability to track changes in the AM/AM and AM/PM characteristics. Moreover, the subband filtering allows an independent processing in each subband. As a consequence, the required total number of coefficients in the linear filters can be decreased. Finally, the examination of the eigenvalues of the autocorrelation matrix in each subband reveals the great improvement in the speed of convergence in the case of an adaptive structure.

TABLES DES MATIERES

LISTE DES TABLEAUX.....	XVI
LISTE DES FIGURES.....	XVII
LISTE DES SIGLES ET ABREVIATIONS	XXII
AVANT-PROPOS	XXIV
 INTRODUCTION	 1
 CHAPITRE 1. TECHNIQUES DE LINÉARISATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE	 3
1.1. Intérêts de la linéarisation des amplificateurs	3
1.2. La linéarisation par rétroaction	6
1.2.1. Principe de la rétroaction	6
1.2.2. Rétroaction par enveloppe.....	7
1.2.3. Autres techniques de linéarisation par rétroaction.....	10
1.2.4. Conclusion	11
1.3. La linéarisation par post-compensation	12
1.3.1. Principe de la linéarisation par post-compensation.....	12
1.3.2. Avantages et limitations de la post-compensation.....	13
1.3.3. La post-compensation adaptative.....	15
1.3.4. Conclusion	16
1.4. La linéarisation par prédistorsion.....	16

1.4.1.	Principe de la prédistorsion.....	16
1.4.2.	Techniques de prédistorsion analogique	17
1.4.3.	Techniques de prédistorsion numérique.....	20
1.4.4.	Conclusion	27
CHAPITRE 2. PRÉDISTORSION NUMÉRIQUE EN BANDE DE BASE UTILISANT LA TECHNIQUE DU FILTRAGE EN SOUS BANDES		29
2.1.	Théorie du filtrage en sous bandes.....	30
2.1.1.	Principe de la technique	30
2.1.2.	Décomposition polyphasée d'un signal	31
2.1.3.	Opération de décimation	32
2.1.4.	Opération d'interpolation.....	34
2.1.5.	Avantages du filtrage en sous bandes	35
2.2.	Schéma de prédistorsion proposé.....	37
2.2.1.	Description	37
2.2.2.	Module de prédistorsion statique	38
2.2.3.	Module de filtrage en sous bandes.....	43
2.3.	Conclusion	55
CHAPITRE 3. CONCEPTION D'UN TRANSMETTEUR EN BANDE S POUR LES STATIONS DE BASE DES APPLICATIONS UMTS.....		56
3.1.	Conception du transmetteur	56
3.1.1.	Conception de la chaîne d'amplification	56
3.1.2.	Conception du transposeur de fréquences élévateur	65

3.2.	Tests et mesures du Transmetteur	69
3.2.1.	Tests et mesures du transposeur de fréquences éleveur	69
3.2.2.	Tests et mesures de la chaîne d'amplification.....	77
3.3.	Conclusion	85
CHAPITRE 4. VALIDATION EXPERIMENTALE DU CONCEPT DE PRÉDISTORSION NUMÉRIQUE PAR FILTRAGE EN SOUS BANDES		87
4.1.	Linéarisation par prédistorsion statique	87
4.1.1.	Synthèse de la fonction de prédistorsion.....	87
4.1.2.	Validation expérimentale du module de prédistorsion statique	92
4.1.3.	Dégradation de la qualité de la linéarisation avec la température.....	96
4.2.	Prédistorsion par filtrage en sous bandes	100
4.2.1.	Choix du banc de filtres	100
4.2.2.	Identification des filtres de traitement.....	102
4.2.3.	Validation expérimentale du module de filtrage en sous bandes	109
4.2.4.	Atouts de la technique proposée	114
4.3.	Conclusion	122
CONCLUSION		123
REFERENCES		125

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1-1 :	Comparaison entre les performances d'un amplificateur sans et avec linéarisation.....	5
Tableau 2-1 :	Comparaison entre le nombre d'opérations nécessaires pour chaque topologie d'implémentation des filtres d'analyse et de synthèse	54
Tableau 3-1 :	Caractéristiques du transistor MRF21085	57
Tableau 3-2 :	Caractéristiques des amplificateurs MHPA21010 et MRF21045	59
Tableau 3-3 :	Analogie entre les circuits électriques et thermiques.....	61
Tableau 4-1 :	Niveaux de puissance, IBO à l'entrée de l'amplificateur et du prédistordeur et efficacité du drain	93
Tableau 4-2 :	Émissions dans les canaux adjacents avant et après linéarisation	94
Tableau 4-3 :	Variation de la vitesse de convergence de l'algorithme adaptatif en fonction du nombre de sous bandes.....	121

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1 :	Efficacité du drain et gain mesurés en fonction de P_{in} (MHPA21010).	4
Figure 1-2 :	Schéma fonctionnel de la technique de la rétroaction	6
Figure 1-3 :	Rétroaction par boucle polaire.....	7
Figure 1-4 :	Rétroaction par enveloppe	8
Figure 1-5 :	Rétroaction par boucle cartésienne	10
Figure 1-6 :	La linéarisation par post-compensation	13
Figure 1-7 :	Schéma de principe de la linéarisation par prédistorsion	17
Figure 1-8 :	Prédistorsion analogique par modulation vectorielle	20
Figure 1-9 :	Schéma fonctionnel de la prédistorsion numérique.....	22
Figure 1-10 :	Prédistorsion numérique par conversion	23
Figure 1-11 :	Prédistorsion numérique par gain complexe.....	24
Figure 1-12 :	Prédistorsion adaptative par minimisation d'un signal d'erreur.....	25
Figure 1-13 :	Prédistorsion adaptative par la caractérisation en temps réel de l'amplificateur.....	26
Figure 1-14 :	Diagramme bloc de la prédistorsion numérique RF	27
Figure 2-1 :	Diagramme bloc d'un système de filtrage en M sous bandes.....	30
Figure 2-2 :	Diagramme bloc du prédistordeur proposé.....	37
Figure 2-3 :	Calcul de l'indexe des tables de correspondance	41
Figure 2-4 :	Configurations des tables de correspondance.....	42

Figure 2-5 :	Schéma bloc du prédistordeur statique	43
Figure 2-6 :	Chaîne d'analyse à base de filtres QMF	44
Figure 2-7 :	Réponses fréquentielles des filtres H_0 et H_1	45
Figure 2-8 :	Système de filtrage en deux sous bandes.....	47
Figure 2-9 :	Structure directe pour l'implémentation des filtres d'analyse	52
Figure 2-10 :	Structure indirecte pour l'implémentation des filtres de synthèse.....	52
Figure 3-1 :	Circuit de l'amplificateur de puissance	58
Figure 3-2 :	Schéma de la chaîne d'amplification.....	59
Figure 3-3 :	Circuits des étages intermédiaires	59
Figure 3-4 :	Schéma synoptique du transposeur de fréquences éleveur	66
Figure 3-5 :	Circuit du premier étage de conversion de fréquences.....	67
Figure 3-6 :	Circuit du deuxième étage de conversion de fréquences.....	68
Figure 3-7 :	Circuit de l'amplificateur de compensation.....	69
Figure 3-8 :	Schéma du montage de mesure de la perte de conversion du mélangeur	70
Figure 3-9 :	Schéma du montage de mesure de l'isolation du mélangeur.....	70
Figure 3-10 :	Perte de conversion et isolations du mélangeur au 1 ^{er} étage du transposeur.....	71
Figure 3-11 :	Perte de conversion et isolations du mélangeur au 2 nd étage du transposeur.....	72
Figure 3-12 :	Paramètres de dispersion mesurés du filtre du 1 ^{er} étage du transposeur	73

Figure 3-13 :	Paramètres de dispersion mesurés du filtre du 2 nd étage du transposeur	74
Figure 3-14 :	Montage expérimental pour la caractérisation du transposeur de fréquences	75
Figure 3-15 :	Transposeur de fréquences sous test.....	75
Figure 3-16 :	Spectres mesurés à la sortie du mélangeur et du 1 ^{er} étage de conversion	76
Figure 3-17 :	Spectres mesurés à la sortie du mélangeur et du 2 nd étage de conversion.....	76
Figure 3-18 :	Spectre mesuré à la sortie du transposeur de fréquences éleveur	77
Figure 3-19 :	Chaîne d'amplification sous test.....	78
Figure 3-20 :	Paramètres de dispersion mesurés de la chaîne d'amplification	79
Figure 3-21 :	Banc de mesures pour la caractérisation AM/AM et AM/PM de la chaîne d'amplification	80
Figure 3-22 :	Caractéristique AM/AM mesurée de la chaîne d'amplification	82
Figure 3-23 :	Caractéristique AM/PM mesurée de la chaîne d'amplification.....	82
Figure 3-24 :	Caractéristique AM/AM mesurée du transposeur de fréquences	83
Figure 3-25 :	Caractéristique AM/PM mesurée du transposeur de fréquences	84
Figure 3-26 :	Caractéristique AM/AM mesurée du transmetteur	84
Figure 3-27 :	Caractéristique AM/PM mesurée du transmetteur	85
Figure 4-1 :	Caractéristiques AM/AM mesurée et lissée de l'amplificateur	88
Figure 4-2 :	Caractéristiques AM/PM mesurée et lissée de l'amplificateur.....	89
Figure 4-3 :	Caractéristiques AM/AM de l'amplificateur et du prédistordeur.....	90

Figure 4-4 :	Caractéristiques AM/PM de l'amplificateur et du prédistordeur	90
Figure 4-5 :	Caractéristiques P_{out} vs. P_{in} de l'amplificateur et du prédistordeur	91
Figure 4-6 :	Spectres mesurés à la sortie de l'amplificateur avant et après linéarisation ($P_{in}=-9.27\text{dBm}$)	95
Figure 4-7 :	Spectres mesurés à la sortie de l'amplificateur avant et après linéarisation ($P_{in}=-6.96\text{dBm}$)	95
Figure 4-8 :	Spectres mesurés à la sortie du transmetteur avant et après linéarisation	96
Figure 4-9 :	Photographie de la chambre de contrôle thermique.....	97
Figure 4-10 :	Caractéristiques AM/AM mesurées en fonction de la température.....	98
Figure 4-11 :	Caractéristiques AM/PM mesurées en fonction de la température	98
Figure 4-12 :	Spectres mesurés à la sortie de l'amplificateur linéarisé avec un prédistordeur mésapparié.....	99
Figure 4-13 :	Schéma de principe pour le calcul de l'erreur de reconstruction.....	101
Figure 4-14 :	Évolution de l'erreur quadratique moyenne en fonction de l'ordre du filtre.....	102
Figure 4-15 :	Schéma synoptique de la procédure d'identification.....	103
Figure 4-16 :	Erreurs d'estimation vs. ordres des filtres (cas de 4 sous bandes).....	106
Figure 4-17 :	Erreurs d'estimation vs. ordres des filtres (cas de 8 sous bandes).....	107
Figure 4-18 :	Erreur d'estimation vs. ordre du filtre (cas d'une sous bande).....	109
Figure 4-19 :	Diagramme bloc du test de la qualité de la reconstruction	110
Figure 4-20 :	Spectres mesurés sans et avec décomposition en 4 sous bandes	111
Figure 4-21 :	Spectres mesurés sans et avec décomposition en 8 sous bandes	111
Figure 4-22 :	Spectres mesurés à la sortie de l'amplificateur.....	112

Figure 4-23 :	Spectres non linéaire et linéarisé par traitement en 4 sous bandes	113
Figure 4-24 :	Spectres non linéaire et linéarisé par traitement en 8 sous bandes	113
Figure 4-25 :	Spectres non linéaire et linéarisé par traitement en 1 bande.....	114
Figure 4-26 :	Fonctions d'autocorrélation des signaux prédistorus (cas d'une bande)	115
Figure 4-27 :	Fonctions d'autocorrélation des signaux prédistorus (cas de 4 sous bandes).....	116
Figure 4-28 :	Fonctions d'autocorrélation des signaux prédistorus (cas de 8 sous bandes).....	117

LISTE DES SIGLES ET ABREVIATIONS

3G :	3 ^{ème} Génération
ADS :	Advanced Design System
AM/AM :	Amplitude Modulation to Amplitude Modulation
AM/PM :	Amplitude Modulation to Phase Modulation
ACPR :	Adjacent Channel Power Ratio
CDMA :	Code Division Multiple Access
EE&R :	Envelope Elimination and Restoration
EQM :	Erreur Quadratique Moyenne
IBO :	Input Back-Off
IF :	Intermediate Frequency
LDMOS :	Lateral double Diffused Metal Oxide Semiconductor
LINC :	Linear amplification using Non linear Components
LMS :	Least-Mean-Square
LO :	Local Oscillator
LUT :	Look-Up Table
MCPA :	Multi-Channel Power Amplifier
MESFET :	METal Semiconductor Field Effect Transistor
MOSFET :	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
QMF :	Quadrature Mirror Filter
RAM :	Random Access Memory
RC6 :	Radio Configuration 6
RIF :	Réponse Impulsionnelle Finie
RII :	Réponse Impulsionnelle Infinie
RLS :	Recursive Least-Squares
RF :	RadioFréquences

SAW :	Surface Acoustic Wave
SR3 :	Spreading Rate 3x
TFD :	Transformée de Fourier Discrète
TWTA :	Travelling Wave Tube Amplifier
UMTS :	Universal Mobile Telecommunications System
W-CDMA :	Wideband Code Division Multiple Access

AVANT-PROPOS

Les amplificateurs de puissance sont les composants les plus critiques des chaînes de transmission. Leurs performances sont évaluées par rapport à deux aspects cruciaux à savoir la linéarité et l'efficacité énergétique. Dans le cadre des nouveaux standards de communications cellulaires, auxquels nous nous intéressons, les exigences de linéarité et d'efficacité au niveau des amplificateurs de puissance sont très sévères. Cependant, ces deux considérations étant antagonistes, il est souvent inévitable de sacrifier l'efficacité énergétique aux dépens de la linéarité puisque les performances en termes de linéarité doivent satisfaire aux exigences spécifiées par le masque des émissions dans les canaux adjacents. Généralement, ceci résulte en un surdimensionnement des amplificateurs qui se traduit non seulement par l'augmentation considérable du coût du transmetteur, puisque l'amplificateur représente l'élément le plus coûteux, mais également par l'accroissement des frais d'exploitation des installations. Les techniques de linéarisation permettent d'améliorer la linéarité de l'amplificateur dans sa région non linéaire. Il s'en suit une meilleure efficacité énergétique. La linéarisation par prédistorsion numérique est la technique la plus adaptée dans le contexte des systèmes 3G puisqu'elle allie un coût raisonnable et des performances convenables. La technique de linéarisation par prédistorsion numérique utilisant la technique du filtrage en sous bandes, proposée dans le présent mémoire, permet de faire face aux limitations des architectures conventionnelles de prédistorsion tel que la largeur de bande et la complexité de l'adaptation. Le principal objectif de ce travail est la validation expérimentale du concept proposé à travers la linéarisation d'un transmetteur à concevoir.

INTRODUCTION

Les systèmes de communications cellulaires connaissent depuis la dernière décennie une importante évolution stimulée par le besoin incessant de l'amélioration de la qualité de service. Les principaux instigateurs de cette progression sont l'augmentation de la capacité des réseaux et la diversification des services offerts. Le premier consiste à accroître le nombre d'utilisateurs au sein d'un réseau en vue d'un meilleur rendement économique. Le second se traduit par l'offre de plusieurs services autres que la transmission de la voix tel que le transfert de données, les services multimédias, Ces deux objectifs devant être gérés dans le contexte d'un spectre électromagnétique limité et de plus en plus encombré. Ceci a été à l'origine de l'élaboration des techniques d'accès à haute efficacité spectrale. Parmi ces techniques, citons celle de l'accès multiple par différence de code (CDMA) et ses variantes CDMA2000 et WCDMA qui ont connu beaucoup de succès et qui ont été adoptées pour le standard des systèmes cellulaires 3G.

Au niveau des transmetteurs radiofréquences, l'efficacité énergétique est également une considération majeure de laquelle dépendent les coûts de déploiement et d'exploitation des infrastructures. Ainsi, dans le cadre des nouveaux standards de communications cellulaires, la tendance est vers l'élaboration de systèmes à hautes efficacités spectrale et énergétique. Ces aspects d'efficacité représentent la partie la plus délicate des spécifications sur les transmetteurs RF essentiellement pour les stations de base des systèmes cellulaires 3G. Le principal élément qui doit satisfaire aux exigences d'efficacité imposées au niveau du transmetteur est l'amplificateur de puissance qui est le composant le plus coûteux et le plus volumineux dans les chaînes de transmission. Au niveau de l'amplificateur, la contrainte d'efficacité spectrale se traduit par un besoin de linéarité. En effet, les techniques de type CDMA résultent en des signaux à enveloppes variables ayant une large dynamique et qui sont très sensibles aux non linéarités des

amplificateurs. Cependant, un compromis entre la linéarité et l'efficacité énergétique est indispensable puisque, fondamentalement, un amplificateur ne peut être à la fois linéaire et efficace énergétiquement. Les techniques de linéarisation rendent possible un meilleur compromis en augmentant le niveau de linéarité possible pour une efficacité énergétique donnée et vice-versa. On distingue essentiellement trois grandes catégories de techniques de linéarisation : la rétroaction, la post-compensation et la prédistorsion. Récemment, en bénéficiant des percées dans le domaine des processeurs numériques, la prédistorsion numérique a acquis une place de choix dans le contexte de la linéarisation des transmetteurs pour les stations de base 3G. Les principaux atouts de cette technique sont sa complexité réduite relativement aux autres techniques de linéarisation, ses performances suffisantes pour l'application considérée et surtout sa reconfigurabilité très prisée dans l'environnement multi-standards. Les limites de cette technique se situent essentiellement au niveau de la largeur de bande et de la complexité de l'adaptation.

Dans ce mémoire, on propose l'utilisation du filtrage en sous bandes pour réduire la vitesse de traitement et améliorer la sensibilité du prédistordeur. Par ailleurs, en passant à une structure adaptative, le schéma proposé améliorera considérablement la vitesse de convergence. Les objectifs de ce travail sont au nombre de deux : la conception d'un transmetteur pour les stations de base 3G en bande S à 2.14GHz et la validation du concept proposé en l'utilisant pour la linéarisation du transmetteur conçu. Dans le premier chapitre, on présentera une étude bibliographique des différentes techniques de linéarisation. On introduira ensuite la technique du filtrage en sous bandes dans le second chapitre. On y exposera également le schéma de prédistorsion proposé. Ensuite, on présentera, dans le troisième chapitre, la conception du transmetteur et les différentes mesures effectuées pour sa caractérisation. La validation expérimentale du concept proposé ainsi que ses principaux avantages seront présentés dans le quatrième chapitre.

CHAPITRE 1. TECHNIQUES DE LINÉARISATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

1.1. Intérêts de la linéarisation des amplificateurs

La non linéarité intrinsèque des amplificateurs de puissance est à l'origine des distorsions que subit le signal lors de son amplification. Cette non linéarité est acceptable dans le cas de la transmission de signaux à enveloppes constantes. Malheureusement, l'utilisation de telles techniques de modulations (à enveloppes constantes) limite considérablement l'efficacité spectrale. Dans les techniques CDMA l'efficacité spectrale est obtenue moyennant l'emploi de modulations numériques linéaires qui résultent en des signaux large bande à enveloppes non constantes ayant un rapport de puissance crête à puissance moyenne assez élevé (pouvant dépasser 9dB pour des signaux CDMA2000). Dans de telles conditions, la linéarité des amplificateurs devient un facteur déterminant. En effet, la non linéarité des caractéristiques AM/AM et AM/PM des amplificateurs cause les interférences inter-symboles, la déformation de la constellation et surtout l'étalement du spectre. Ce dernier se traduit par l'élargissement du spectre à la sortie de l'amplificateur pouvant ainsi causer des interférences avec les canaux adjacents. Faute d'un niveau de linéarité suffisant, le spectre du signal à la sortie de l'amplificateur échouera à satisfaire aux exigences du masque des émissions établi par les organismes réglementaires.

La manière la plus intuitive pour garantir une amplification linéaire des signaux est d'opérer l'amplificateur en classe A avec un large back-off c'est à dire à un point de fonctionnement assez éloigné de la puissance de saturation. Ce back-off est d'autant plus grand que le rapport de puissance crête à puissance moyenne des signaux transmis est élevé. Dans ces conditions, l'efficacité énergétique de l'amplificateur s'en trouvera

largement amoindrie. En effet, tel que l'illustre la figure 1-1, l'efficacité énergétique des amplificateurs de puissance est faible dans la zone de fonctionnement linéaire. Cette efficacité augmente à mesure que l'amplificateur est poussé dans sa région de compression. Par conséquent, les techniques de linéarisation des amplificateurs de puissance représentent une solution indispensable pour aboutir à un bon compromis entre la linéarité et l'efficacité énergétique.

La linéarisation des amplificateurs permet d'avoir une meilleure linéarité pour un niveau de puissance de sortie donné. Elle permet ainsi de réduire la taille des amplificateurs nécessaires. Ceci s'accompagne également par la diminution de la puissance consommée et tous les frais d'entretien reliés à la dissipation de cette puissance. Le tableau 1-1 présente une comparaison entre les performances d'un amplificateur sans linéarisation et celle d'un amplificateur linéarisé, tous deux fournissant une même puissance de sortie à niveaux de linéarité égaux. Dans cet exemple, on suppose que le circuit de linéarisation améliore de 12dB le rapport C/IM3. Ainsi, la linéarisation permet d'utiliser un amplificateur 4 fois plus petit (en terme de puissance de sortie) et de diminuer le back-off de 6dB. Ceci améliore l'efficacité énergétique qui passe de 5% à 15% et réduit considérablement la puissance consommée.

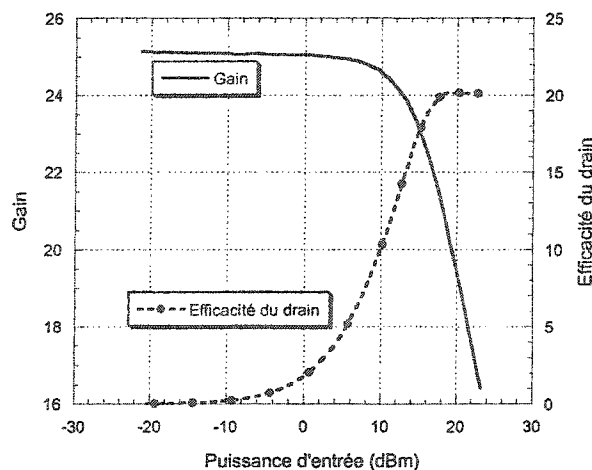


Figure 1-1 : Efficacité du drain et gain mesurés en fonction de P_{in} (MHPA21010)

Facteur de comparaison	Amplificateur non linéarisé	Amplificateur linéarisé
Performances typiques	<ul style="list-style-type: none"> • $P_{1db} = 56$ dBm (400 W) • Back-off = 13 dB • C/IM3 = 46 dBc • P = 43 dbm (20 W) • Efficacité $\approx 5\%$ 	<ul style="list-style-type: none"> • $P_{1db} = 50$ dBm (100 W) • Back-off = 7 dB • C/IM3 = 46 dBc • P = 43 dbm (20 W) • Efficacité $\approx 15\%$
Consommation de puissance	$P_{DC} = 400$ W	$P_{DC} = 133$ W

Tableau 1-1 : Comparaison entre les performances d'un amplificateur sans et avec linéarisation

En termes de puissance, l'apport de la linéarisation se traduit par une augmentation de la puissance émise pour un niveau de linéarité donné. Cette amélioration a d'importantes conséquences sur la planification des réseaux cellulaires et le déploiement des stations de base. En effet, l'augmentation de la puissance émise permet d'agrandir la zone de couverture de chaque station de base. Cette amélioration est typiquement de l'ordre de 15%.

Plusieurs techniques de linéarisation ont été développées. Ces techniques peuvent être classées en trois catégories : la linéarisation par rétroaction (plus connue sous le terme anglophone « Feedback »), la linéarisation par post-compensation (communément désignée par « Feedforward ») et la linéarisation par prédistorsion. D'autres alternatives d'amplification linéaire existent. Parmi les plus pertinentes, citons l'amplification linéaire utilisant des composants non linéaires (LINC) et la technique d'élimination et de restauration d'enveloppe (EE&R). Ces topologies s'apparentent certes à la linéarisation dans la mesure où l'objectif ultime est d'effectuer une amplification linéaire à une meilleure efficacité énergétique. Cependant, elles se distinguent des techniques conventionnelles de linéarisation par le fait qu'elles tendent à linéariser le transmetteur, plutôt que l'amplificateur, tout en tolérant une amplification non linéaire des signaux.

1.2. La linéarisation par rétroaction

1.2.1. Principe de la rétroaction

Cette technique consiste à ramener une fraction du signal de sortie à l'entrée de l'amplificateur. Ces deux signaux sont combinés, au niveau du comparateur, afin d'annuler un signal d'erreur. La figure 1-2 présente le schéma fonctionnel de cette technique. La boucle de retour se limite dans le cas le plus simple à un diviseur de tension et peut éventuellement contenir plusieurs éléments de traitement de signal.

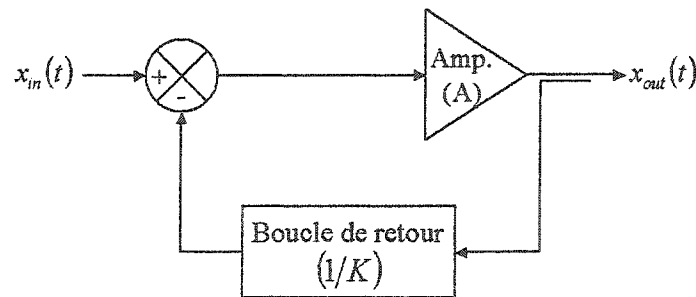


Figure 1-2 : Schéma fonctionnel de la technique de la rétroaction

D'après la figure 1-2, le signal à la sortie de l'amplificateur est donné par :

$$x_{out}(t) = \frac{K \cdot A}{K + A} \cdot x_{in}(t) \approx K \cdot x_{in}(t) \quad \text{Eq. 1-1}$$

Cette approximation n'est possible que lorsque le gain de la boucle de rétroaction (K) est très faible devant le gain de l'amplificateur (A). Par conséquent, le gain total s'en trouvera considérablement réduit au profit d'une amélioration de la linéarité. Par ailleurs, le délai de la boucle de retour doit être suffisamment faible par rapport à la largeur de bande du signal pour assurer la stabilité du système.

Etant originellement destinée à la linéarisation des amplificateurs fonctionnant aux fréquences audio, la technique de rétroaction n'a pas été affectée par les contraintes précédemment présentées. En effet, à ces fréquences, le gain est peu coûteux et la stabilité facilement réalisée puisque les signaux sont à bandes étroites et le délai de l'amplificateur est petit par rapport à la période du signal. Cependant aux fréquences RF, les largeurs de bande sont beaucoup plus élevées que dans le cas des fréquences audio, la période du signal est plus petite et le gain plus coûteux. Dans ces conditions, les limitations de gain et de largeur de bande rendent beaucoup moins attrayante la linéarisation par rétroaction. Plusieurs variantes de cette technique ont été développées afin de mieux l'adapter au contexte de la linéarisation des amplificateurs RF.

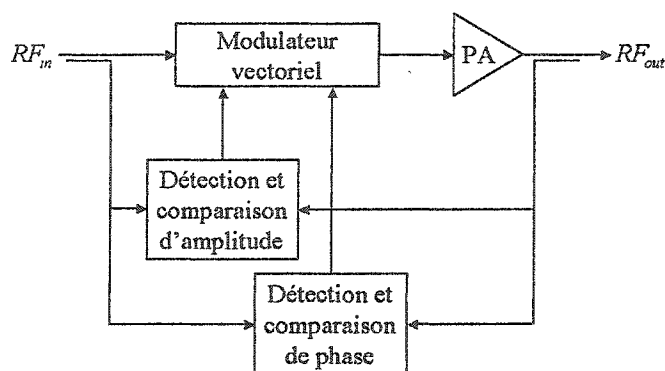


Figure 1-3 : Rétroaction par boucle polaire

1.2.2. Rétroaction par enveloppe

Cette technique tire profit des avantages de la rétroaction aux basses fréquences. Elle permet de transposer le problème de la rétroaction aux fréquences RF à des fréquences beaucoup moins élevées où la stabilité est plus facile à garantir. Le principe de cette méthode, tel que proposée par [Arthanayake et Wood 1971], consiste à détecter les enveloppes des signaux à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur et comparer ces deux versions, générant ainsi un signal d'erreur en bande de base. Ce signal d'erreur agira ensuite sur le signal d'entrée, moyennant un modulateur vectoriel. Comme l'illustre la

figure 1-3, cette technique est basée sur la détection non cohérente de l'enveloppe. La simplicité relative de ce type de détection se répercute au niveau des performances puisque seule une correction du gain peut être obtenue. Dans le cas où la distorsion AM/PM est faible, les performances ainsi obtenues sont acceptables. Mais ces performances se dégradent considérablement à mesure que l'effet des distorsions AM/PM devient plus prononcé. Afin de palier à cette limitation majeure, des travaux ultérieurs [Petrovic et Gosling 1979, Petrovic 1983] ont proposé essentiellement deux versions basées sur une détection cohérente de l'enveloppe. Ces deux variantes de la rétroaction par enveloppe sont respectivement la rétroaction par boucle polaire et la rétroaction par boucle cartésienne.

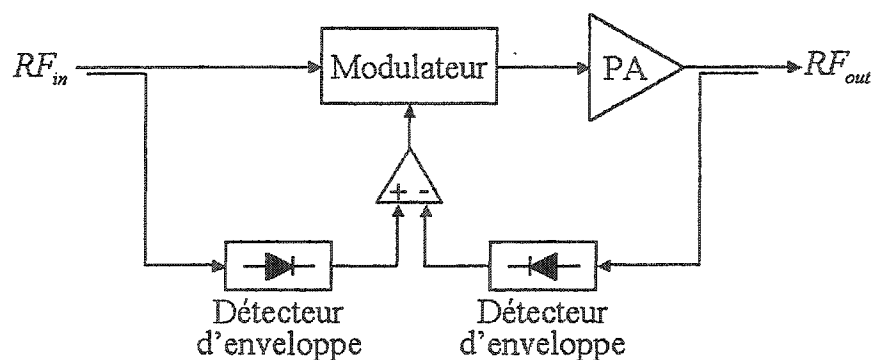


Figure 1-4 : Rétroaction par enveloppe

1.2.2.1. La rétroaction par boucle polaire

Le schéma de principe de cette forme de rétroaction par enveloppe est présenté dans la figure 1-4 [Kenington 2000]. Les informations sur l'amplitude et la phase des signaux à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur sont extraites et comparées entre elles afin de générer deux signaux d'erreurs. Pour la détection de l'amplitude, l'architecture proposée utilise un démodulateur et un limiteur dans chaque branche pour réaliser une détection cohérente. La portion de contrôle de la phase est une boucle à verrouillage de phase. Les

signaux des erreurs sur l'amplitude et la phase ainsi produits permettent de contrôler l'amplitude et la phase du signal à la sortie de l'amplificateur à travers deux boucles indépendantes de rétroaction.

La rétroaction par boucle polaire possède certaines limitations dues principalement à la largeur de bande réduite de certains composants au niveau de l'une ou l'autre des deux boucles dépendamment de la nature de la modulation. Lorsque c'est la largeur de bande des composants de la boucle de correction d'amplitude qui fait défaut, les distorsions AM/AM ne seront pas parfaitement compensées. Les limitations de largeur de bande au niveau de la boucle de correction de phase auront des incidences équivalentes sur la caractéristique AM/PM. De plus, cette dernière boucle possède les problèmes spécifiques aux boucles à verrouillage de phase.

1.2.2.2. La rétroaction par boucle cartésienne

Le principe de la rétroaction par boucle cartésienne est semblable à celui de la rétroaction par boucle polaire. La différence est que, pour cette variante, les signaux des erreurs ne sont plus dérivés à partir des composantes du signal dans le domaine polaire (amplitude et phase) mais dans le domaine cartésien (composantes en phase et en quadrature (I et Q)) comme l'illustre la figure 1-5 [Kenington 2000]. Cette technique permet de réduire la complexité du circuit par rapport à la boucle polaire et surtout de se passer de la détection de la phase. Tout comme la boucle polaire, elle permet de linéariser non seulement l'amplificateur mais également toute la chaîne RF.

Dans la littérature, [Kenington 1998] rapporte une amélioration de la linéarité entre 25 et 45dB dépendamment de la largeur de bande du signal. Des travaux plus récents, [Garcia Ducar, De Mingo et Valdovinos 2002], propose une implémentation digitale de la boucle cartésienne. Ceci permet de profiter des avantages et des possibilités du traitement numérique. Ainsi, cette architecture permet d'éviter la plupart des

imperfections analogiques (tel que le déséquilibre du modulateur et du démodulateur) et d'assurer un meilleur contrôle et ajustement du délai de la boucle de retour.

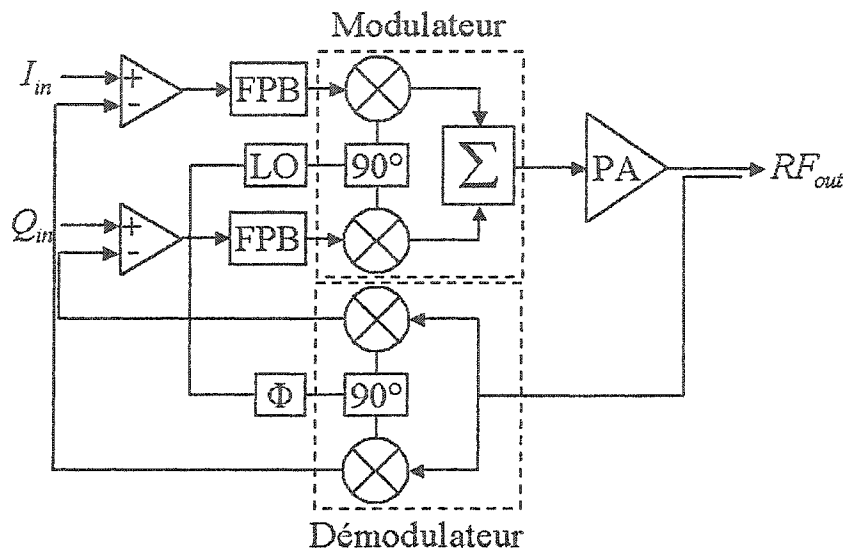


Figure 1-5 : Rétroaction par boucle cartésienne

1.2.3. Autres techniques de linéarisation par rétroaction

La technique de rétroaction par enveloppe, et ses deux variantes (la boucle polaire et la boucle cartésienne), sont à la base de la majorité des travaux sur la linéarisation par rétroaction. [Faulkner 1993] ajoute à la boucle cartésienne de rétroaction une polarisation dynamique de l'amplificateur (à base de transistor bipolaire à jonction). Cette polarisation, qui varie en fonction des composantes en phase et en quadrature (I et Q) du signal, force l'amplificateur à opérer en un point de fonctionnement où l'efficacité énergétique est meilleure.

[Ghannouchi, Cardinal et Hajji 1995] ont présenté une nouvelle architecture de la rétroaction par enveloppe appliquée à la linéarisation des MESFET. Dans cette

architecture le signal d'erreur, obtenu par comparaison des enveloppes à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur, est appliqué au niveau de la polarisation. Ceci permet de contrôler le gain de l'amplificateur. A l'instar de la rétroaction par enveloppe, cette technique corrige uniquement les distorsions d'amplitude (AM/AM). Les mêmes auteurs proposent dans [Cardinal et Ghannouchi 1995] l'ajout d'une deuxième branche pour la compensation des distorsions AM/PM. Dans cette technique, baptisée rétroaction adaptative à double enveloppe, le gain est contrôlé par une polarisation dynamique de la grille du MESFET alors que le déphasage est maintenu constant moyennant un déphaseur contrôlé par tension. Ces deux paramètres sont régis indépendamment par deux boucles séparées.

1.2.4. Conclusion

La rétroaction par enveloppe est à l'origine de la quasi-totalité des techniques de linéarisation par rétroaction des amplificateurs RF. Certes, diverses configurations présentant différents niveaux de performances ont émergé de cette méthode. Cependant, la principale limitation de la technique de linéarisation par rétroaction, à savoir la largeur de bande que peut supporter la boucle de retour, n'a pas été résolue. En effet, la chaîne de contre-réaction doit présenter un délai assez faible par rapport au délai de l'amplificateur qui est de 5ns typiquement. Pratiquement, il est difficile de réaliser un système avec rétroaction qui pourrait suivre une enveloppe variant à une cadence supérieure à quelques MHz et la largeur des signaux supportés ne peut dépasser les 10MHz [Katz 1999, Niehenke 2001]. Ceci rend cette technique moins attrayante compte tenu de la nouvelle orientation vers les signaux à bandes de plus en plus larges. De plus, ce schéma de linéarisation en boucle fermée présente un risque d'instabilité considérable.

1.3. La linéarisation par post-compensation

1.3.1. Principe de la linéarisation par post-compensation

La linéarisation par post-compensation consiste à combiner un signal de correction avec le signal à la sortie de l'amplificateur de façon à ce que le signal ainsi obtenu soit une version linéairement amplifiée du signal d'entrée. Un schéma conventionnel de linéarisation à base de post-compensation, tel que celui présenté à la figure 1-6, est constitué de deux boucles : une boucle d'annulation du signal et une boucle d'annulation des distorsions [Kenington 2000].

Dans la première boucle, un coupleur directif sépare le signal d'entrée en deux parties généralement inégales. La plus grande portion est acheminée vers l'amplificateur principal. La deuxième partie, correspondant au signal couplé, servira de référence pour l'annulation du signal. Ce signal de référence passera à travers une ligne à délai, un atténuateur et un déphaseur. La ligne à délai permet d'égaliser le délai de l'amplificateur principal. L'atténuateur et le déphaseur servent à ajuster l'amplitude et la phase de ce signal. A ce niveau, le signal de référence représente une réplique, à un facteur de gain scalaire près, de ce que serait le signal d'entrée de l'amplificateur s'il est linéairement amplifié. Ainsi, la comparaison de ce signal de sortie « idéal » avec une portion du « vrai » signal obtenu à la sortie de l'amplificateur permet d'éliminer la composante linéaire du signal de sortie. Cette boucle permet donc d'extraire le signal d'erreur contenant les distorsions non linéaires générées par l'amplificateur. De ce fait, elle est parfois dite boucle d'extraction des distorsions.

La boucle d'annulation des distorsions sert à ajuster le module et la phase du signal d'erreur obtenu à la sortie de la première boucle et de l'injecter avec le signal de sortie de l'amplificateur principal. Dans la première branche de cette deuxième boucle, un amplificateur auxiliaire permet d'amplifier le signal d'erreur et de le ramener à son

niveau originel (c'est-à-dire son niveau à la sortie de l'amplificateur principal). La seconde branche comprend une ligne à retard qui égalisera le délai de l'amplificateur auxiliaire. Les signaux obtenus au bout de chacune de ces deux branches sont finalement combinés constituant ainsi le signal de sortie de l'amplificateur linéarisé.

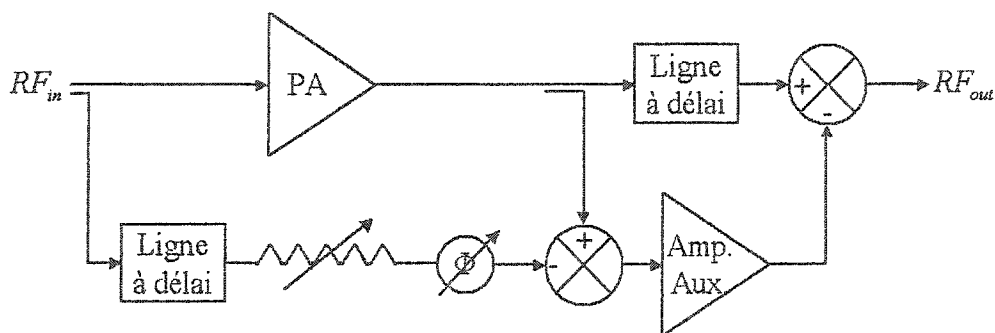


Figure 1-6 : La linéarisation par post-compensation

1.3.2. Avantages et limitations de la post-compensation

La technique de linéarisation par post-compensation est antérieure à la rétroaction. Cependant, sa complexité a considérablement ralenti son déploiement en faveur de celui de la rétroaction. En effet, le circuit de linéarisation par post-compensation nécessite plusieurs composants : coupleurs, hybrides, atténuateurs, déphaseurs, lignes à retard et amplificateur auxiliaire. Un ajustement précis, aussi bien en amplitude qu'en phase, entre ces différents éléments sur toute la largeur de bande de fonctionnement du système est nécessaire afin de préserver les performances de la post-compensation. De plus, cette plus grande complexité se répercute sur le coût et la taille du système. L'efficacité énergétique s'en trouve également affectée. En effet, outre les pertes éventuelles causées par les coupleurs utilisés, l'amplificateur auxiliaire qui doit être ultra linéaire, afin de reproduire fidèlement les composantes dues à la distorsion causée par l'amplificateur principal, aura une faible efficacité énergétique réduisant ainsi l'efficacité du système.

Par ailleurs, les dérives dues au vieillissement et au changement de la température ne peuvent être corrigées puisque la post-compensation s'effectue en boucle ouverte.

La post-compensation s'est toutefois imposée dans certaines applications, tel que les communications par satellite et les répéteurs de télévision, grâce à ses nombreux avantages parmi lesquels citons :

- Le maintien du gain de l'amplificateur : contrairement à la rétroaction, la post-compensation ne réduit pas le gain,
- La largeur de bande : la post-compensation est une technique large bande puisque la seule contrainte réside au niveau de la largeur de bande des composants qui est souvent acceptable,
- La stabilité inconditionnelle : la nature en boucle ouverte de cette technique lui confère une stabilité inconditionnelle. De plus, le délai de l'amplificateur n'est plus aussi critique puisque le signal d'erreur est appliqué à la sortie de l'amplificateur et non à son entrée,
- La fiabilité : grâce à sa configuration à deux branches, la post-compensation garantit une meilleure fiabilité. En effet, en cas de dysfonctionnement de l'amplificateur principal, l'amplification sera réalisée par l'amplificateur auxiliaire,
- La linéarité : la post-compensation permet d'obtenir une grande linéarité. En effet, si les performances de l'étage de post-compensation ne satisfont pas aux exigences de l'application considérée, l'utilisation d'une configuration à plusieurs étages est envisageable [Kenington 2000]. Théoriquement, il est possible d'obtenir n'importe quel niveau de distorsions désiré, aussi faible qu'il puisse être, moyennant l'utilisation de structures plus complexes (plusieurs étages de post-compensation). Ceci est d'autant plus intéressant que les erreurs

des différents étages de post-compensation ne sont pas cumulatives. Le nombre d'étages étant toutefois limité par des considérations de coût et de taille.

1.3.3. La post-compensation adaptative

Le principe de la post-compensation, tel que présenté précédemment, est très sensible à la tolérance des composants utilisés et surtout à la variation de leurs caractéristiques en fonction de la température et du vieillissement. En effet, un changement de ces caractéristiques altérera considérablement la linéarité du système à moins qu'un nouvel ajustement ne soit effectué. Par conséquent, il est indispensable d'ajouter une boucle d'adaptation afin d'assurer une même qualité de linéarisation à long terme.

Dans la littérature, plusieurs travaux ont traité cet aspect de la post-compensation. Les techniques d'adaptation proposées peuvent être classées en trois catégories. La première, [Narahashi et Nojima 1991, Chapman et Turney 1991], consiste à injecter des signaux pilotes à différents points pour guider l'adaptation. [Overmann et Long 1991] suggère des ajustements basés sur la minimisation de la puissance à certains points du circuit. La troisième technique, [Bauman 1983, Olver 1985], propose l'ajout d'un circuit pour calculer un signal gradient qui pilotera l'adaptation.

Des travaux ultérieurs tirent profit du développement de la technologie numérique et proposent l'utilisation d'algorithmes de contrôle basés sur le traitement numérique des signaux. Ainsi, [Zhao, Ghannouchi, Beauregard et Kouki 1996] présente une implémentation digitale des algorithmes de contrôle basés sur une annulation dans le domaine fréquentiel. [Jeckeln, Ghannouchi, Sawan et Beauregard 2001] propose une technique de post-compensation entièrement digitale basée sur la caractérisation instantanée de l'amplificateur principal à partir de laquelle est dérivé le signal de correction.

1.3.4. Conclusion

La linéarisation par post-compensation utilise une technologie bien établie basée sur des composants analogiques. Elle est une technique appropriée pour les applications de communications par satellite grâce à sa stabilité inconditionnelle et sa largeur de bande élevée. De plus, la post-compensation est largement utilisée pour la linéarisation des amplificateurs dans les stations de base où sa largeur de bande et sa grande linéarité représentent de sérieux atouts.

La majeure limitation de cette technique réside au niveau de son efficacité énergétique. Typiquement, elle est de l'ordre de 6 à 8% dépendamment du rapport de puissance crête à puissance moyenne et du degré de linéarité requis [Kenington 2002]. Cette technique étant mature, il est vraisemblable que les performances actuelles soient très proches des performances optimales.

1.4. La linéarisation par prédistorsion

1.4.1. Principe de la prédistorsion

Conceptuellement, la prédistorsion est la technique de linéarisation la plus simple. En effet, la manière la plus intuitive de linéariser un amplificateur est d'introduire en amont une non linéarité complémentaire de façon à ce que la combinaison des deux non linéarités en cascade soit perçue comme un système d'amplification linéaire. C'est le principe de la prédistorsion tel que l'illustre la figure 1-7.

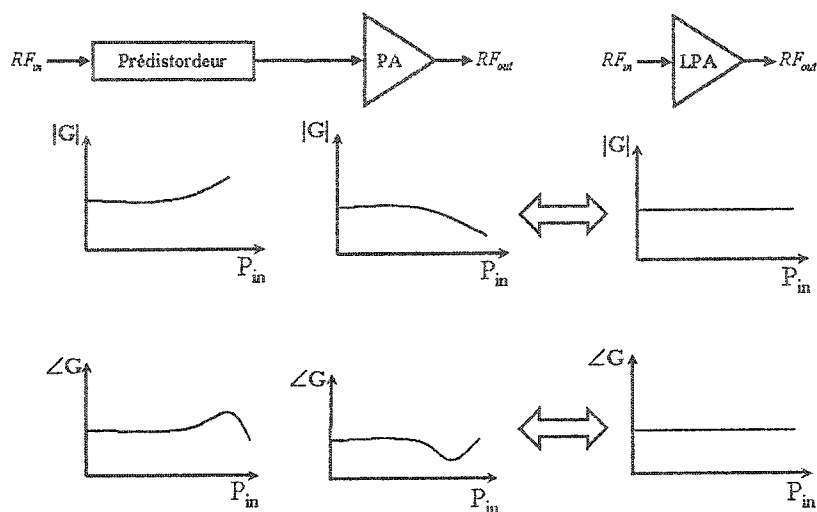


Figure 1-7 : Schéma de principe de la linéarisation par prédistorsion

Les techniques de prédistorsion peuvent être classées soit selon la fréquence à laquelle est accomplie l'opération de prédistorsion ou suivant le type d'implémentation. Selon le premier critère de classification, on distingue la prédistorsion RF, la prédistorsion IF et la prédistorsion en bande de base. Ces techniques peuvent être implémentées soit d'une façon analogique ou numérique.

Dans la suite, on présentera les différentes techniques de linéarisation suivant leur type d'implémentation (analogique ou numérique).

1.4.2. Techniques de prédistorsion analogique

Dans cette forme de linéarisation, la fonction de prédistorsion est appliquée moyennant des composants analogiques. Cette technique peut être employée aussi bien en bande de base qu'aux fréquences IF et RF. Cependant, elle est le plus souvent utilisée pour ces deux dernières configurations. Les différentes techniques de prédistorsion analogique émanent essentiellement de trois concepts : la prédistorsion cubique, la prédistorsion par synthèse de la fonction de prédistorsion et la prédistorsion par modulation vectorielle.

1.4.2.1. Prédistorsion analogique cubique

La prédistorsion cubique vise à éliminer les distorsions du troisième ordre. Dans ce cas, la fonction de prédistorsion consiste à additionner au signal d'entrée des composantes cubiques avec une phase adéquate de façon à annuler les distorsions à la sortie de l'amplificateur [Kenington 2000]. Les composantes cubiques peuvent être générées aussi bien par des diodes ou des transistors dont les caractéristiques sont semblables aux caractéristiques de troisième ordre de l'amplificateur. Cette technique est adaptée à la linéarisation des amplificateurs à base de tubes à ondes progressives (TWTA) pour lesquels les distorsions du troisième ordre sont les plus prédominantes. Cependant, l'amélioration de la linéarité obtenue est généralement modeste et limitée par le niveau des inter-modulations du cinquième ordre. De meilleures performances sont possibles moyennant un prédistordeur qui tient compte aussi bien des inter-modulations du troisième ordre que de celles du cinquième ordre.

La prédistorsion par injection harmonique [Li, Jing et Chan 1998] est basée sur un principe semblable à celui de la prédistorsion cubique. Cette technique est utilisable pour un amplificateur multi-étages. Elle utilise les distorsions harmoniques d'ordre deux générées par les premiers étages, qui seront injectées à l'amplificateur principal après un ajustement de leurs amplitude et phase. Ces distorsions harmoniques se combineront avec le signal utile pour annuler les distorsions d'inter-modulations générées à la sortie de l'amplificateur principal.

1.4.2.2. Prédistorsion analogique par approximation de la fonction

Cette technique de prédistorsion analogique consiste à synthétiser une fonction de prédistorsion qui se rapproche le plus possible d'une caractéristique de référence. La caractéristique de référence est la caractéristique idéale que devrait avoir le prédistordeur

afin de linéariser parfaitement l'amplificateur sous test. Cette fonction idéale est facilement déduite à partir des courbes AM/AM et AM/PM de l'amplificateur. Plusieurs topologies de la prédistorsion analogique par synthèse de la fonction du prédistordeur ont été rapportées dans la littérature.

La synthèse de la fonction de prédistorsion peut être réalisée en utilisant une diode dans la configuration la plus simple ou plusieurs diodes pour de meilleures performances. L'utilisation d'une diode en série résulte certes en un prédistordeur simple et peu coûteux mais ses performances sont très limitées. Une amélioration de 4dB de l'ACPR pour un signal CDMA IS-95 a été rapportée par [Sun, Li et Chia 1999]. [Yamauchi, Nakayama, Ikeda, Nakaguro, Kadowaki et Araki 2000] présente une topologie à base d'une diode parallèle. Il n'est toutefois pas possible d'ajuster indépendamment les caractéristiques AM/AM et AM/PM du prédistordeur avec cette topologie. Des travaux ultérieurs, [Park, Beauregard, Carangelo et Ghannouchi 2001], proposent l'utilisation d'un prédistordeur à deux branches en parallèle à base de diodes Schottky afin d'ajuster indépendamment les caractéristiques AM/AM et AM/PM via deux tensions de polarisation. Cette topologie améliore sensiblement la linéarité.

Une autre alternative consiste à approximer la caractéristique du prédistordeur en utilisant des fonctions définies par intervalles [Kenington 2000]. Il est ainsi possible d'approximer la fonction non linéaire du prédistordeur par un ensemble de fonctions linéaires par morceaux. Cependant, la complexité du circuit augmente à mesure que le nombre d'intervalles augmente. De plus, l'ajustement initial du prédistordeur s'en trouvera également plus compliqué. L'avantage de cette technique, comparée à la prédistorsion cubique, réside dans le fait que l'approximation de la caractéristique ne tient pas compte de l'ordre de la non linéarité de l'amplificateur. Par conséquent, l'amélioration de la linéarité ne sera pas restreinte à un ordre de distorsions.

1.4.2.3. Prédistorsion analogique par modulation vectorielle

Dans cette variante de la prédistorsion analogique, communément désignée par son appellation anglophone «work-function predistortion», la fonction de prédistorsion est réalisée en appliquant un coefficient d'ajustement complexe au signal d'entrée. Cette opération peut s'effectuer aussi bien en coordonnées cartésiennes que polaires.

[Stapleton et Costescu 1992] proposent une prédistorsion analogique adaptative par modulation vectorielle en coordonnées cartésiennes. Dans cette topologie, illustrée dans la figure 1-8, les coefficients d'ajustement sur les composantes en phase et en quadrature (I et Q) du signal sont des fonctions polynomiales de la puissance d'entrée optimisées pour la minimisation de la puissance émise dans les canaux adjacents. Le principal inconvénient de cette méthode est l'inter-dépendance des deux fonctions de prédistorsion due au fait que la non linéarité de l'amplificateur dépend de la puissance d'entrée et donc à la fois de I et de Q . L'utilisation de cette technique de prédistorsion en coordonnées polaires, tel que proposée par [Rey 1999], permet d'éviter cette inter-dépendance des coefficients de prédistorsion.

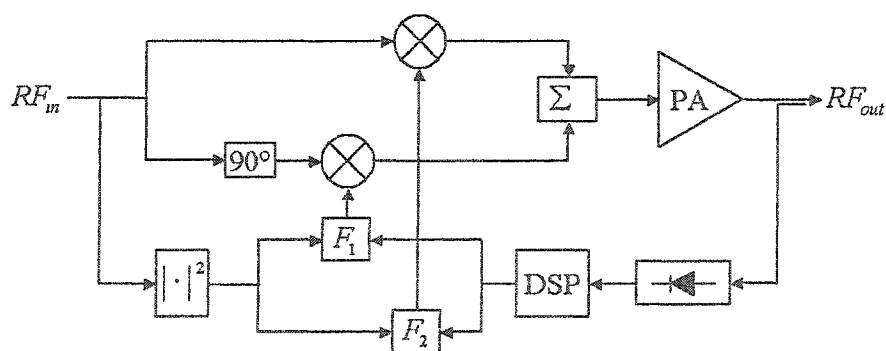


Figure 1-8 : Prédistorsion analogique par modulation vectorielle

1.4.3. Techniques de prédistorsion numérique

Autrefois limitée par les contraintes technologiques au niveau des processeurs numériques, la prédistorsion numérique est devenue une des techniques de linéarisation

les plus prometteuses. Ainsi, avec les performances actuelles des processeurs, il est possible d'obtenir une linéarité supérieure à celle obtenue par la prédistorsion analogique tout en bénéficiant d'avantages considérables. En effet, dans la prédistorsion numérique, la fonction de prédistorsion est implémentée de façon logicielle. Ainsi, le prédistordeur n'est plus dédié à un amplificateur donné mais reconfigurable en fonction de l'amplificateur à linéariser. De plus, cet aspect logiciel confère au prédistordeur une flexibilité et une reconfigurabilité très prisées dans le contexte actuel où la tendance est dans le sens de la migration vers des architectures multistandards.

La prédistorsion numérique peut être utilisée aussi bien en bande de base qu'à des fréquences intermédiaires ou RF. La prédistorsion numérique aux fréquences intermédiaires consiste à appliquer la fonction de prédistorsion à une version numérique du signal IF. Cette variante de la prédistorsion numérique n'a pas connu le même succès que les deux autres à cause de sa complexité et de la vitesse de traitement nécessaire pour pouvoir traiter un signal ayant une largeur de bande raisonnable. Ces deux paramètres étant dépendants de la vitesse et de la résolution des convertisseurs analogique/numérique et numérique/analogique utilisés.

1.4.3.1. Prédistorsion numérique en bande de base

Dans cette version de la prédistorsion numérique, la fonction de prédistorsion est appliquée au signal en bande de base. Toutefois, le signal d'entrée peut être aussi bien un signal déjà en bande de base ou un signal RF. La figure 1-9 présente le schéma fonctionnel d'un système de linéarisation par prédistorsion numérique en bande de base. Dans le premier bloc, qui est spécifique au cas d'une entrée RF, un mélangeur abaisseur permet de transformer le signal RF en un signal bande de base (ou IF) qui sera ensuite numérisé et démodulé. Les composantes en phase et en quadrature du signal démodulé seront ajustées par la fonction de prédistorsion. Généralement, cette fonction de prédistorsion est une opération d'ajustement des composantes (I, Q) du signal d'entrée

par des coefficients de correction (I_c, Q_c) . Ces derniers sont souvent déduits à partir d'une lecture dans une table de correspondance. Les données enregistrées dans cette table dépendent des caractéristiques non linéaires de l'amplificateur. Par conséquent, une boucle de retour est nécessaire pour mettre à jour la table de correspondance en tenant compte des variations des caractéristiques de l'amplificateur. Dans la suite de ce paragraphe, on fera abstraction de la nature du signal d'entrée et on ne considèrera que le cas d'une entrée numérique démodulée (I, Q) . En effet, le cas d'une entrée RF se ramène à celui d'une entrée numérique démodulée moyennant l'ajout du premier bloc de la figure 1-9.

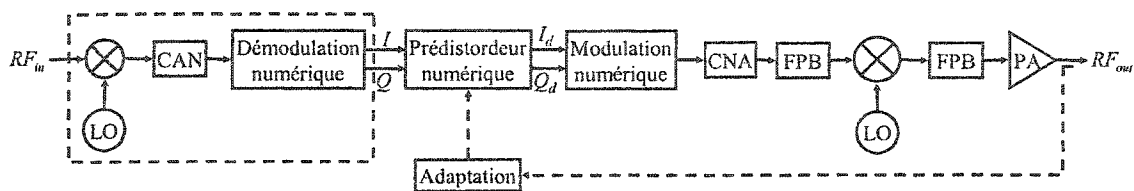


Figure 1-9 : Schéma fonctionnel de la prédistorsion numérique

L'indexation est l'une des considérations les plus importantes dans la synthèse de la table de correspondance du prédistorsionneur. Deux concepts ont été présentés dans la littérature. Le premier est celui de la prédistorsion par conversion, plus connue par « mapping predistortion », introduit par [Nagata 1989]. Ultérieurement, [Cavers 1990] a proposé la prédistorsion par gain complexe (« complex gain predistortion »).

La technique proposée par [Nagata 1989], présentée dans la figure 1-10, consiste à déterminer dans le plan complexe, l'image prédistordue de tout point de la trajectoire du signal d'entrée. Un vecteur d'ajustement qui correspond à la différence entre le point d'origine et son image prédistordue est ainsi déduit. Les composantes (I_c, Q_c) de ce vecteur sont stockées dans une mémoire vive (RAM) qui est indexée par la valeur complexe du signal d'entrée (couple (I, Q)). A chaque instant, l'indexe de la table de

correspondance est calculé en fonction du signal d'entrée (I,Q) . Le signal prédistoré (I_d, Q_d) est obtenu en additionnant les valeurs de correction (I_c, Q_c) correspondant à cet indice et le signal d'entrée (I,Q) .

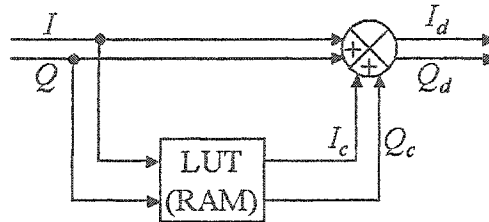


Figure 1-10 : Prédistorsion numérique par conversion

Nagata a également proposé un algorithme pour la compensation du délai entre le signal d'entrée et le signal à la sortie de l'amplificateur et un algorithme d'adaptation de la table de correspondance. Cette technique n'est pas restreinte à un ordre ou un type de non linéarité de l'amplificateur pourvu qu'elle soit sans mémoire. De plus, la prédistorsion n'est pas spécifique à un format de modulation puisqu'elle s'effectue après le filtre de mise en forme. Cependant, la taille de la table de correspondance et la vitesse de convergence de l'adaptation représentent les principales limitations de cette technique. En effet, le prédistoréur proposé par Nagata requiert une table à $2 \times (2^N)^2$ mots (N étant la résolution du système). Ainsi pour une résolution de 12 bits, une table à 32M mots est nécessaire. Par ailleurs, la vitesse de convergence de cette technique est certes suffisante dans le cas de changements lents, tel que ceux dus au vieillissement et/ou la variation de la température. Toutefois, l'adaptation suite à des variations rapides, tel que le changement de la porteuse, nécessite jusqu'à 10sec pour un taux de transmission de 16ksym/s et une résolution de 10bits.

Le concept de la prédistorsion par gain complexe proposé par [Cavers 1990] tire profit du fait que la non linéarité de l'amplificateur peut être considérée comme un gain

complexe qui dépend uniquement de la puissance du signal d'entrée. Par conséquent, la table de correspondance proposée est désormais unidimensionnelle et indexée par la puissance du signal d'entrée (ou éventuellement de façon équivalente par la tension du signal d'entrée). Le schéma de principe de ce type de prédistordeurs est présenté dans la figure 1-11. La puissance d'entrée est d'abord calculée à partir des composantes (I, Q) du signal d'entrée. Cette puissance servira à indexer la table de correspondance afin de déterminer le gain complexe (I_c, Q_c) du prédistordeur. Dans cette configuration, la fonction de prédistorsion est une opération de multiplication complexe des composantes (I, Q) du signal d'entrée par des coefficients de correction (I_c, Q_c) . Le résultat de cette multiplication représente la version prédistorquée (I_d, Q_d) du signal d'entrée (I, Q) .

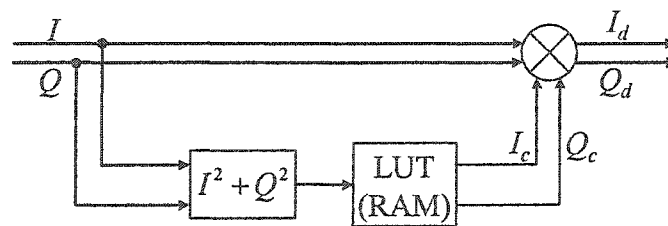


Figure 1-11 : Prédistorsion numérique par gain complexe

Tout comme le prédistordeur proposé par [Nagata 1989], le concept de la prédistorsion par gain complexe est indépendant de la non linéarité de l'amplificateur et du format de la modulation. Les principaux avantages de ce prédistordeur par rapport au premier sont la réduction de la taille de la mémoire requise et l'amélioration de la vitesse de convergence de l'algorithme d'adaptation. En effet, pour une résolution de 10 bits, la taille de la mémoire nécessaire passe de 2M mots à moins de 200 mots. Par ailleurs, le temps de convergence est réduit de 10sec à 4msec. Cependant, cette amélioration est obtenue aux dépens de la complexité de l'algorithme. Désormais, chaque itération nécessite deux additions complexes, quatre multiplications complexes et deux divisions d'un complexe par un réel au lieu de trois additions complexes et une multiplication d'un réel par un complexe.

La prédistorsion est une technique de linéarisation en boucle ouverte. Cependant, l'ajout d'une boucle d'adaptation pour la mise à jour de la table de correspondance s'avère indispensable pour le maintien des performances du prédistordeur lorsque les caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur changent. Dans la littérature, on distingue deux configurations : l'adaptation par la minimisation d'un signal d'erreur et l'adaptation par la caractérisation en temps réel de l'amplificateur. Dans la première configuration, présentée dans la figure 1-12, un signal d'erreur est déterminé en comparant les signaux d'entrée et de sortie. Cette erreur sera minimisée par un algorithme d'adaptation permettant ainsi la mise à jour de la fonction de prédistorsion lorsque les performances du prédistordeur se dégradent à cause de la variation des caractéristiques de l'amplificateur. La deuxième configuration proposée par [Jeckeln, Ghannouchi et Sawan 1996] est décrite dans la figure 1-13. Les signaux à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur sont mesurés permettant ainsi de déduire le gain complexe de l'amplificateur en temps réel. Les paramètres du prédistordeur sont ensuite déterminés à partir de ceux de l'amplificateur en une seule itération. Le principal avantage de cette technique est qu'elle évite une adaptation itérative comme celle de la première méthode.

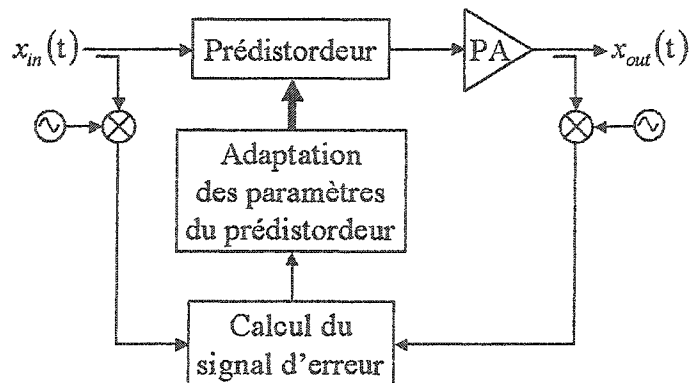


Figure 1-12 : Prédistorsion adaptative par minimisation d'un signal d'erreur

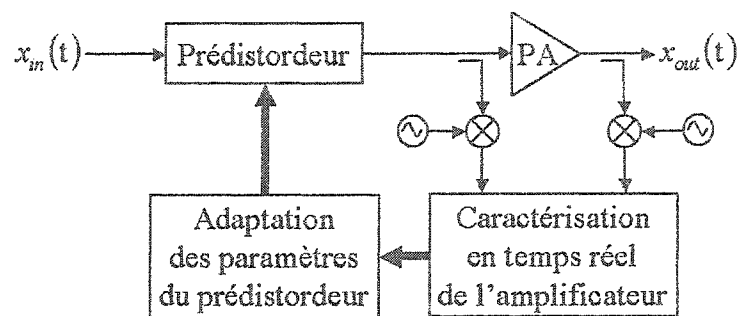


Figure 1-13 : Prédistorsion adaptative par la caractérisation en temps réel de l'amplificateur

1.4.3.2. Prédistorsion numérique RF

Tout comme son homologue analogique, la prédistorsion numérique RF consiste à appliquer la fonction de prédistorsion au signal RF [Kenington, Cope, Bennett et Bishop 2001]. Cependant, cette fonction est maintenant calculée de façon numérique. Le diagramme bloc de cette version de la prédistorsion est présenté à la figure 1-14. L'enveloppe du signal d'entrée est détectée et ensuite numérisée. Ce signal sera utilisé pour indexer deux tables de correspondance (LUT). Ces tables de correspondance représentent les fonctions de prédistorsion sur l'amplitude et la phase (AM/AM et AM/PM). Les deux signaux de correction ainsi obtenus à la sortie des tables de correspondance seront convertis par deux convertisseurs numérique/analogique et appliqués au signal RF via un modulateur vectoriel. Une boucle de retour permet d'assurer l'adaptation du système et de contrôler la qualité de la prédistorsion. Lorsque les caractéristiques de l'amplificateur changent, les performances du prédistordeur seront détériorées. Dans ce cas, la boucle de retour servira à mettre à jour les tables de correspondance en tenant compte de la variation des caractéristiques de l'amplificateur.

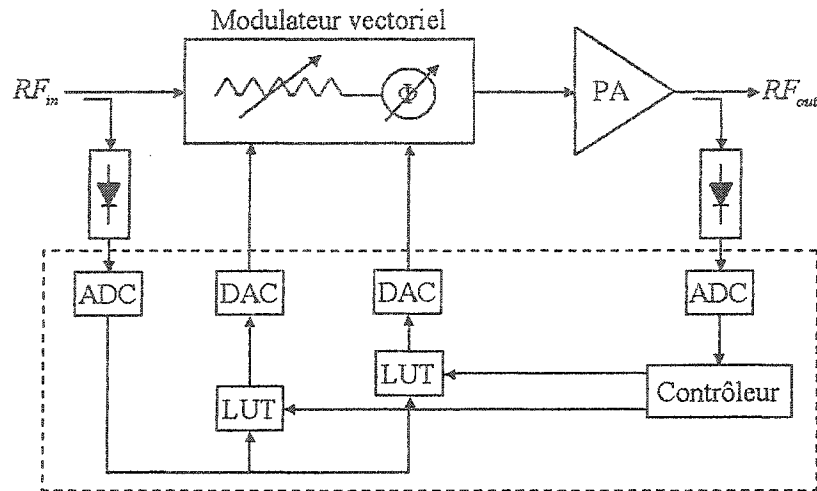


Figure 1-14 : Diagramme bloc de la prédistorsion numérique RF

La prédistorsion numérique RF opère sur des signaux RF ce qui présente un avantage de taille comparé à la prédistorsion numérique en bande de base. En effet cette configuration avec une entrée et une sortie aux fréquences RF permet de se passer des mélangeurs élévateur et abaisseur de fréquences qui requièrent un oscillateur local de haute qualité. De plus, ceci est d'autant plus important que les concepteurs des systèmes de linéarisation, tout comme ceux de l'étage d'amplification, ont souvent accès uniquement au signal RF. Cependant, cette technique nécessite un modulateur vectoriel linéaire sur toute la bande de fréquence du signal prédistordu afin de pouvoir moduler le signal RF d'entrée par le signal de correction.

1.4.4. Conclusion

Actuellement, la prédistorsion représente la technique de linéarisation la plus prometteuse. Son principal atout réside dans sa simplicité qui rend son implémentation beaucoup moins coûteuse que sa principale concurrente à savoir la technique de post-compensation. De plus, l'efficacité énergétique obtenue avec la linéarisation par prédistorsion est typiquement de l'ordre de 8 à 11 % [Kenington 2002] soit plus que

celle rapportée pour la post-compensation. Cependant l'amélioration de la linéarité est entre 10 et 15 dB. Bien que ses performances du point de vue linéarité soient inférieures à celles de la post-compensation, la prédistorsion s'avère suffisante pour des applications tel que les communications cellulaires.

Par ailleurs, l'évolution des processeurs numériques a joué un rôle clé dans le développement de la prédistorsion numérique qui est en pleine croissance. D'autant plus que sa flexibilité et sa reconfigurabilité sont devenues des facteurs clés avec la convergence vers des environnements multistandards. Néanmoins, avec la tendance vers des systèmes large bande, la limitation de la largeur de bande des systèmes de prédistorsion numérique devient un facteur déterminant auquel il faudra faire face sous peu.

CHAPITRE 2. PRÉDISTORSION NUMÉRIQUE EN BANDE DE BASE UTILISANT LA TECHNIQUE DU FILTRAGE EN SOUS BANDES

Parmi les différentes techniques de linéarisation, la prédistorsion numérique en bande de base est celle qui offre présentement le meilleur compromis entre performances, complexité et coût pour les stations de base des systèmes de communications cellulaires. Dans ces systèmes, l'évolution est vers l'utilisation de signaux de plus en plus large bande et d'amplificateurs multi-porteuses (MCPA). Par conséquent, la largeur de bande des signaux présents à l'entrée de l'amplificateur ne cesse d'augmenter imposant ainsi des contraintes strictes sur la vitesse des processeurs au niveau du système de prédistorsion.

Dans le présent travail, nous investiguons un nouveau concept pour la linéarisation des amplificateurs de puissance par la technique de prédistorsion numérique en bande de base. La méthode proposée se base sur l'utilisation du filtrage en sous bandes. Le filtrage en sous bandes est une technique de traitement numérique des signaux dans laquelle la vitesse de traitement des échantillons n'est pas la même en tout point du système. De ce fait, cette technique est également désignée par « filtrage multi-cadences ». Le filtrage en sous bandes est largement utilisé dans diverses applications de communications tel que la compression d'image, le traitement de la parole et surtout l'annulation de l'écho acoustique.

Dans la suite de ce chapitre, on exposera brièvement les principes de la théorie du filtrage multi-cadences. On présentera dans la deuxième partie, l'architecture proposée pour l'application de cette technique à la linéarisation des amplificateurs de puissance par la méthode de prédistorsion numérique en bande de base.

2.1. Théorie du filtrage en sous bandes

2.1.1. Principe de la technique

La figure 2-1 présente le diagramme bloc d'un système de filtrage en M sous bandes. On y distingue trois modules : la chaîne d'analyse, le module de traitement et la chaîne de synthèse. La chaîne d'analyse permet de séparer le signal d'entrée en M sous bandes, adjacentes dans le domaine fréquentiel, moyennant des filtres passe-bande. Les signaux ainsi obtenus dans chacune des sous bandes ont une largeur de bande plus étroite que celle du signal originel. Par conséquent, il est possible de diminuer la fréquence d'échantillonnage de ces signaux. Cette réduction de la fréquence d'échantillonnage est réalisée par l'opération de décimation. Les signaux sont ensuite traités séparément à la cadence réduite dans le module de traitement. Au niveau de la chaîne de synthèse, les signaux sont d'abord sur-échantillonnés afin de récupérer la fréquence d'échantillonnage du signal d'origine. Ensuite, des filtres passe-bande sont utilisés pour éliminer les signaux parasites générés par l'opération de sur-échantillonnage. Enfin, ces signaux filtrés sont combinés en un signal de sortie final par simple addition.

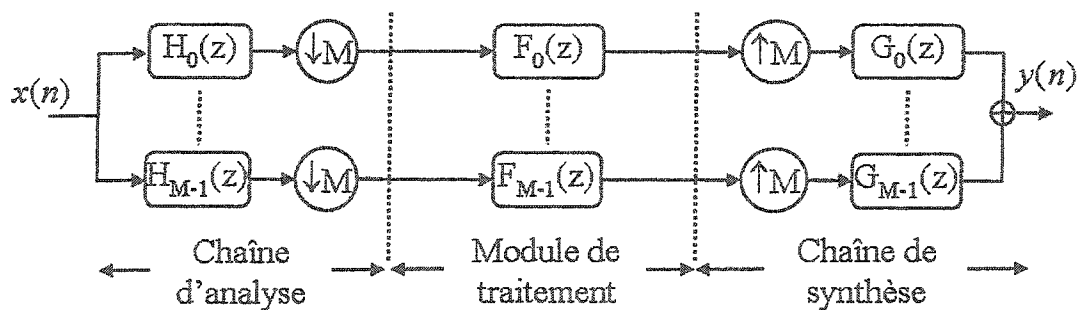


Figure 2-1 : Diagramme bloc d'un système de filtrage en M sous bandes

2.1.2. Décomposition polyphasée d'un signal

La décomposition polyphasée d'un signal est un outil mathématique essentiel à l'étude de la théorie du filtrage multi-cadences. Cet outil simplifie l'analyse de la décimation et de l'interpolation en procurant une formulation commode de chacune de ces deux opérations.

Considérons le signal numérique $x(k)$ dont la transformée en Z, $X(z)$, est donnée par :

$$X(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) \cdot z^{-k} \quad \text{Eq. 2-1}$$

afin d'aboutir à la décomposition polyphasée en M éléments de $X(z)$, il est utile de grouper, dans l'équation 2-1, les termes de la somme de façon plus appropriée :

$$X(z) = \sum_{i=0}^{M-1} \left(z^{-i} \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k \cdot M + i) \cdot (z^M)^{-k} \right) \quad \text{Eq. 2-2}$$

Par définition, [Zelniker et Taylor 1994], le $i^{\text{ème}}$ élément de la décomposition polyphasée de $X(z)$ est :

$$P_i(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k \cdot M + i) \cdot z^{-k} \quad \text{Eq. 2-3}$$

Ainsi la décomposition polyphasée du signal $X(z)$ sera donnée par :

$$X(z) = \sum_{i=0}^{M-1} z^{-i} \cdot P_i(z^M) \quad \text{Eq. 2-4}$$

Cette dernière relation est très utile pour l'étude de la décimation. Afin de parvenir à une relation aussi intéressante pour l'opération d'interpolation, il est plus judicieux de considérer la décomposition polyphasée transposée de $X(z)$:

$$X(z) = \sum_{i=0}^{M-1} z^{-(M-1-i)} \cdot Q_i(z^M) \quad \text{Eq. 2-5}$$

où :

$$Q_i(z) = P_{M-1-i}(z), \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad \text{Eq. 2-6}$$

2.1.3. Opération de décimation

Pour plusieurs raisons, il est possible qu'un signal soit échantillonné à une cadence beaucoup plus grande que la fréquence d'échantillonnage appropriée. Ceci peut être dû à un système d'acquisition de données qui fonctionne à une fréquence fixe par exemple ou à la nécessité de considérer juste une partie du spectre du signal initial. Afin d'optimiser la cadence de traitement de ce signal, il est essentiel d'utiliser une fréquence d'échantillonnage plus adaptée. Pour cela deux solutions sont possibles : soit ramener le signal au domaine analogique et l'échantillonner de nouveau à la cadence souhaitée, soit opérer le changement de la fréquence d'échantillonnage entièrement dans le domaine discret. La deuxième solution, la décimation, est incontestablement la plus pratique.

La décimation est l'opération qui consiste à réduire la fréquence d'échantillonnage d'un signal discret par un facteur M (M est généralement entier). Dans le domaine discret, la décimation par un entier M consiste à ne considérer qu'un seul échantillon sur toute suite de M échantillons successifs. Considérons, à titre d'exemple, le signal discret $x_d(k)$ qui représente une version décimée (par un facteur M) du signal $x(k)$. La relation entre ces deux signaux dans le domaine discret est donnée par :

$$x_d(k) = x(M \cdot k) \quad \text{Eq. 2-7}$$

Compte tenu des propriétés de la décomposition polyphasée précédemment exposées, il apparaît que :

$$X_d(z) = P_0(z) \quad \text{Eq. 2-8}$$

En considérant l'expression $\sum_{k=0}^{M-1} X(W_M^k \cdot z)$ (où $W_M = e^{-j2\pi/M}$), et en utilisant l'équation 2-4, il est possible d'exprimer $X_d(z)$ en fonction de $X(z)$ selon la relation :

$$X_d(z) = P_0(z) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} X(W_M^k \cdot z^{1/M}) \quad \text{Eq. 2-9}$$

A partir de cette dernière équation découle la relation entre la transformée de Fourier discrète (TFD) du signal $X_d(z)$ et celle du signal $X(z)$:

$$X_d(e^{j\theta}) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} X\left(e^{j\left(\frac{\theta}{M} - \frac{2\pi k}{M}\right)}\right) \quad \text{Eq. 2-10}$$

où :

$$\theta = 2\pi \cdot \frac{f}{f_e} \quad \text{désigne la fréquence discrète} \quad \text{Eq. 2-11}$$

Ainsi, le spectre du signal décimé peut être déduit à partir de celui du signal original par l'équation 2-10. En effet, ceci confirme l'effet intuitif de la décimation au niveau spectral : intuitivement, la réduction de la fréquence d'échantillonnage par un facteur M suite à l'opération de décimation produit un spectre équivalent à celui qui aurait été

obtenu si le signal analogique initialement échantillonné à la fréquence f_e l'avait été à la fréquence $\frac{f_e}{M}$.

Un facteur de décimation élevé risquerait de causer une distorsion du signal si le critère de Shannon n'est plus vérifié. Ceci explique la présence, dans les structures usuelles de décimation, d'un filtre passe-bande en amont de l'opérateur de décimation. Ce filtre sert à limiter la bande du signal à décimer pour éviter les repliements au niveau du spectre qui sont à l'origine de la distorsion du signal.

2.1.4. Opération d'interpolation

L'interpolation est l'opération « inverse » de la décimation : elle permet de passer d'une fréquence d'échantillonnage f_e à une fréquence M fois plus élevée ($f'_e = M \cdot f_e$). Le facteur d'interpolation M est généralement entier. Cette opération est indispensable pour la reconstruction du signal à la sortie du système de filtrage en sous bandes puisqu'elle permet de ramener les fréquences d'échantillonnage au niveau de chaque sous bande à la cadence appropriée pour le traitement de la totalité du signal. Comme c'est le cas pour la décimation, il est plus intéressant d'effectuer l'opération d'interpolation de façon numérique bien qu'il soit possible de la réaliser analogiquement.

Dans le domaine discret, l'opération d'interpolation se traduit par la création d'échantillons intermédiaires. Généralement, les échantillons ajoutés sont identiquement nuls. Ainsi, l'expression du signal après interpolation ($x_i(k)$) en fonction du signal initial ($x(k)$) sera :

$$x_i(k) = \begin{cases} x(k/M), & k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad \text{Eq. 2-12}$$

d'où :

$$x_i(k) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) \cdot \delta(k - n \cdot M) \quad \text{Eq. 2-13}$$

En considérant la transformée en Z, du signal $x_i(k)$, et en utilisant le résultat donné par l'équation 2-13, on abouti à la relation :

$$X_i(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) \cdot (z^M)^{-n} = X(z^M) \quad \text{Eq. 2-14}$$

La transformée de Fourier discrète de cette dernière équation, mène à :

$$X_i(e^{j\theta}) = X(e^{jM\theta}) \quad \text{Eq. 2-15}$$

Au niveau spectral, les signaux avant et après interpolation sont identiques, à un facteur de gain près, dans la bande allant jusqu'à la fréquence $\frac{f_e}{2}$. La seule différence apparaît au niveau des fréquences supérieures à $\frac{f_e}{2}$, c'est à dire dans la bande $\left[\frac{f_e}{2}, \frac{f_e'}{2}\right]$. En effet, dans le spectre du signal interpolé, il y a apparition de spectres images qui sont des répliques du spectre du signal initial au niveau des harmoniques de $\frac{f_e}{2}$. Afin d'éliminer ces nouvelles composantes fréquentielles, le plus souvent indésirables, un filtre passe-bande est placé en aval de chaque opérateur d'interpolation.

2.1.5. Avantages du filtrage en sous bandes

La décomposition en sous bandes crée plusieurs signaux ayant chacun une largeur de bande inférieure à celle du signal d'origine. L'opération de décimation permet

d'exploiter cet aspect pour adapter la cadence des calculs à la largeur de bande du signal au cours du traitement. Ainsi, cette technique permet de traiter simultanément plusieurs signaux en sous bandes à une cadence inférieure à celle qui aurait été nécessaire pour le signal originel.

Par ailleurs, cet avantage prend encore plus d'importance lorsqu'on considère un contexte d'identification ou de filtrage adaptatif. En effet, le filtrage multi-cadences permet de passer d'un problème d'identification d'un filtre ayant un grand nombre de coefficients à l'identification de plusieurs filtres d'ordres moins élevés. Généralement, cette réduction de l'ordre du filtre est proportionnelle au nombre de sous bandes. Le filtrage multi-cadences améliore également le comportement en convergence des filtres adaptatifs. En effet, la séparation en sous bandes du signal permet de mieux ajuster le pas d'adaptation à l'énergie du signal dans la sous bande correspondante. Ceci peut être expliqué par un principe de base selon lequel la vitesse de convergence est inversement proportionnelle au rapport entre les valeurs maximale et minimale du spectre de puissance du signal présent à l'entrée du filtre en question [Haykin 1991].

Dans le cas de la linéarisation des amplificateurs de puissance, les spectres des signaux à la sortie du prédistordeur et à la sortie de l'amplificateur présentent une grande dynamique dans le sens où la différence entre le niveau du signal dans la bande utile et celui des composantes spectrales correspondant aux distorsions d'inter-modulations de troisième et cinquième ordres est très élevée (typiquement supérieure à 30dB). Par conséquent, la subdivision de ces deux signaux en plusieurs sous bandes permettra de réduire considérablement la dynamique du spectre dans chacune des sous bandes. Il s'en suit une amélioration de la vitesse de convergence. De plus, cette séparation du signal rend possible un réglage fin et indépendant dans chacune des sous bandes. Il sera donc plus facile de détecter et d'identifier la variation des caractéristiques non linéaires de l'amplificateur à linéariser.

2.2. Schéma de prédistorsion proposé

2.2.1. Description

Nous présentons, dans le présent mémoire, une nouvelle architecture pour la linéarisation des amplificateurs de puissance par prédistorsion numérique en bande de base [Hammi, Boumaiza, Jaidane et Ghannouchi 2002], [Hammi, Boumaiza, Jaidane et Ghannouchi 2003]. La figure 2-2 illustre le diagramme bloc du prédistordeur proposé qui est constitué de deux modules. Le premier module réalise une prédistorsion statique correspondant au fonctionnement de l'amplificateur dans des conditions normales de température et de polarisation. Le second module, basé sur le filtrage multi-cadences, est utilisé pour suivre les variations de la non linéarité de l'amplificateur. Ces variations peuvent être dues aux changements de la température de l'amplificateur, de la polarisation ou au vieillissement. Une boucle de retour assure l'adaptation du second module afin de suivre ces éventuelles variations et de maintenir les performances du système en termes de linéarité.

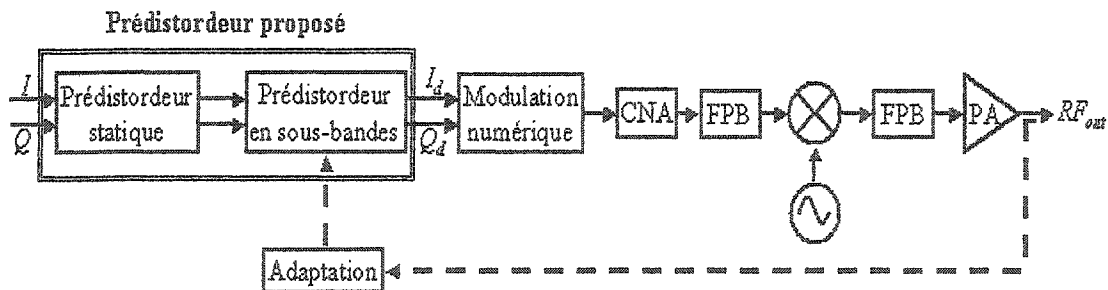


Figure 2-2 : Diagramme bloc du prédistordeur proposé

Le choix d'une telle topologie avec un prédistordeur statique en amont du module de filtrage en sous bandes permet de se passer de l'utilisation de fonctions non linéaires dans le module de traitement en sous bandes et rend possible l'utilisation de filtres

linéaires. En effet, la fonction de prédistorsion non linéaire est décomposée en une cascade d'une fonction non linéaire statique et une fonction linéaire adaptative. Le prédistordeur statique crée des émissions à l'extérieure de la bande utile et en particulier aux niveaux des composantes fréquentielles correspondant aux distorsions d'intermodulations de troisième et cinquième ordres. Ce signal à la sortie du prédistordeur statique sera décomposé en plusieurs sous bandes à l'entrée du second module de prédistorsion. Ces sous bandes sont traitées séparément par des filtres linéaires avant d'être recombinaées.

[Gao et Snelgrove 1991] ont proposé une architecture basée sur la cascade d'un filtre non linéaire suivi d'un filtre linéaire pour la linéarisation des systèmes faiblement non linéaire par prédistorsion numérique. [Kang, Cho et Youn 1997] ainsi que [Chang et Powers 2001] ont également proposé une architecture semblable pour des applications de linéarisation par prédistorsion numérique des amplificateurs de puissance. Cependant, dans tous ces prédistordeurs chacun des deux filtres devait être adaptatif. Par ailleurs, ce type de prédistordeurs structurés à la manière des systèmes dits de Hammerstein, qui consistent en une cascade d'un filtre non linéaire suivi d'un filtre linéaire, est approprié pour la linéarisation des amplificateurs de puissance présentant un effet de mémoire [Ding, Raich et Zhou 2002]. En effet, de tels amplificateurs pour lesquels l'effet de mémoire ne peut être négligé peuvent être modélisés par un système de Wiener composé de la cascade d'un filtre linéaire suivi d'un filtre non linéaire [Clark, Chrisikos, Muha, Moulthrop et Silva 1998]. Ainsi, l'architecture du prédistordeur proposé permettrait éventuellement la linéarisation des amplificateurs de puissance en tenant compte de l'effet de mémoire. Toutefois, on se limitera dans le présent travail à la validation du concept proposé pour la linéarisation des amplificateurs de puissance sans mémoire.

2.2.2. Module de prédistorsion statique

2.2.2.1. Architecture du prédistordeur statique

Dans le module de prédistorsion statique, la fonction de prédistorsion peut être réalisée soit sous forme de fonction polynomiale ou moyennant des tables de correspondance. Cette dernière alternative présente une complexité plus réduite du point de vue nombre d'opérations à effectuer pour chaque échantillon du signal d'entrée. Par conséquent, l'architecture choisie pour le prédistordeur statique proposé est à base de tables de correspondance. Une configuration de prédistorsion numérique par gain complexe tel que proposée par [Cavers 1990] a été préférée à celle de la prédistorsion numérique par conversion développée par [Nagata 1989] pour son principal avantage à savoir la réduction de la taille de la mémoire requise pour les tables de correspondance. Par ailleurs, dans le contexte d'une prédistorsion statique le principal inconvénient de la prédistorsion numérique par gain complexe par rapport à la prédistorsion numérique par conversion qui se situe au niveau de la complexité de l'algorithme d'adaptation est éliminé.

Les principales considérations pour la prédistorsion numérique par gain complexe à base de tables de correspondance sont :

- La variable d'indexation des tables : généralement l'amplitude de la tension ou le carré de l'amplitude de la tension (ou la puissance de manière équivalente) sont utilisées,
- Le format des coefficients d'ajustement qui peuvent être soit en coordonnées cartésiennes ou en coordonnées polaires,
- La configuration des deux tables de correspondance : les deux tables sont disposées soit en parallèle ou en cascade.

2.2.2.2. Indexation des tables de correspondance

Pour l'indexation des tables de correspondance, nous considérons le cas d'un espacement uniforme entre les différents points. Par ailleurs, une indexation optimale tel que présentée par [Cavers 1999] est possible. Toutefois, l'optimisation des tables de correspondance n'étant pas le principal objectif du présent travail, on a choisi de considérer une indexation plus conventionnelle avec un espacement uniforme entre les différents points.

L'utilisation de la tension pour indexer les tables de correspondance permet d'avoir une représentation fine de la région correspondant aux faibles puissances aux dépens d'une représentation grossière au niveau de la zone de compression. Cependant, l'indexation des tables de correspondance en fonction du carré de l'amplitude de la tension, qui se ramène à une indexation en fonction de la puissance du signal, permet d'avoir une plus grande concentration de points dans la zone de compression. Ceci s'avère adéquat pour les amplificateurs de classe AB qui représentent la quasi-totalité des amplificateurs utilisés dans les transmetteurs des stations de base pour les communications cellulaires. En effet, ces amplificateurs présentent un comportement linéaire pour les faibles puissances d'entrée et leur non-linéarité devient plus prononcée à mesure que la puissance augmente. Une indexation des tables de correspondance en fonction de la puissance permettra de disposer de plus de données dans la région où la variation des distorsions de l'amplificateur est plus rapide. De plus, le calcul de l'indice des tables de correspondance à partir des composantes (I, Q) du signal d'entrée est moins complexe lorsqu'il s'agit d'une indexation en puissance tel que l'illustre la figure 2-3. En effet, dans ce cas l'indice est déduit moyennant deux multiplications et une addition (figure 2-3-a). Cependant, une opération supplémentaire est nécessaire lorsque les tables sont indexées par la tension. Cette opération supplémentaire peut être le calcul de la racine carré (figure 2-3-b) ou la lecture dans une table de correspondance intermédiaire (figure 2-3-c).

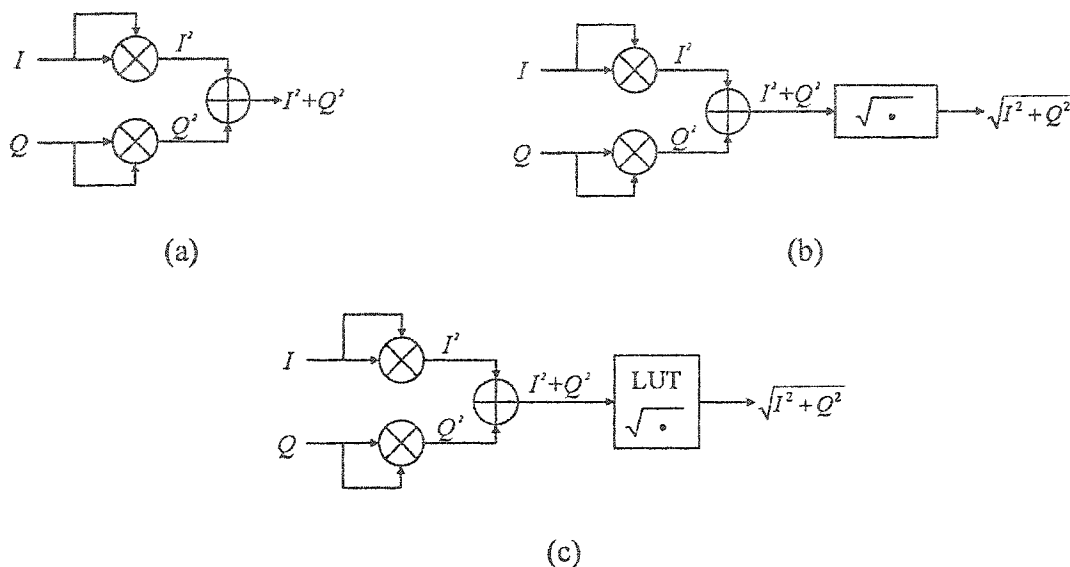


Figure 2-3 : Calcul de l'indice des tables de correspondance

(a) : indexation en puissance, (b) : indexation en amplitude, (c) : indexation en amplitude par LUT intermédiaire

2.2.2.3. Configuration des tables de correspondance

La représentation des paramètres de correction dans les tables de correspondance en coordonnées cartésiennes ou polaires conditionne la configuration possible de ces tables. En effet, généralement la configuration de deux tables en parallèle, telle qu'illustrée dans la figure 2-4-a, est adoptée. Cependant, il est possible de configurer les tables en cascade (figure 2-4-b) lorsque les paramètres de correction sont représentés en coordonnées polaires. Cette dernière configuration présente de meilleures performances en termes de convergence pour l'adaptation de la table correspondant à la distorsion AM/PM [Faulkner 1994]. Par ailleurs, la configuration en parallèle est plus simple à implémenter puisque les deux tables ont le même indice. Ainsi, la configuration en parallèle est plus appropriée pour notre architecture puisque le prédistordeur à base des tables de correspondance est statique.

L'utilisation des coordonnées cartésiennes pour la représentation du gain complexe dans les tables de correspondance du prédistordeur est plus naturelle puisque les signaux à l'entrée et à la sortie du prédistordeur sont également sous forme de coordonnées cartésiennes (composantes en phase et en quadrature). En effet, l'utilisation de coordonnées polaires pour la représentation des coefficients de prédistorsion nécessite une opération de conversion des coordonnées cartésiennes aux coordonnées polaires à l'entrée du prédistordeur et une conversion inverse des coordonnées polaires aux coordonnées cartésiennes à la sortie du prédistordeur. Ces opérations de conversion sont coûteuses en ressources de calcul. Par conséquent, il est plus pertinent de représenter les coefficients de prédistorsion des tables de correspondance sous forme de coordonnées cartésiennes pour réduire la complexité du système.

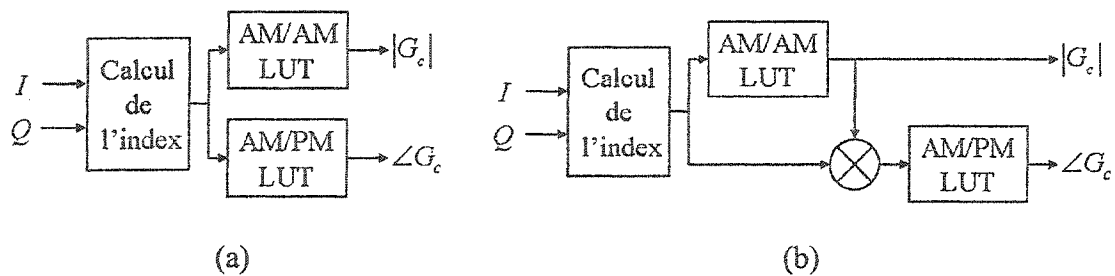


Figure 2-4 : Configurations des tables de correspondance

(a) : configuration en parallèle, (b) : configuration en cascade

2.2.2.4. Conclusion

Cette étude nous a permis de dégager la structure du prédistordeur statique. Tel qu'illustré sur la figure 2-5, ce prédistordeur numérique par gain complexe est à base de deux tables de correspondance contenant les composantes en phase et en quadrature du gain de correction (I_c, Q_c). Ces tables, disposées en parallèle, sont indexées par la puissance du signal d'entrée.

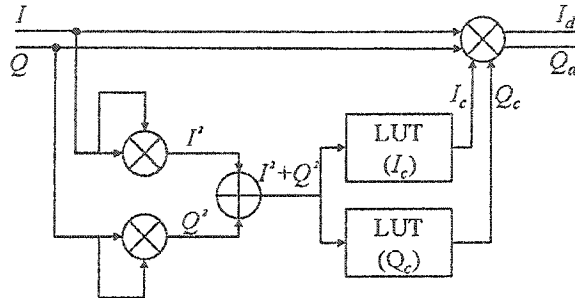


Figure 2-5 : Schéma bloc du prédistordeur statique

2.2.3. Module de filtrage en sous bandes

Dans ce paragraphe on s'intéressera exclusivement aux chaînes d'analyse et de synthèse utilisées dans le module de filtrage en sous bandes. En effet, on fera abstraction de l'autre élément, à savoir le module de traitement à base de filtres linéaires, et on considérera le cas où les chaînes d'analyse et de synthèse sont directement connectées l'une à l'autre. Le principal objectif de cette étude est de choisir les différents paramètres de ces chaînes.

2.2.3.1. Choix des bancs de filtres

La première considération concernant le choix des filtres, aussi bien pour la chaîne d'analyse que pour la chaîne de synthèse, concerne la catégorie de ces filtres. En effet, il est possible de concevoir les chaînes d'analyse et de synthèse en utilisant soit des filtres à réponse impulsionnelle finie (RIF) soit des filtres à réponse impulsionnelle infinie (RII). Pour des performances égales en terme de réjection (ou gabarit dans le domaine fréquentiel), les filtres RII nécessitent moins de coefficients, et par conséquent moins d'opérations à effectuer, que les filtres RIF. Cependant, les filtres RII requièrent une précision plus élevée (plus de bits) pour la spécification des coefficients. Par ailleurs, les

filtres RIF présentent d'importants avantages par rapport aux filtres RII dont la linéarité de la phase, la stabilité inconditionnelle et la simplicité de la structure. La linéarité de la phase, qui implique un temps de propagation de groupe constant, est une caractéristique indispensable dans l'application considérée puisqu'il est nécessaire de préserver l'enveloppe du signal à travers le module de filtrage en sous bandes. Cette qualité des filtres RIF ainsi que la simplicité de leur structure explique notre choix de cette catégorie de filtres pour la conception des chaînes d'analyse et de synthèse.

Les filtres passe-bande utilisés dans chacune des sous bandes, aussi bien dans la chaîne d'analyse que dans la chaîne de synthèse, sont généralement interdépendants. Plusieurs familles de filtres ont été rapportées dans la littérature [Vaidyanathan 1990, Akansu et Richard 2001]. Parmi ces filtres, on distingue les filtres demi-bande, les filtres miroirs, les filtres de Nyquist et les filtres dits de la 1^{ème} bande. La décomposition du signal en deux sous bandes moyennant des filtres miroirs en quadrature (filtres QMF) avec un facteur de décimation M , ($M = 2$), est une architecture générique souvent utilisée dans les systèmes de filtrage en sous bandes. La chaîne d'analyse à décimation maximale résultante, présentée dans la figure 2-6, permet de décomposer le signal en deux sous bandes ayant une même largeur. Notons toutefois qu'une décomposition en N sous bandes est possible moyennant une architecture multi-étages. L'intérêt de ce genre de filtres provient du fait qu'il est possible d'obtenir une reconstitution parfaite du signal à la sortie de la chaîne de synthèse moyennant un choix adéquat des différents filtres des chaînes d'analyse et de synthèse.

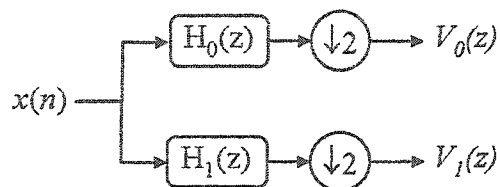


Figure 2-6 : Chaîne d'analyse à base de filtres QMF

La particularité des filtres QMF est que la fonction de transfert du filtre passe-haut (H_1) est dérivée à partir de celle du filtre passe-bas (H_0) par une translation dans le domaine fréquentiel :

$$H_1(e^{j\theta}) = H_0(e^{j(\theta+\pi)}) \quad \text{Eq. 2-16}$$

Ainsi, les coefficients de ces deux filtres sont reliés par la relation 2-17 :

$$h_1(n) = (-1)^n \cdot h_0(n) \quad \text{Eq. 2-17}$$

Il s'en suit que la fonction de transfert $H_1(e^{j\theta})$ du filtre passe-haut est la symétrique par rapport à $\theta = \pi/2$ de la fonction de transfert $H_0(e^{j\theta})$ du filtre passe-bas comme l'illustre la figure 2-7 présentant la réponse fréquentielle de chacun de ces filtres en fonction de la fréquence normalisée $\theta/2\pi$.

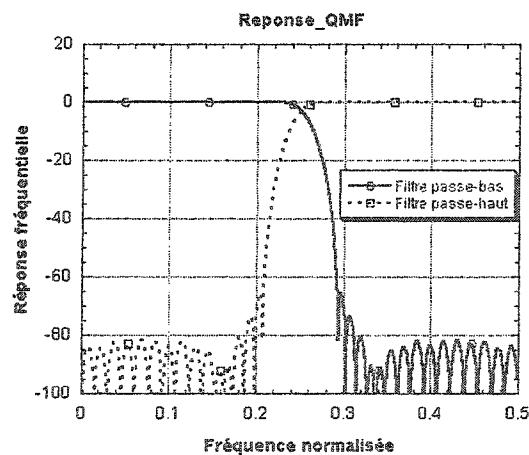


Figure 2-7 : Réponses fréquentielles des filtres H_0 et H_1

L'utilisation de filtres QMF impose de façon implicite une décomposition en deux sous bandes à la sortie de la chaîne d'analyse. Cependant, il est souvent utile d'augmenter le nombre de sous bandes afin de réduire encore plus la cadence de traitement et d'améliorer le comportement des algorithmes adaptatifs. Ceci est effectué en utilisant une cascade, en arborescence, de plusieurs chaînes d'analyse. La chaîne de synthèse correspondante sera également une cascade de plusieurs chaînes de synthèse. Par rapport à une décomposition en un seul étage, la décomposition sur plusieurs étages réduit considérablement la complexité des calculs en réduisant le nombre de coefficients et le nombre d'opérations nécessaires pour réaliser l'opération de décomposition [Crochiere et Rabiner 1983].

2.2.3.2. Banc de filtres QMF à reconstruction parfaite

Considérons le système de filtrage en deux sous bandes à base de filtres QMF illustré dans la figure 2-8. Les filtres d'analyse et de synthèse n'étant pas idéaux, leurs caractéristiques de transfert présentent une réjection limitée, une bande de transition large et une raideur de coupure finie. Ceci est à l'origine du chevauchement des fonctions $H_0(e^{j\theta})$ et $H_1(e^{j\theta})$ qui se traduit par un repliement du spectre du signal à la sortie de la chaîne d'analyse. De plus, les caractéristiques non idéales des filtres de réjection d'image (G_0 et G_1) entraînent une élimination partielle des spectres images à la sortie de la chaîne de synthèse. Le repliement du spectre et l'élimination partielle des spectres images génèrent une erreur, dite de repliement, lors de la reconstruction du signal. D'autres erreurs de distorsions d'amplitude et de phase, qui ne sont pas spécifiques aux opérations de décimation et d'interpolation, sont causées par les différentes opérations de filtrage.

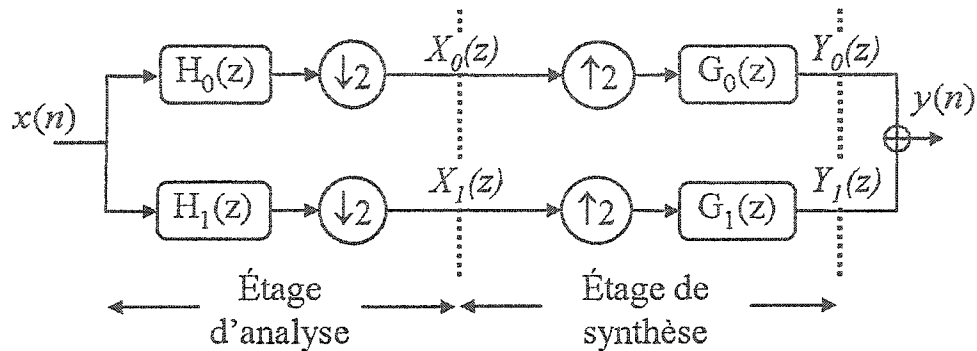


Figure 2-8 : Système de filtrage en deux sous bandes

En utilisant la relation de l'équation 2-9, les signaux $X_0(z)$ et $X_1(z)$ obtenus à la sortie de l'étage d'analyse sont donnés par :

$$X_i(z) = \frac{1}{2} \left[X\left(z^{\frac{1}{2}}\right) \cdot H_i\left(z^{\frac{1}{2}}\right) + X\left(-z^{\frac{1}{2}}\right) \cdot H_i\left(-z^{\frac{1}{2}}\right) \right] ; i = 0,1 \quad \text{Eq. 2-18}$$

De façon équivalente, l'équation 2-14 permet d'exprimer les signaux $Y_0(z)$ et $Y_1(z)$ à la sortie de chacune des branches de la chaîne de synthèse en fonction des signaux $X_0(z)$ et $X_1(z)$, respectivement :

$$Y_i(z) = G_i(z) \cdot X_i(z^2) ; i = 0,1 \quad \text{Eq. 2-19}$$

En substituant dans l'équation 2-19, $X_i(z)$ par son expression donnée dans l'équation 2-18, on obtient :

$$Y_i(z) = \frac{1}{2} G_i(z) \cdot \left[X(z) \cdot H_i(z) + X(-z) \cdot H_i(-z) \right] ; i = 0,1 \quad \text{Eq. 2-20}$$

Ainsi, le signal reconstruit à la sortie du système de filtrage en deux sous bandes est :

$$Y(z) = \frac{1}{2} [H_0(z) \cdot G_0(z) + H_1(z) \cdot G_1(z)] \cdot X(z) + \frac{1}{2} [H_0(-z) \cdot G_0(z) + H_1(-z) \cdot G_1(z)] \cdot X(-z) \quad \text{Eq. 2-21}$$

Le premier terme de la somme située du côté gauche de cette dernière équation représente le signal utile. Le second terme est celui causé par le repliement du spectre. Ainsi, une première condition pour la reconstruction parfaite du signal à la sortie du système de filtrage en sous bandes consistera à annuler l'erreur de repliement. Ceci est obtenu lorsque :

$$H_0(-z) \cdot G_0(z) + H_1(-z) \cdot G_1(z) = 0 \quad \text{Eq. 2-22}$$

Cette condition peut être vérifiée moyennant un choix adéquat des filtres G_0 et G_1 dans la chaîne de synthèse. Une solution consiste à choisir :

$$\begin{cases} G_0(z) = H_1(-z) \\ \text{et} \\ G_1(z) = -H_0(-z) \end{cases} \quad \text{Eq. 2-23}$$

ou de façon équivalente :

$$\begin{cases} g_0(n) = h_1(n) \\ \text{et} \\ g_1(n) = -h_0(n) \end{cases} \quad \text{Eq. 2-24}$$

Dans ces conditions, le signal reconstruit $Y(z)$ donné par l'équation 2-21 devient :

$$Y(z) = \frac{1}{2} [H_0(z) \cdot H_1(-z) - H_1(z) \cdot H_0(-z)] \cdot X(z) \quad \text{Eq. 2-25}$$

En exprimant, dans cette dernière équation, $H_1(z)$ en fonction de $H_0(z)$, on obtient :

$$Y(z) = \frac{1}{2} [H_0^2(z) - H_0^2(-z)] \cdot X(z) \triangleq T(z) \cdot X(z) \quad \text{Eq. 2-26}$$

De ce fait, la conception du système de filtrage en sous bandes à reconstruction parfaite à base de filtres QMF se ramène à celle du filtre H_0 . En effet, les autres filtres sont tous déterminés à partir de celui-ci. Le filtre H_0 devra toutefois être conçu de façon à éliminer, ou du moins minimiser, les distorsions d'amplitude et de phase au niveau du signal de sortie $Y(z)$. Les filtres FIR symétriques sont particulièrement intéressants dans ce contexte puisqu'ils assurent un temps de propagation de groupe constant, et donc une phase linéaire, éliminant ainsi les distorsions de phase. L'avantage d'avoir une phase linéaire au niveau de chaque filtre est d'assurer cette propriété lors de la cascade en arborescence de plusieurs chaînes. Par ailleurs, afin d'annuler les distorsions d'amplitude, il faut que la fonction de transfert ($H_0(e^{j\theta})$) du filtre H_0 vérifie les conditions exprimées par les équations 2-27 et 2-28 :

$$|H_0(e^{j\theta})| = \begin{cases} 1 & 0 \leq \theta \leq \pi/2 \\ 0 & \pi/2 \leq \theta \leq \pi \end{cases} \quad \text{Eq. 2-27}$$

$$|H_0(e^{j\theta})|^2 + |H_0(e^{j(\theta+\pi)})|^2 = 1 \quad \forall \theta \in [0; \pi] \quad \text{Eq. 2-28}$$

Généralement, une optimisation assistée par ordinateur est utilisée afin de trouver les coefficients du filtre H_0 de façon à se conformer aux contraintes des deux équations précédentes. La fonction erreur à minimiser lors de cette optimisation est constituée de deux termes correspondants à l'énergie dans la bande affaiblie et aux ondulations de la fonction $T(z)$ définies à partir des équations 2-27 et 2-28, respectivement. Ainsi, la fonction erreur résultante est :

$$E = E_r + \alpha \cdot E_s(\theta_s) \quad \text{Eq. 2-29}$$

où :

$$E_s(\theta_s) = \int_{\theta_s}^{\pi} |H_0(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad \text{Eq. 2-30}$$

$$E_r = 2 \cdot \int_0^{\pi} \left[|H_0(e^{j\theta})|^2 + |H_0(e^{j(\theta+\pi)})|^2 - 1 \right] d\theta \quad \text{Eq. 2-31}$$

θ_s désigne la fréquence de coupure du filtre passe-bas H_0 .

α est un facteur de pondération qui détermine l'importance relative de la contribution de chaque erreur dans l'erreur globale.

Ainsi, après élimination de l'erreur de repliement et des distorsions d'amplitude et de phase, la fonction de transfert globale ($T(z)$) du système de filtrage en sous bandes à reconstruction parfaite sera équivalente à un délai :

$$T(z) = c \cdot z^{-n} \quad \text{Eq. 2-32}$$

Des tables donnant les caractéristiques (ordre, largeur de la bande de transition, réjection de la bande affaiblie, etc...) et les coefficients des filtres H_0 sont disponibles dans [Crochiere et Rabiner 1983]. Les filtres H_0 que nous utiliserons pour la conception du module de filtrage en sous bandes seront choisis de cet ensemble de filtres. Les autres filtres (H_1 , G_0 et G_1) seront déduits en utilisant les équations 2-17 et 2-24.

2.2.3.3. Implémentation de la chaîne de filtrage en sous bandes

Dans la chaîne d'analyse des systèmes de filtrage en sous bandes, les filtres de décomposition sont situés en amont des opérateurs de décimation. Par conséquent, ces

filtres opèrent à la fréquence d'échantillonnage la plus élevée. Il en est de même pour la chaîne de synthèse où les filtres de rejection d'image sont situés en aval des opérateurs d'interpolation. Une implémentation judicieuse permet de tirer profit de l'aspect multi-cadences de ce genre d'architectures en effectuant les opérations de filtrage à la cadence de traitement la plus faible. Par ailleurs, la complexité des calculs peut être réduite en exploitant la symétrie et l'interdépendance des filtres QMF utilisés.

Considérons une chaîne de filtrage en sous bandes à reconstruction parfaite, identique à celle présentée dans la figure 2-8, dans laquelle le filtre H_0 est un filtre QMF d'ordre N à RIF. Compte tenu de la condition de reconstruction parfaite, les autres filtres sont également d'ordre N . Dans cette architecture chacun des filtres requière N multiplications et $N-1$ additions qui sont effectuées à la cadence imposée par la fréquence d'échantillonnage (F_e) du signal $X(z)$. L'implémentation selon une structure directe des filtres de décomposition est la plus appropriée puisqu'elle rend possible la permutation des opérateurs de multiplication du filtre et l'opérateur de décimation. Cette permutation permet d'effectuer les opérations de multiplication à la cadence $F_e/2$. Par ailleurs, ceci évite de calculer des échantillons, à la sortie de ces filtres, qui seront ensuite écartés par l'opérateur de décimation. De plus, en exploitant la symétrie des coefficients des filtres de décomposition, il est possible de réduire par un facteur de deux le nombre de multiplications nécessaires moyennant une factorisation. La structure ainsi obtenue est celle présentée dans la figure 2-9. De façon équivalente, il est possible d'invertir les opérateurs de multiplication des filtres de réjection d'image et les opérateurs d'interpolation pour réduire la cadence de traitement qui passe de F_e à $F_e/2$. Pour cela, une implémentation en structure indirecte est nécessaire. Il est également possible de réduire de moitié le nombre de multiplications en exploitant la symétrie des coefficients des filtres G_0 et G_1 . Ceci conduit à la structure de la figure 2-10.

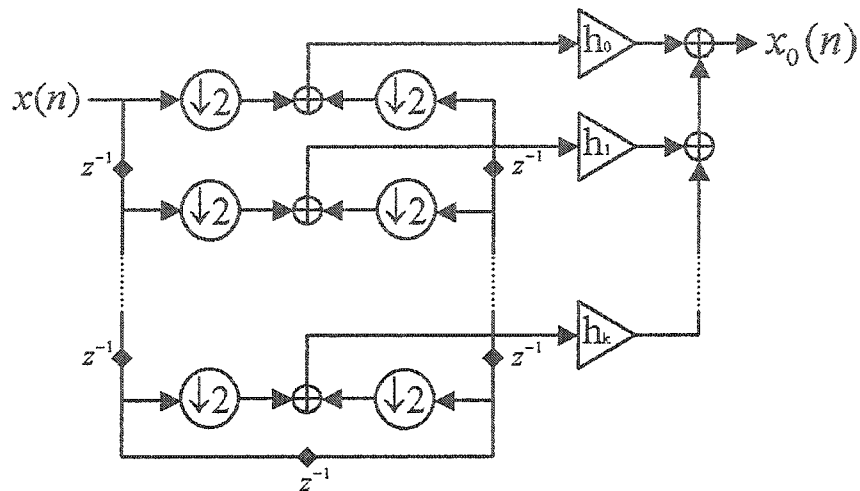


Figure 2-9 : Structure directe pour l'implémentation des filtres d'analyse

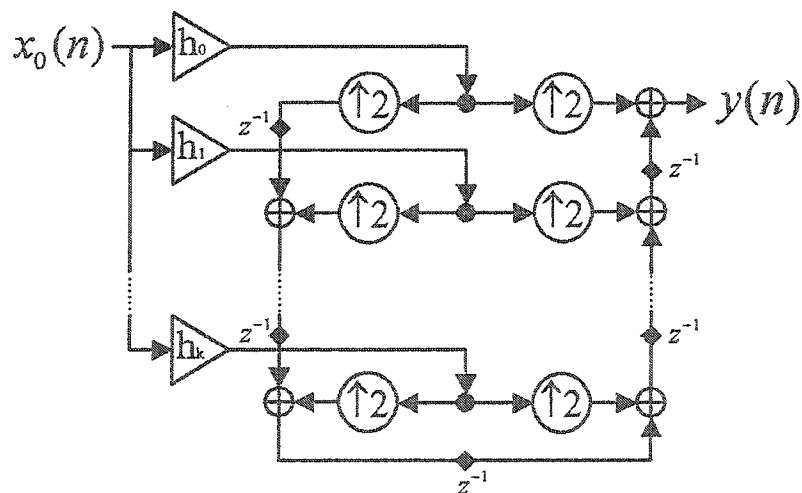


Figure 2-10 : Structure indirecte pour l'implémentation des filtres de synthèse

La décomposition polyphasée, introduite à la section 2.1.2, est également utile pour réduire la complexité des calculs nécessaires aux niveaux des chaînes d'analyse et de synthèse. Ainsi, dans le cas d'une décomposition en deux sous bandes moyennant des filtres QMF à reconstruction parfaite, il est possible en calculant la sortie des filtres H_0 et

G_0 d'en déduire celles des filtres H_1 et G_1 . En effet, la fonction de transfert du filtre d'analyse H_0 peut être mise sous la forme :

$$H_0(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h_0(k) \cdot z^{-k} = P_0(z) + z^{-1} \cdot P_1(z) \quad \text{Eq. 2-33}$$

où :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_0(z) = \sum_{k=0}^{\frac{N-1}{2}} h_0(2k) \cdot z^{-2k} \\ \text{et} \\ P_1(z) = \sum_{k=0}^{\frac{N-1}{2}} h_0(2k+1) \cdot z^{-2k} \end{array} \right. \quad \text{Eq. 2-34}$$

De plus, d'après la condition de reconstruction parfaite exprimée dans l'équation 2-24, on a :

$$G_0(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h_0(k) \cdot z^{-k} = P_0(z) + z^{-1} \cdot P_1(z) \quad \text{Eq. 2-35}$$

d'où les relations reliant $H_1(z)$ à $H_0(z)$ et $G_1(z)$ à $G_0(z)$:

$$\left\{ \begin{array}{l} H_1(z) = P_0(z) - z^{-1} \cdot P_1(z) \\ \text{et} \\ G_1(z) = -P_0(z) + z^{-1} \cdot P_1(z) \end{array} \right. \quad \text{Eq. 2-36}$$

Dans le tableau 2-1, on compare de façon quantitative la complexité relative du point de vue calcul de chacune des topologies proposées précédemment pour l'implémentation des filtres d'analyse et de synthèse dans le système de filtrage en sous bandes à base filtres QMF à reconstruction parfaite. Cette comparaison se base sur le nombre d'opérations de multiplications et d'additions nécessaires dans chaque filtre et sur la

cadence de traitement à laquelle sont effectuées les opérations de multiplications. Dans ce tableau l'implémentation conventionnelle désigne une structure dans laquelle l'opération de filtrage est totalement séparée de l'opération de décimation et/ou interpolation. D'après ce tableau, en permutant dans l'implémentation conventionnelle les opérateurs de multiplications et l'opérateur de décimation/interpolation, on obtient une réduction de la cadence de traitement proportionnelle au facteur de décimation/interpolation. De plus, en exploitant la symétrie des coefficients des filtres utilisés, il est possible de réduire le nombre de multiplications de moitié. L'utilisation de l'architecture à base de la décomposition polyphasée résulte en une implémentation encore plus efficace puisqu'elle permet de réduire le nombre d'additions par rapport à l'architecture précédente par un facteur proportionnel au nombre de sous bandes.

	Implémentation conventionnelle	Permutation des opérateurs de \times et de $\downarrow 2$ (ou $\uparrow 2$)		
		Sans symétrie des coefficients	Avec symétrie des coefficients	Avec décomposition polyphasée
Fréquence de traitement	F_e	$F_e/2$	$F_e/2$	$F_e/2$
Nombre de + par filtre*	$N-1$	$N-1$	$N-1$	$N/2$
Nombre de \times par filtre*	N	N	$N/2$	$N/2$

* : filtre d'ordre N

Tableau 2-1 : Comparaison entre le nombre d'opérations nécessaires pour chaque topologie d'implémentation des filtres d'analyse et de synthèse

2.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principes de la technique de filtrage en sous bandes et ses principaux avantages qui sont la réduction de la cadence de traitement nécessaire et l'amélioration du comportement en convergence dans le cas du filtrage adaptatif. Par ailleurs, l'application de cette technique à la linéarisation des amplificateurs de puissance dote le prédistordeur d'une meilleure sensibilité aux variations des caractéristiques de l'amplificateur et permet de traiter des signaux plus large bande.

Nous avons également introduit le schéma de prédistorsion numérique proposé qui se base sur la technique du filtrage en sous bandes. Le prédistordeur proposé est constitué de la cascade d'un prédistordeur statique et d'un module de traitement linéaire en sous bandes. Une étude détaillée de chacun de ces modules nous a permis de dégager les différentes caractéristiques de l'architecture adoptée. Ainsi, le prédistordeur statique est un prédistordeur numérique par gain complexe à base de tables de correspondance unidimensionnelles disposées en parallèle et indexées par la puissance du signal. Pour le module de traitement en sous bandes, nous avons opté pour des chaînes d'analyse et de synthèse à base de filtres miroirs en quadrature à réponses impulsionnelles finies. Les différents filtres sont choisis de façon à obtenir une reconstruction parfaite du signal à la sortie du module de filtrage en sous bandes en l'absence de traitement. L'implémentation des filtres a également été étudiée et la complexité du point de vue calcul des différentes implémentations a été évaluée.

CHAPITRE 3. CONCEPTION D'UN TRANSMETTEUR EN BANDE S POUR LES STATIONS DE BASE DES APPLICATIONS UMTS

Le concept de prédistorsion numérique en bande de base utilisant la technique du filtrage en sous bandes est proposé pour la linéarisation des amplificateurs de puissance dans le contexte des applications cellulaires de troisième génération. En vue de sa validation expérimentale, la première étape de ce projet a consisté en la conception d'un transmetteur en bande S pour les stations de base des applications UMTS. Ce transmetteur sera utilisé en tant que dispositif sous test aussi bien pour la partie relative à la validation par simulation que celle de la validation expérimentale du nouveau concept.

Etant destiné à des stations de base desservant des zones étendues, le transmetteur devra avoir une puissance moyenne de sortie supérieure à 38dBm [3rd Generation Partnership Project (3GPP) 2003]. Le signal d'entrée est un signal analogique modulé autour d'une fréquence intermédiaire de 25MHz. La fréquence du signal de sortie est de 2140MHz.

Dans la première partie de ce chapitre, on présentera les différentes étapes de la conception du transmetteur incluant l'identification des composants et les plans de câblage (« layout ») des différents circuits. On évaluera ensuite les performances des différents circuits dans la section relative aux tests et mesures.

3.1. Conception du transmetteur

3.1.1. Conception de la chaîne d'amplification

3.1.1.1. Étage de puissance

Pour l'étage de puissance de la chaîne d'amplification, nous avons opté pour un amplificateur à base du transistor MRF21085 commercialisé par la compagnie MOTOROLA. Il s'agit d'un transistor à effet de champ à oxydes métalliques (MOSFET) à double diffusion latérale (LDMOS). D'après les spécifications du constructeur, ce transistor, destiné à l'utilisation dans des applications W-CDMA, est capable de fournir une puissance de sortie moyenne de l'ordre de 19watts ($\approx 42.5\text{dBm}$) ce qui satisfait aux spécifications fixées. Le tableau 3-1 présente les principales caractéristiques du MRF21085 en termes de gain, d'efficacité énergétique et de linéarité [Motorola 2003a].

Caractéristiques	Symboles	Valeurs typiques
Classe d'opération	-	AB
Polarisation	(V_{DD} , I_{DQ})	(28V, 1000mA)
Gain petit signal	G	13.6dB
Point de compression à 1dB	P_{1dB}	100W
Efficacité du drain*	η	23%
Distorsions d'intermodulation du troisième ordre*	IMD_3	-37.5dBc
Taux de puissance dans les canaux adjacents*	ACPR	-41dBc

* : en présence de deux canaux W-CDMA avec un rapport de puissance maximale à puissance moyenne de 8.3dB et une puissance de sortie moyenne de 19W.

Tableau 3-1 : Caractéristiques du transistor MRF21085

L'amplificateur de puissance conçu est basé sur le schéma de câblage du circuit de test proposé par le manufacturier. Le circuit final de cet étage de sortie de la chaîne d'amplification est celui présenté à la figure 3-1.

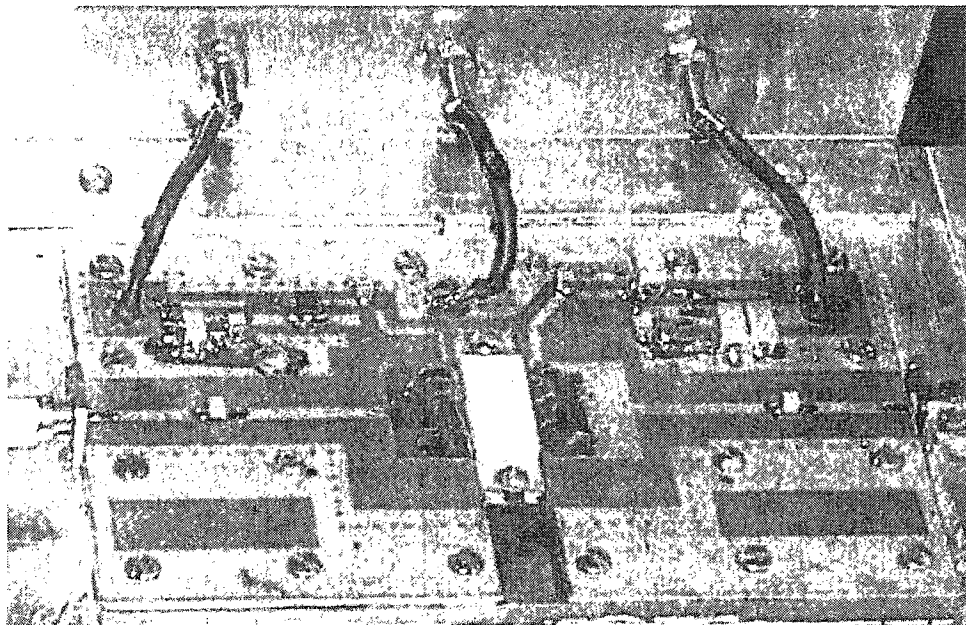


Figure 3-1 : Circuit de l'amplificateur de puissance

3.1.1.2. Étages intermédiaires

Afin de pouvoir opérer l'amplificateur de puissance dans sa zone non linéaire, il est indispensable d'ajouter des étages intermédiaires d'amplification pour avoir un niveau de signal suffisamment élevé à l'entrée de l'amplificateur de puissance. Il faut toutefois que les différents étages opèrent en mode linéaire pour éviter toutes distorsions du signal. Les étages intermédiaires utilisés sont ceux présentés à la figure 3-2. Ils consistent en la cascade de deux amplificateurs tous deux de la compagnie MOTOROLA. Le premier est l'amplificateur LDMOS MHPA21010. Le second est à base du transistor LDMOS MRF21045. Le tableau 3-2 présente les caractéristiques de ces deux amplificateurs tel que fournies dans leurs fiches techniques respectives [Motorola 2003b] et [Motorola 2003c]. La figure 3-3 présente les circuits de ces deux étages intermédiaires.

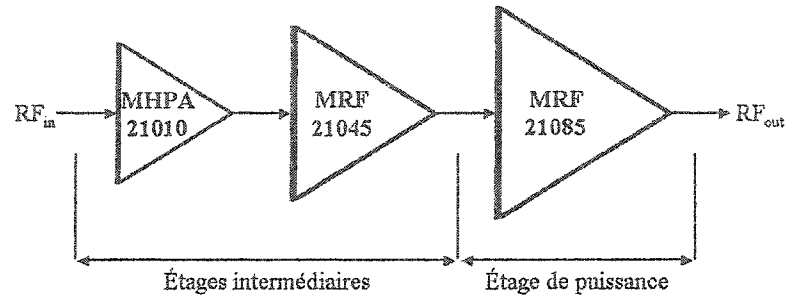


Figure 3-2 : Schéma de la chaîne d'amplification

Caractéristiques	Symboles	Valeurs typiques	
		MHPA 21010	MRF 21045
Classe d'opération	-	AB	AB
Polarisation	(V _{DD} , I _{DQ})	(28V, 550mA)	(28V, 500mA)
Gain petit signal	G	25dB	14.9dB
Point de compression à 1dB	P _{1dB}	14W	50W

Tableau 3-2 : Caractéristiques des amplificateurs MHPA21010 et MRF21045

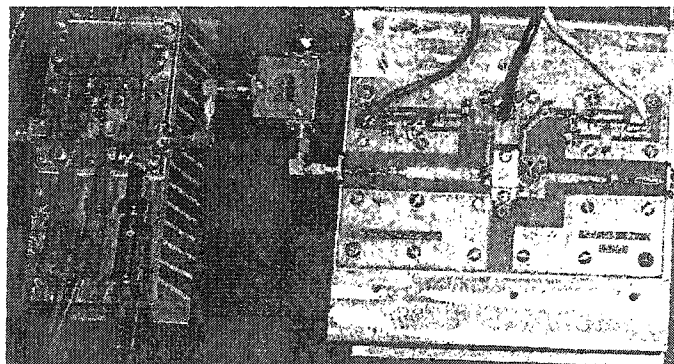


Figure 3-3 : Circuits des étages intermédiaires

Ces deux amplificateurs permettent de fournir assez de puissance pour opérer l'étage de puissance profondément dans sa région non linéaire. En effet, La puissance requise à l'entrée de l'amplificateur de puissance pour avoir une puissance de sortie correspondant à celle du point de compression à 1dB est :

$$P_{1dB,in} = P_{1dB,out} - (G - 1) = 50 - (13.6 - 1) = 37.4 \text{ dBm} \quad \text{Eq. 3-1}$$

L'amplificateur à base du transistor MRF21045 est capable de fournir cette puissance tout en opérant dans sa région linéaire puisque sa puissance de sortie au point de compression à 1dB est de 47dBm. Dans ces mêmes conditions, le premier étage d'amplification (MHPA21010) doit fournir 22.5dBm ce qui est bien en deçà de sa puissance de sortie au point de compression à 1dB évaluée à 41.5dBm. Ainsi, les étages intermédiaires d'amplification sont bien dimensionnés pour exploiter toute la dynamique de l'amplificateur de puissance. De plus, un niveau de puissance de l'ordre de -2.5dBm à l'entrée de la chaîne d'amplification permettra d'attaquer l'amplificateur de puissance à son point de compression à 1dB.

3.1.1.3. Dimensionnement du dissipateur thermique

La température de jonction (T_j) d'un semi-conducteur est un facteur principal qui influence sa fiabilité, ses performances et sa durée de vie. Cette température a tendance à augmenter à cause des pertes par dissipation thermique directement reliées à l'efficacité énergétique du composant. Dans les applications d'amplification, il est indispensable de dissiper cette chaleur afin de maintenir la température de jonction à un niveau acceptable. Pour des conditions de fonctionnement données, la variation de la température de jonction dépend du chemin thermique entre la source de chaleur (le semi-conducteur) et l'air ambiant. L'utilisation d'un dissipateur thermique est indispensable pour améliorer le transfert thermique. Son dimensionnement est important puisqu'il s'agit d'amplificateurs à hautes puissances. Dans la suite de ce paragraphe, on

s'intéressera au dimensionnement du dissipateur pour l'amplificateur de puissance. Ce dissipateur conviendra aux étages intermédiaires où les contraintes thermiques sont moindres.

La première étape consiste à déterminer la résistance thermique requise au niveau du dissipateur thermique de façon à maintenir la température de jonction inférieure à la température maximale (T_{jmax}) spécifiée par le fabricant. Pour cela, considérons l'analogie entre les circuits électriques et les circuits thermiques présentée dans le tableau 3-3. Ceci permet de dériver la relation reliant la variation de la température de la jonction et la quantité de chaleur dissipée à la résistance thermique entre la jonction et l'air ambiant.

Critère d'analogie	Circuit électrique	Circuit thermique
Potentiel	ΔV : variation de la tension [V]	ΔT : variation de la température [°C]
Flux	I : courant électrique [A]	Q : flux de chaleur [W]
Résistance	R : résistance électrique [Ω]	R_{θ} : résistance thermique [°C/W]

Tableau 3-3 : Analogie entre les circuits électriques et thermiques

D'après cette analogie, on a :

$$R_{\theta} = \frac{\Delta T}{Q} \quad \text{Eq. 3-2}$$

Pour un semi-conducteur monté sur un dissipateur thermique, la résistance thermique totale entre la jonction et l'air ambiant ($R_{\theta,ja}$) est donnée par :

$$R_{\theta,ja} = R_{\theta,jc} + R_{\theta,cs} + R_{\theta,sa} \quad \text{Eq. 3-3}$$

où :

$R_{\theta,jc}$: résistance thermique du semi-conducteur (entre la jonction et le boîtier),

$R_{\theta,cs}$: résistance thermique de l'interface (entre le boîtier et le dissipateur),

$R_{\theta,sa}$: résistance thermique du dissipateur (entre le dissipateur et l'air ambiant),

La résistance thermique entre la jonction et le boîtier, $R_{\theta,jc}$, dépend du procédé de fabrication du semi-conducteur, des dimensions du composant et du type de boîtier. Cette résistance est spécifiée dans la fiche technique du composant. Pour le transistor MRF21085, la résistance thermique entre la jonction et le boîtier est :

$$R_{\theta,jc} = 0.78 \text{ [}^{\circ}\text{C/W]} \quad \text{Eq. 3-4}$$

La résistance thermique de l'interface entre le boîtier et le dissipateur, $R_{\theta,cs}$, dépend des caractéristiques de la surface de contact (rugosité, planéité, dureté, pression de contact, etc...). A ce niveau, le transfert thermique peut être amélioré soit en augmentant la pression du contact ou en remplissant les poches d'air par de la graisse dédiée à ce genre d'applications et ayant une bonne conduction thermique. Comme le montre la figure 3-1, dans les circuits réalisés, le boîtier du semi-conducteur est posé sur une base en brasse qui est fixée au dissipateur thermique. Entre la base en brasse et le dissipateur, une fine couche de graisse conductrice thermique est utilisée pour améliorer le transfert thermique. Ainsi, la résistance de l'interface est donnée par :

$$R_{\theta,cs} = R_{\theta,c-br} + R_{\theta,gr-s} \quad \text{Eq. 3-5}$$

où :

$R_{\theta,c-br}$: résistance thermique entre le boîtier et la base

$R_{\theta,gr-s}$: résistance thermique de la couche de graisse

Au niveau du contact entre le boîtier et la brasse, il est nécessaire de tenir compte de l'effet de distribution de la résistance thermique puisque la surface de contact est inférieure à celle de la brasse. La résistance thermique distribuée est donnée par :

$$R_{\theta,c-br} = \frac{\Psi}{\sqrt{\pi} \cdot k \cdot a} \quad \text{Eq. 3-6}$$

où :

$k = 158.96$: conductivité thermique solide de la brasse rouge 85% [W/m.°C]
[Alexander et Shackelford 2001],

$$\Psi = \frac{\varepsilon \cdot \tau}{\sqrt{\pi}} + \frac{1}{2} \cdot (1 - \varepsilon)^{1.5} \cdot \phi \quad \text{Eq. 3-7}$$

avec :

$$\begin{cases} \varepsilon = \frac{a}{b} \\ \tau = \frac{t_b}{b} \\ \phi = \tanh(\lambda \cdot \tau) \end{cases}$$

et

$$\begin{cases} \lambda = \pi + \frac{1}{\sqrt{\pi} \cdot \varepsilon} \\ a = \sqrt{\frac{A_{src}}{\pi}} \\ b = \sqrt{\frac{A_b}{\pi}} \end{cases}$$

t_b , A_{src} et A_b représentent respectivement l'épaisseur de la base en brasse, la surface de contact entre le boîtier et la base et la surface de la base en brasse.

Ainsi,

$$R_{\theta,c-br} = 7.87 \cdot 10^{-2} \quad \text{Eq. 3-8}$$

Par ailleurs, la conductivité thermique de la graisse utilisée est :

$$T_{c,gr} = 1.5 \cdot 10^{-3} \text{ [cal}\cdot\text{cm/sec}\cdot\text{cm}^2\cdot\text{°C}] \quad \text{Eq. 3-9}$$

Donc, la résistance thermique d'une couche d'environ 1mil d'épaisseur sur la surface de contact correspondant à la surface de la base en brasse est :

$$R_{\theta,gr-s} = 0.0042 \text{ [°C/W]} \quad \text{Eq. 3-10}$$

Finalement, d'après l'équation 3-5, la résistance thermique de l'interface est :

$$R_{\theta,cs} = R_{\theta,c-br} + R_{\theta,gr-s} = 0.083 \text{ [°C/W]} \quad \text{Eq. 3-11}$$

Pour déterminer la valeur maximale de la résistance thermique du dissipateur, nous allons considérer le cas où la puissance de sortie moyenne de l'amplificateur de puissance est de 20W. Dans ces conditions, la puissance à dissiper est :

$$Q = P_{DC} - P_{RF} = P_{RF} \cdot \left(\frac{1-\eta}{\eta} \right) = 20 \cdot \left(\frac{1-0.23}{0.23} \right) = 67 \text{ [W]} \quad \text{Eq. 3-12}$$

où η représente l'efficacité du drain.

On souhaite maintenir une température de jonction aux alentours de 125°C ($T_{j\max} = 200\text{°C}$). La température ambiante étant de l'ordre de 27°C. En substituant, dans l'équation 3-2, la résistance thermique totale par son expression donnée dans l'équation 3-3 et les valeurs numériques des différentes résistances thermiques (équations 3-4 et 3-11), on obtient :

$$(R_{\theta,sa})_{\max} = \frac{\Delta T}{Q} - (R_{\theta,jc} + R_{\theta,cs}) = \frac{125-27}{67} - (0.78 + 0.083) = 0.59 \text{ [}^{\circ}\text{C/W]} \quad \text{Eq. 3-13}$$

Cette contrainte sur la valeur maximale admissible pour la résistance thermique du dissipateur ainsi que les contraintes géométriques du circuit permettent de faire un choix adéquat du dissipateur thermique. Le dissipateur thermique choisi a une résistance thermique, en mode de convection forcée, égale à 0.35°C/W ce qui permet de maintenir la température de la jonction à environ 110°C .

3.1.2. Conception du transposeur de fréquences élévateur

3.1.2.1. Choix de l'architecture

Le transposeur de fréquences élévateur est utilisé pour translater, dans le domaine fréquentiel, un signal d'entrée modulé autour d'une fréquence intermédiaire de 25MHz en un signal RF autour de 2140MHz. Pour cela, deux architectures sont possibles. La première consiste en une conversion directe, alors que dans la seconde la conversion de fréquences s'effectue en deux étapes. L'avantage d'une conversion directe est l'utilisation de moins de composants par rapport à la double conversion ce qui diminue à la fois le coût du transposeur et surtout les pertes de conversions. Cependant, cette architecture impose des contraintes très strictes quant aux caractéristiques du filtre de réjection d'image.

Le transposeur est destiné à opérer sur des signaux dont la largeur de bande est de l'ordre de 4MHz par canal (W-CDMA, CDMA2000, etc...). De plus, puisqu'on se propose de linéariser l'amplificateur de puissance par la technique de prédistorsion numérique en bande de base, le transposeur sera amené à convertir le signal prédistoré dont la largeur de bande est trois à cinq fois celle du signal originel (avant

prédistorsion). Dans ces conditions, à la sortie du transposeur, le signal utile ($f_{LO} + f_{IF}$) et son image ($f_{LO} - f_{IF}$) seraient très proches. Ces signaux se chevaucheraient si l'on considère un signal multi-canaux.

Ces contraintes sur la largeur de bande du signal et les fréquences d'entrée et de sortie du transposeur de fréquences éleveur imposent l'utilisation d'une architecture à double conversion tel que celle indiquée sur la figure 3-4. En effet, aucun filtre disponible actuellement sur le marché ne satisfait aux contraintes d'une conversion directe.

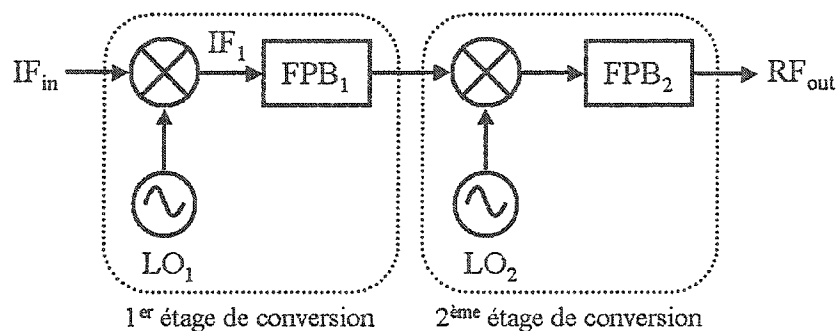


Figure 3-4 : Schéma synoptique du transposeur de fréquences éleveur

3.1.2.2. Premier étage de conversion de fréquences

La fréquence de porteuse du signal d'entrée ainsi que sa largeur de bande impose une contrainte sur la fréquence minimale admissible à l'entrée du mélangeur. Ce paramètre est très important pour la sélection du mélangeur. Par ailleurs, la fréquence intermédiaire du signal à la sortie du premier étage du transposeur éleveur de fréquence a été largement conditionnée par la disponibilité de filtres dont la largeur de bande correspond à celle des signaux utilisés qui est de l'ordre de 20MHz. Cette contrainte se joint aux autres critères de choix conventionnels tel que la linéarité de la phase, la variation du gain dans la bande passante, la réjection et les pertes d'insertion.

Le filtre choisi est un filtre à ondes acoustiques de surface (SAW) de la compagnie SAWTEK opérant autour de 836.5MHz. La bande passante de ce filtre est de 25MHz et ses pertes d'insertion sont de l'ordre de 2.7dB. La sélection du filtre a permis de fixer le choix de la fréquence du signal de sortie et par conséquent celle de l'oscillateur local. Le mélangeur utilisé est le ESMD-C50H de M/A-COM. La figure 3-5 présente le circuit du premier étage du transposeur de fréquences éleveur.

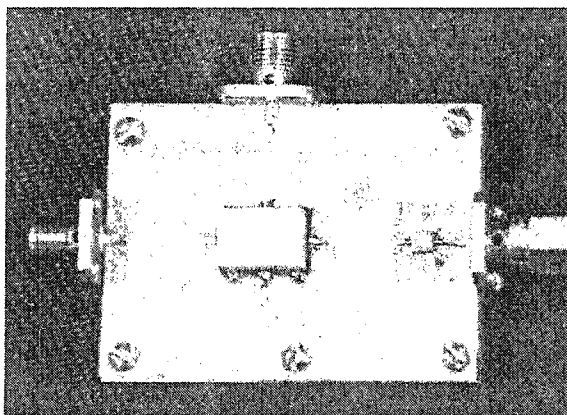


Figure 3-5 : Circuit du premier étage de conversion de fréquences

3.1.2.3. Deuxième étage de conversion de fréquences

Les fréquences d'entrée et de sortie de cet étage sont imposées respectivement par l'étage en amont et l'application. Ainsi, cet étage doit traduire un signal autour d'une fréquence intermédiaire de 836.5MHz en un signal RF autour de 2140MHz. Pour les mêmes raisons que dans le cas de l'étage précédent, nous avons opté pour un filtre à ondes acoustiques de surface. Le filtre choisi, de la compagnie Murata, a une bande passante de 60MHz autour de 2140MHz et des pertes d'insertion de l'ordre de 2.7dB. Le mélangeur utilisé est le ESMD-C50H de M/A-COM. La figure 3-6 présente le circuit du deuxième étage du transposeur de fréquences éleveur.

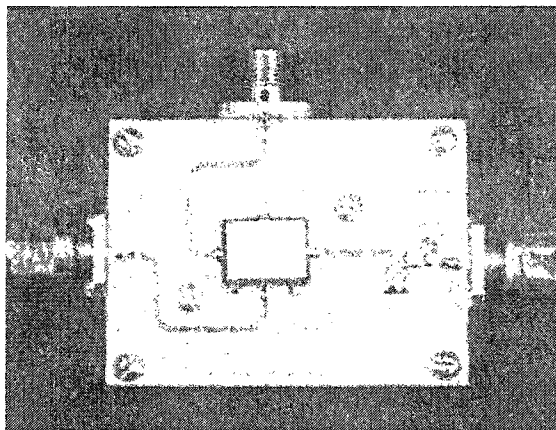


Figure 3-6 : Circuit du deuxième étage de conversion de fréquences

Outre les spécifications au niveau des fréquences d'entrée et de sortie, la conception du transposeur de fréquences éleveur doit satisfaire aux exigences du bilan de puissance. En effet, en considérant que le signal à son entrée provient d'un convertisseur numérique à analogique dont la tension de sortie est comprise entre $\pm 0.5V$, la puissance d'entrée maximale sera de l'ordre de 4dBm. Par ailleurs, la puissance de sortie devra être de ce même ordre de grandeur puisque, d'après la section précédente, le point de compression à 1dB de l'amplificateur de puissance correspond à un niveau de puissance de $-2.5dBm$ à l'entrée de la chaîne d'amplification. Ainsi, pour pouvoir exploiter toute la dynamique de l'amplificateur de puissance, seules des pertes de l'ordre de 1 à 2 dB sont acceptables au niveau du transposeur de fréquences éleveur. Par conséquent, afin de compenser les pertes de conversion dues aux mélangeurs et les pertes d'insertion des filtres des deux étages du transposeur de fréquences éleveur, un amplificateur linéaire est utilisé à la sortie du deuxième étage de conversion. Il s'agit de l'amplificateur ERA5 de MINICIRCUITS. Cet amplificateur, dont le circuit est présenté à la figure 3-7, est polarisé en classe A et possède un gain de 18.5dB.

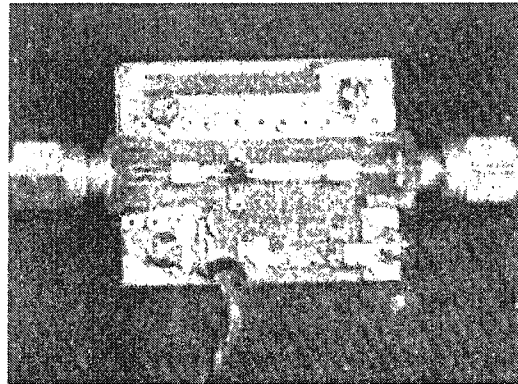


Figure 3-7 : Circuit de l'amplificateur de compensation

3.2. Tests et mesures du Transmetteur

3.2.1. Tests et mesures du transposeur de fréquences élévateur

3.2.1.1. Caractérisation du mélangeur

Afin de caractériser le mélangeur, nous avons mesuré la perte de conversion et l'isolation en fonction de la fréquence du signal d'entrée (IF) sur une bande de fréquences centrée autour des valeurs correspondantes aux fréquences qui seront utilisées par la suite dans chacun des deux étages du transposeur de fréquences élévateur. La fréquence de l'oscillateur local (LO) est fixée pour chacun des deux cas.

La perte de conversion est une mesure de l'efficacité du mélangeur. Ce paramètre, généralement exprimé en dB, correspond au rapport entre la puissance du signal RF à la sortie et celle du signal IF à l'entrée (dans le cas d'un mélangeur de fréquences élévateur). L'isolation est une mesure des fuites dans le mélangeur qui est définie pour les deux signaux d'entrée (IF et LO). Également exprimée en dB, elle quantifie le rapport entre la puissance du signal considéré (IF ou LO) au port de sortie RF et sa puissance au port d'incidence.

Le montage utilisé pour effectuer les mesures de la perte de conversion dans le mélangeur est celui présenté à la figure 3-8. Deux générateurs de signaux sont utilisés pour générer les signaux IF et LO. La puissance du signal de sortie RF à la fréquence $LO + IF$ est mesurée avec un analyseur de spectre. La mesure de l'isolation fait intervenir un générateur de moins par rapport à celle de la perte de conversion. En effet, le signal est appliqué à un port (IF ou LO) et mesuré au port de sortie RF à la même fréquence alors que le troisième port est connecté à une charge adaptée (50Ω). La figure 3-9 présente le schéma du montage utilisé pour la mesure de l'isolation.

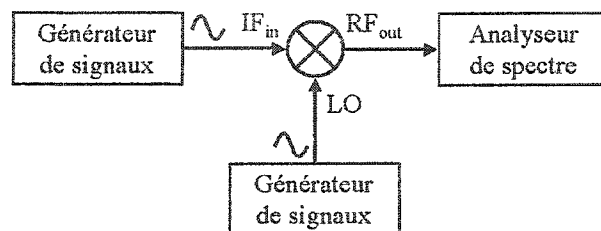


Figure 3-8 : Schéma du montage de mesure de la perte de conversion du mélangeur

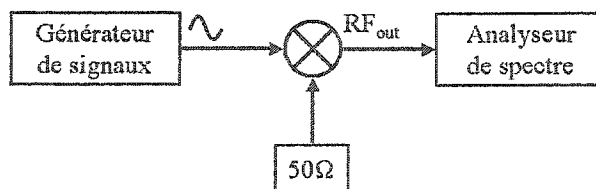


Figure 3-9 : Schéma du montage de mesure de l'isolation du mélangeur

Pour caractériser le mélangeur dans la gamme de fréquences correspondant à celle du premier étage du transposeur de fréquences, nous avons mesuré la perte de conversion à la fréquence $LO + IF$ ainsi que les isolations RF à IF et RF à LO en fonction de la fréquence du signal d'entrée IF_{in} . La fréquence du signal de l'oscillateur local a été fixée

à 811.5MHz et sa puissance à 17dBm. Le signal d'entrée pour ce test étant un signal non modulé, la variation de sa fréquence permet d'avoir une idée sur le comportement du mélangeur en présence d'un signal modulé large bande. Afin de préserver l'intégrité du signal, les pertes de conversion du mélangeur doivent être aussi constantes que possible sur toute la bande de fréquence du signal d'entrée, soit une bande de 20MHz centrée autour de 25MHz. La figure 3-10 présente les résultats de ces mesures. Les isolations RF à IF et RF à LO sont de -28dB et -20dB respectivement. La perte de conversion est évaluée à 6dB, l'ondulation dans la bande d'intérêt est de l'ordre de 0.4dB.

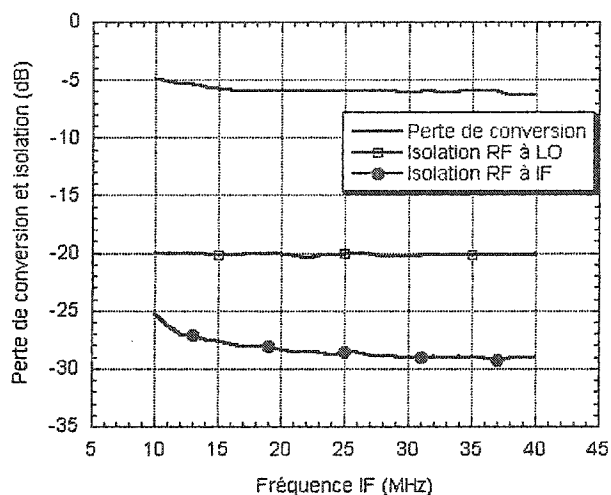


Figure 3-10 : Perte de conversion et isolations du mélangeur au 1^{er} étage du transposeur

Pour mesurer la perte de conversion et les isolations RF à IF et RF à LO du mélangeur dans le second étage du transposeur, nous avons refait des mesures semblables à celles décrites plus haut. Dans ce cas, la fréquence du signal d'entrée est variée autour de 836.5MHz et la fréquence de l'oscillateur local est fixée à 1303.5MHz. Les résultats obtenus sont reportés dans la figure 3-11. D'après ces mesures, les isolations RF à IF et RF à LO sont de -23dB et -15dB respectivement. La perte de conversion est évaluée à 8.5dB avec une très faible ondulation.

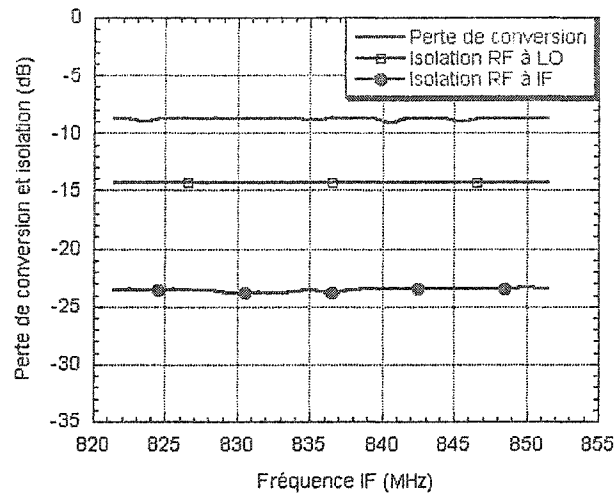


Figure 3-11 : Perte de conversion et isolations du mélangeur au 2nd étage du transposeur

3.2.1.2. Caractérisation des filtres de réjection d'image

Nous avons également réalisé des circuits pour le test des filtres de réjection d'image. Ce test consiste à mesurer, à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel, les paramètres de dispersion (paramètres S) de chacun de ces filtres afin d'évaluer les pertes d'insertion ainsi que les coefficients de réflexion et vérifier si le délai de propagation de groupe est constant sur la totalité de la bande passante de chaque filtre. Les pertes d'insertion correspondent au module du paramètre de dispersion S_{21} . Le délai de propagation correspond à la dérivée de la phase de S_{21} par rapport à la fréquence. Ainsi, un délai de propagation constant se traduit par la linéarité de la phase de S_{21} . Les résultats des mesures sont présentés dans les figures 3-12 et 3-13 pour le filtre de réjection d'image du premier étage et celui du deuxième étage respectivement. Dans chacune de ces figures, nous avons rapporté le module du paramètre S_{11} , le module et la phase du paramètre S_{21} dans la bande d'intérêt (200MHz autour de leurs fréquences centrales respectives) et le module du paramètre S_{21} sur une plus large bande de fréquence allant des basses fréquences jusqu'aux harmoniques de la fréquence RF finale.

D'après la figure 2-12, les pertes d'insertion du filtre utilisé pour le premier étage du transposeur de fréquences sont de l'ordre de 2dB. Sa réjection à la fréquence correspondant à celle de l'oscillateur local est d'environ -38dB . Par ailleurs, le délai de groupe dans la bande passante est presque constant. La figure 3-13 montre des résultats semblables pour le filtre du deuxième étage du transposeur de fréquences. Pour ce filtre, les pertes d'insertion sont de 1.5dB et la réjection à la fréquence de l'oscillateur local est d'environ -26dB . Ce filtre présente également un bon délai de groupe.

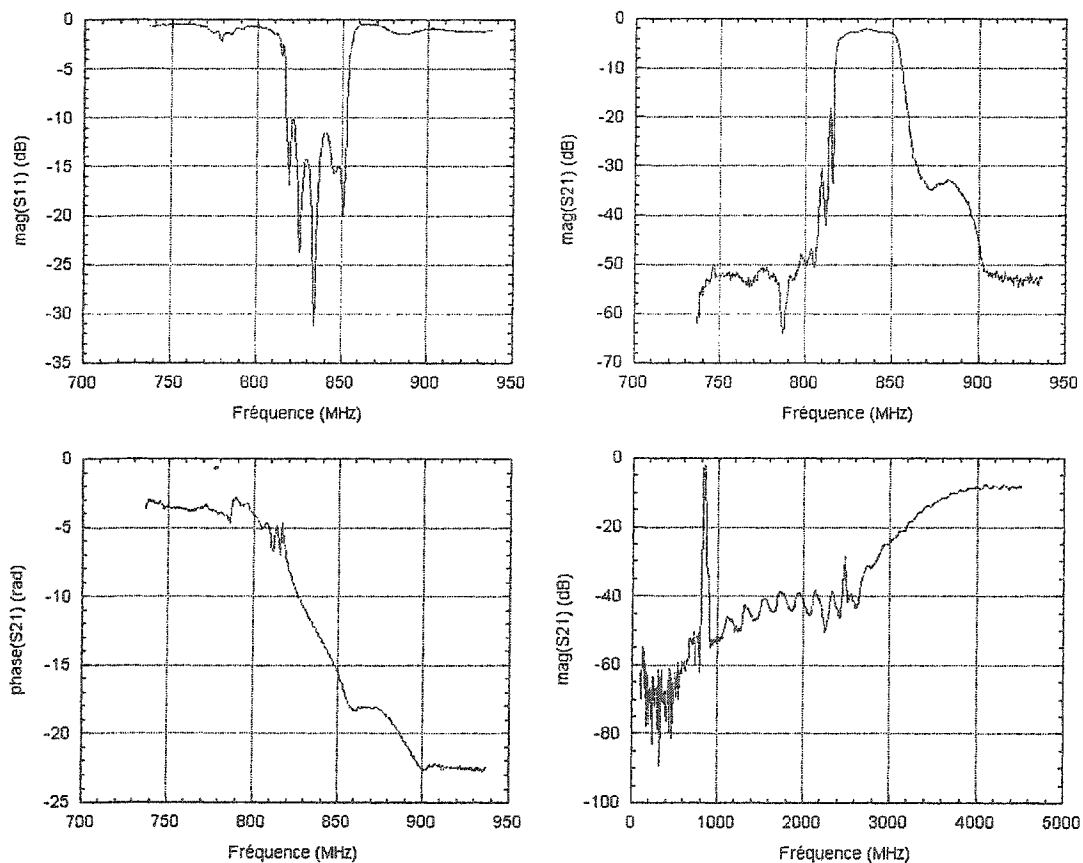


Figure 3-12 : Paramètres de dispersion mesurés du filtre du 1^{er} étage du transposeur

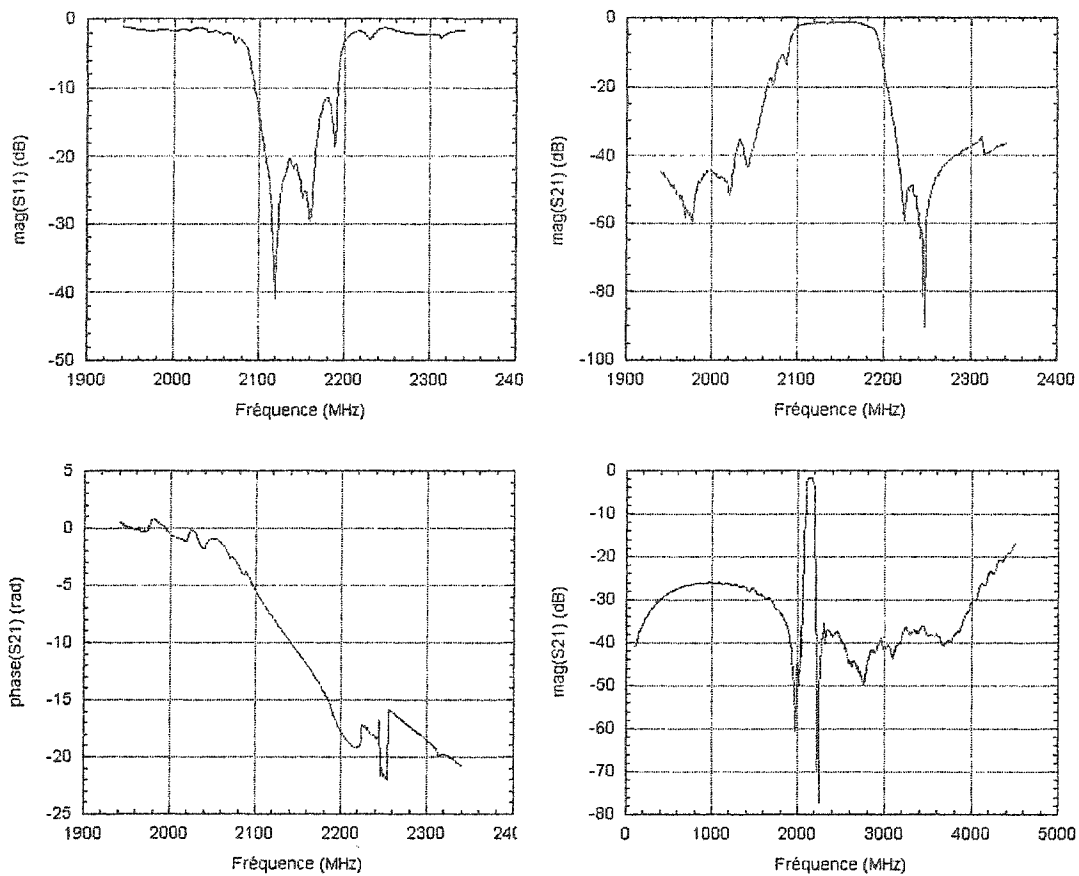


Figure 3-13 : Paramètres de dispersion mesurés du filtre du 2nd étage du transposeur

3.2.1.3. Caractérisation du transposeur élévateur de fréquences

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats obtenus lors de la caractérisation du transposeur élévateur de fréquences en présence d'un signal CDMA2000 ce qui correspond à une situation plus réaliste. Le montage utilisé pour ces mesures est celui de la figure 3-14. Le signal d'entrée IF, autour de 25MHz, est produit par un générateur de signaux vectoriel (E4438C de Agilent). Deux autres générateurs de signaux sont utilisés pour fournir les signaux des deux oscillateurs locaux. Vu que la puissance requise pour le signal de chaque oscillateur local est de 17dBm et que les sources utilisées sont incapables de produire une telle puissance en fonctionnant en régime linéaire, nous

avons utilisé un amplificateur d'attaque linéaire (ZHL42) à l'entrée du signal LO de chaque mélangeur. Le signal à la sortie est visualisé sur un analyseur de spectre (PSA E4446A de Agilent). La figure 3-15 présente le dispositif sous test incluant les deux amplificateurs d'attaque.



Figure 3-14 : Montage expérimental pour la caractérisation du transposeur de fréquences

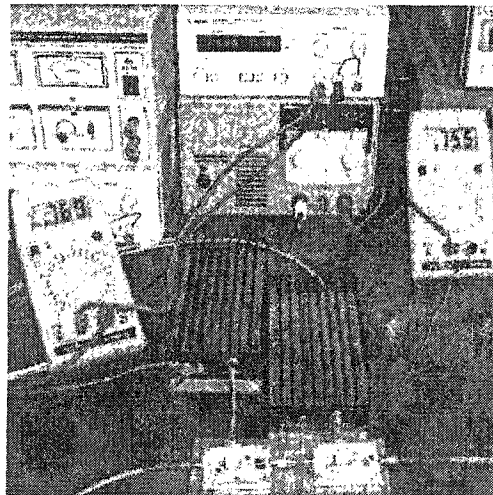


Figure 3-15 : Transposeur de fréquences sous test

Nous avons effectué le test décrit précédemment pour chaque étage du transposeur de fréquences séparément et enfin pour tout le transposeur de fréquences. Les figures 3-16 et 3-17 présentent les spectres mesurés à la sortie de chaque étage sans et avec le filtre de réjection d'image.

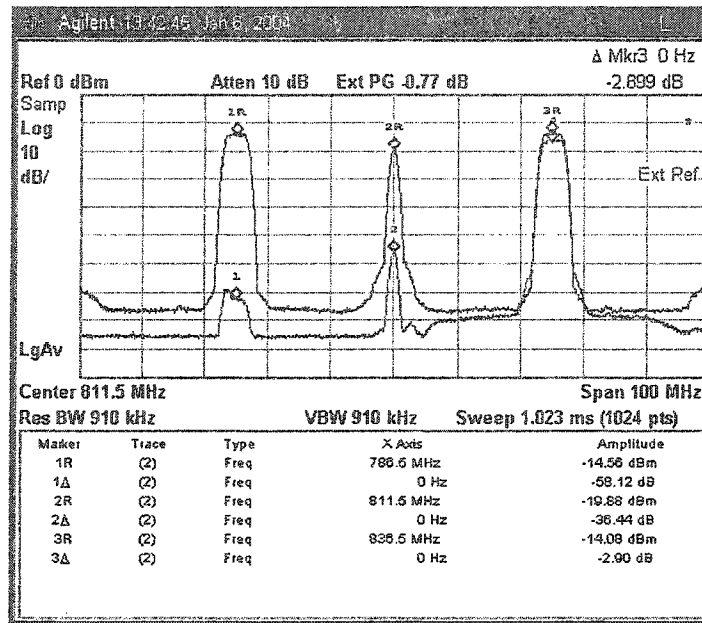


Figure 3-16 : Spectres mesurés à la sortie du mélangeur et du 1^{er} étage de conversion

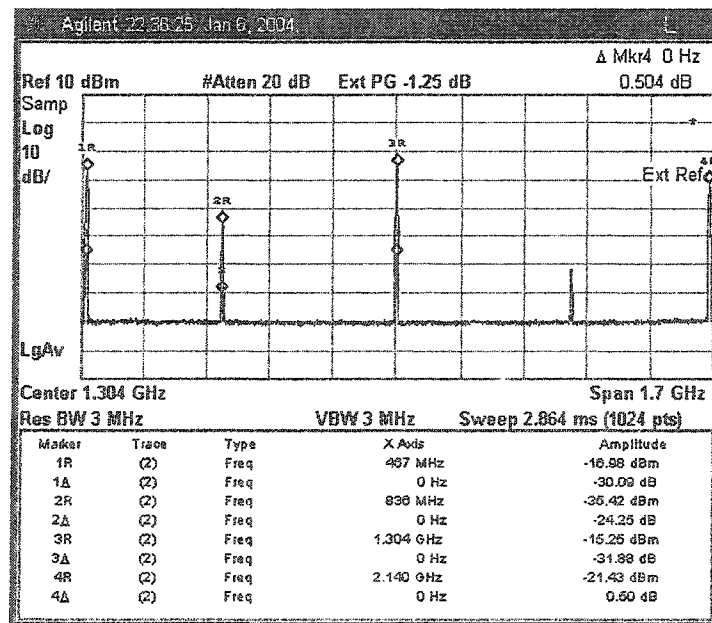


Figure 3-17 : Spectres mesurés à la sortie du mélangeur et du 2nd étage de conversion

Les résultats des mesures du transposeur de fréquences élévateur incluant les deux étages sont rapportés dans la figure 3-18. Les positions des marqueurs utilisés correspondent aux signaux IF_1 et LO_2 à l'entrée du second étage, et au signal RF utile ($LO_2 + IF_1$) et à son image ($LO_2 - IF_1$).

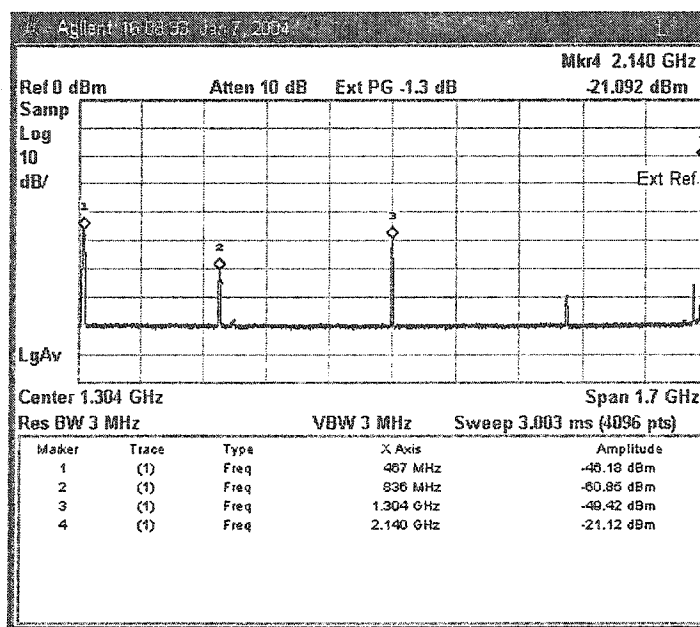


Figure 3-18 : Spectre mesuré à la sortie du transposeur de fréquences élévateur

3.2.2. Tests et mesures de la chaîne d'amplification

3.2.2.1. Mesure des paramètres de dispersion

La première étape pour le test de la chaîne d'amplification a consisté à mesurer les paramètres de dispersion. Ce test permet d'évaluer le comportement de l'amplificateur dans le domaine fréquentiel. Le montage expérimental est relativement simple, le dispositif sous test, présenté à la figure 3-19, est connecté à l'analyseur de réseaux vectoriel (HP8510C). La puissance du signal émis par l'analyseur de réseaux est choisie de façon à ce que l'amplificateur opère en mode petit signal. Par ailleurs, puisqu'il s'agit

d'un circuit actif des atténuateurs sont utilisés à la sortie de l'amplificateur pour que le niveau du signal ne dépasse pas la limite admissible à l'entrée de l'analyseur de réseaux vectoriel.

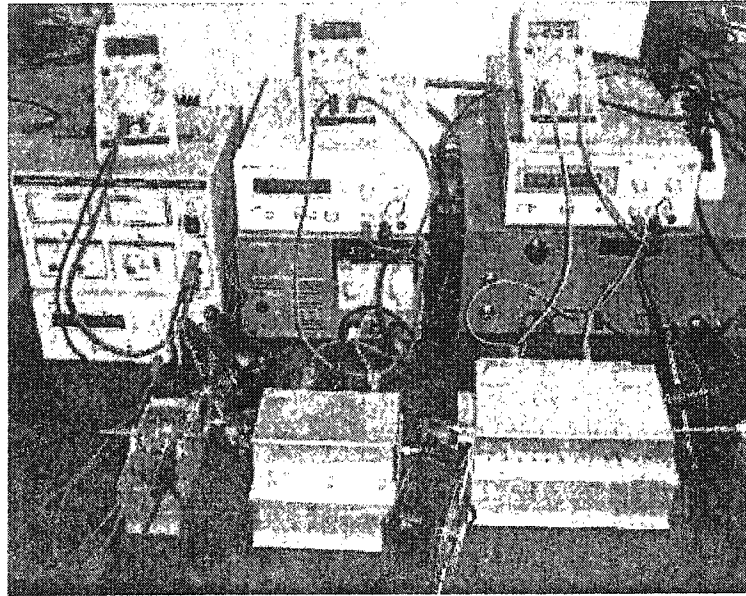


Figure 3-19 : Chaîne d'amplification sous test

Les paramètres de dispersion mesurés sont rapportés dans la figure 3-20. Ces résultats montrent que le gain de l'amplificateur est de l'ordre de 51dB et que ce gain varie de 0.5dB sur toute la bande d'intérêt (2110-2170MHz). Par ailleurs, le coefficient de réflexion à l'entrée est maintenu en dessous de 17dB sur toute la bande de fréquences. L'amplificateur possède également un bon coefficient de réflexion à la sortie et une bonne isolation entre l'entrée et la sortie.

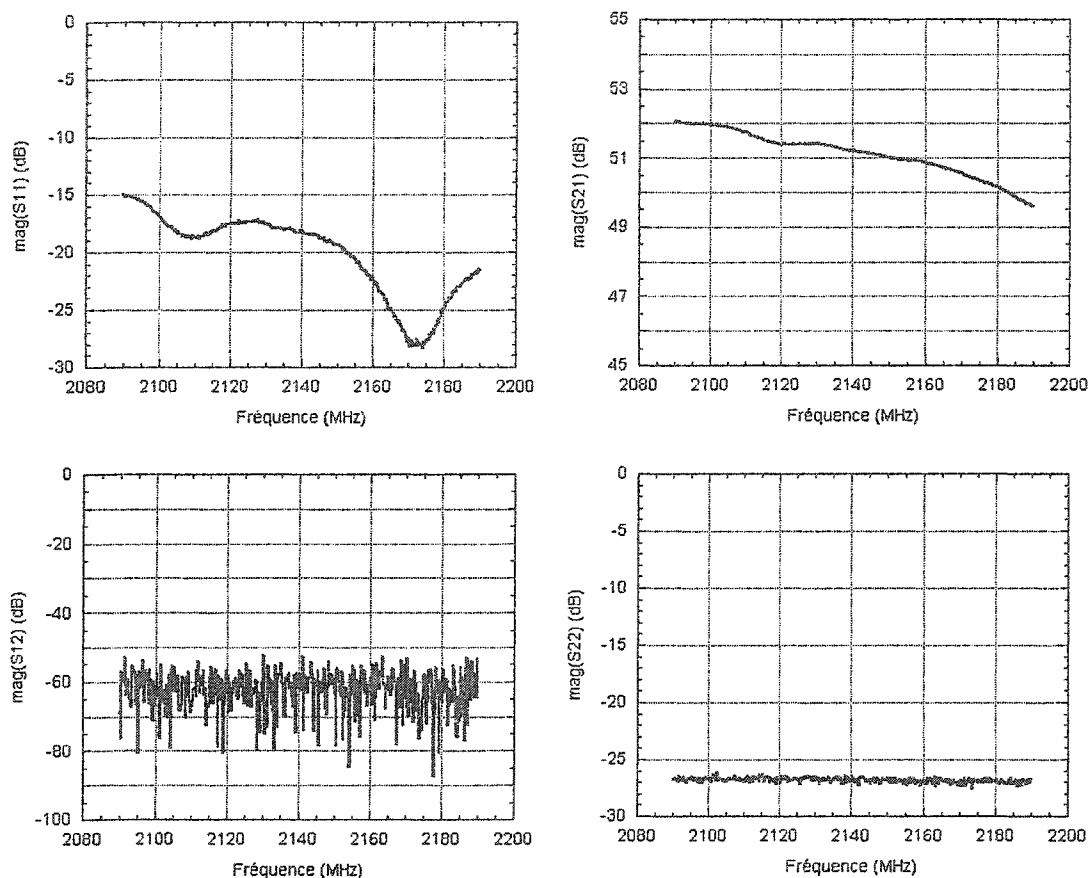


Figure 3-20 : Paramètres de dispersion mesurés de la chaîne d'amplification

3.2.2.2. Caractérisation AM/AM et AM/PM

La caractérisation AM/AM et AM/PM de la chaîne d'amplification est une étape indispensable et fondamentale dans le processus de la linéarisation. En effet, dans un schéma de linéarisation par prédistorsion, les performances du linéarisateur dépendent grandement de la qualité de la caractérisation. Dans cette partie, nous allons présenter le banc de mesures utilisé pour la caractérisation de l'amplificateur de puissance et les résultats obtenus.

La méthode utilisée est basée sur la caractérisation de l'amplificateur à partir des signaux en bande de base à l'entrée et à la sortie. Le montage expérimental est celui présenté à la figure 3-21. Outre le dispositif sous test présenté à la figure 3-19, ce banc de mesures comporte trois instruments de mesures : un générateur de signaux (ESG E4438C), un analyseur de spectre (PSA E-4446A) et un analyseur de signaux vectoriel (VSA 89605B). Ces instruments sont interconnectés entre eux et avec un ordinateur via une connexion GPIB pour les deux premiers instruments et PCMCIA pour le troisième. L'ordinateur est utilisé pour piloter l'analyseur de signaux à travers son logiciel de contrôle. Il permet également de télécharger dans le générateur de signaux les formes d'ondes au moyen du logiciel de simulation ADS de Agilent. Pour la caractérisation de la chaîne d'amplification, on génère directement le signal RF, autour de 2140MHz, qui sera appliqué à l'amplificateur par le générateur de signaux. A la sortie du dispositif sous test, l'analyseur de spectre est utilisé comme un transposeur de fréquences abaisseur. Il permet de traduire le signal RF en un signal à fréquence intermédiaire autour de 70MHz. L'analyseur de signaux vectoriel procède à l'acquisition de ce signal et son traitement numérique. Il effectue entre autres la démodulation du signal ce qui permet d'avoir ses composantes en phase et en quadrature qui seront utiles pour la caractérisation de l'amplificateur de puissance.

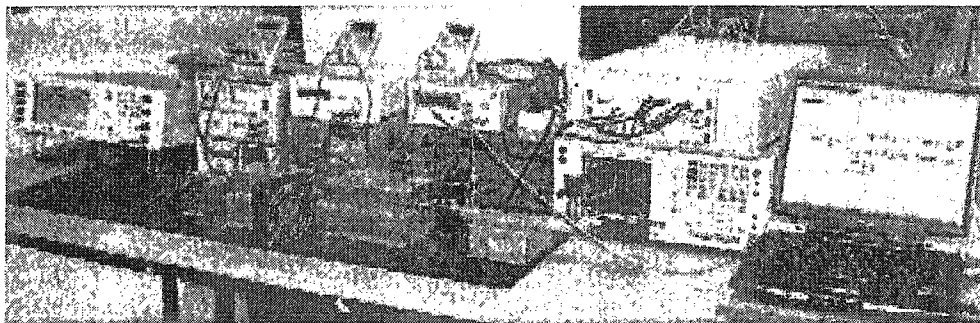


Figure 3-21 : Banc de mesures pour la caractérisation AM/AM et AM/PM de la chaîne d'amplification

La première étape de ce test consiste à connecter le générateur de signaux à l'analyseur de spectre. Dans ces conditions, le signal recueilli au niveau de l'analyseur de signaux vectoriel correspond au signal à l'entrée du dispositif sous test. Dans la deuxième étape, le dispositif sous test est excité par ce même signal ce qui permet de capter le signal de sortie au niveau de l'analyseur de signaux vectoriel. Ces signaux sous forme de composantes en phase et en quadrature sont ensuite traités pour déduire les caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur. A ce stade, il est important de noter que l'égalisation du délai de propagation du signal à travers le dispositif sous test est primordial pour une bonne caractérisation. En effet, bien que ce délai (de l'ordre de 12ns) soit relativement faible par rapport à la période d'échantillonnage du signal au niveau de l'analyseur de signaux vectoriel (39ns), le fait de le négliger engendre une sorte de dispersion des points aux niveaux des caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur. Cette dispersion, très visible pour les faibles puissances d'entrée, dégrade considérablement la qualité de la caractérisation.

Le signal utilisé lors de cette caractérisation est un signal CDMA2000 pour une liaison montante. La vitesse d'étalement est SR3 (3x1.2288Mbps) et la configuration radio est RC6. Ce signal comporte neuf canaux : un canal pilote, un canal de synchronisation à 1.2kbps, trois canaux fondamentaux à 9.6kbps et quatre canaux supplémentaires à 38.4kbps. La largeur de bande de ce signal est de 3.6864MHz et le rapport entre sa puissance maximale et sa puissance moyenne est de 9.7dB. Ce signal est généré par le guide de conception disponible dans le logiciel Agilent-ADS.

Les figures 3-22 et 3-23 présentent les caractéristiques AM/AM et AM/PM mesurées de la chaîne d'amplification. A partir de ces courbes, on observe que le gain petit signal de l'amplificateur est de l'ordre de 51dB et que le point de compression à 1dB correspond à une puissance d'entrée de 0dBm. La différence entre cette valeur et celle estimée dans la première section de ce chapitre est due aux différentes pertes dans le circuit notamment celles aux niveaux des isolateurs utilisés entre les différents étages d'amplification.

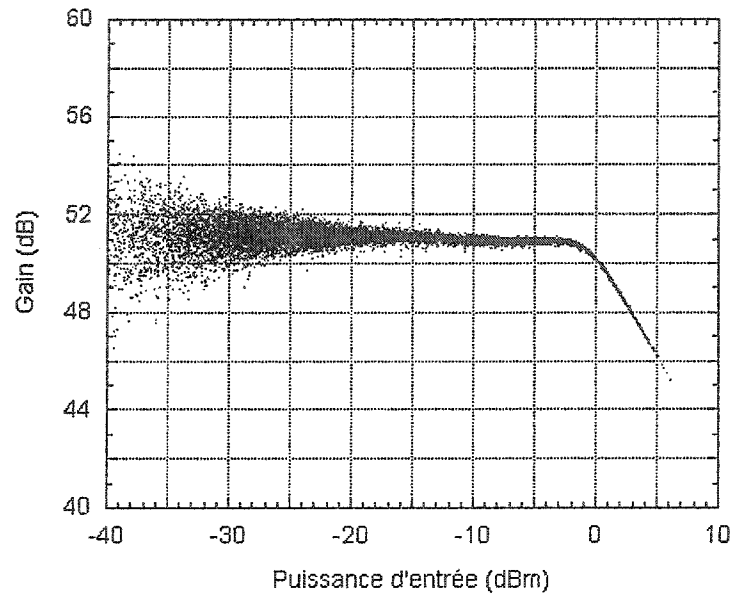


Figure 3-22 : Caractéristique AM/AM mesurée de la chaîne d'amplification

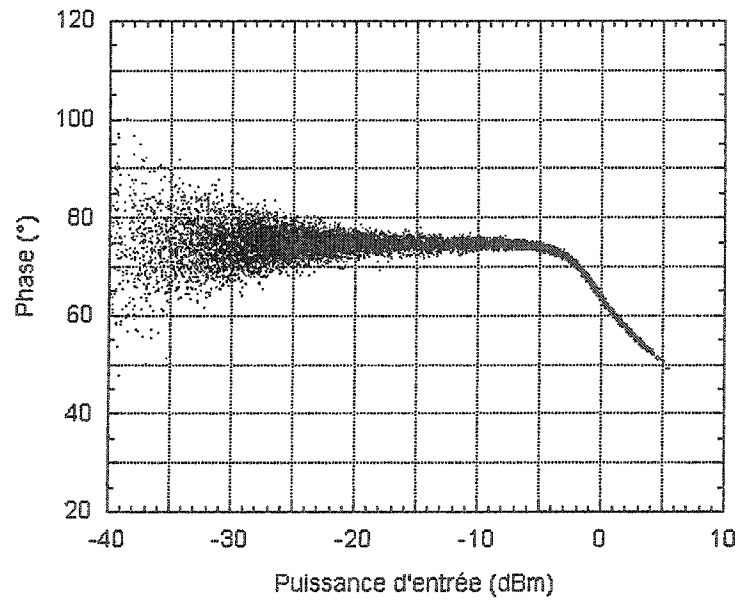


Figure 3-23 : Caractéristique AM/PM mesurée de la chaîne d'amplification

Nous avons également effectué le même test pour le transposeur de fréquences éleveur incluant l'amplificateur de compensation. Ce test nous a permis de vérifier si cette partie du transmetteur contribue à la compression AM/AM et AM/PM. Ce test a été effectué de la même façon que celui relatif à la caractérisation de l'amplificateur. En effet, puisque l'acquisition des signaux à l'entrée et à la sortie du dispositif sous test se fait par l'analyseur de signaux vectoriel qui traite le signal démodulé en bande de base, le changement de fréquence opéré au niveau du transposeur de fréquences est sans incidences sur la procédure de test. Les figures 3-24 et 3-25 présentent les caractéristiques AM/AM et AM/PM mesurées du transposeur de fréquences. Il en apparaît que cette partie du circuit est capable de délivrer 5dBm en mode linéaire. On peut donc conclure que le transposeur de fréquences ne contribue pas aux compressions AM/AM et AM/PM du transmetteur.

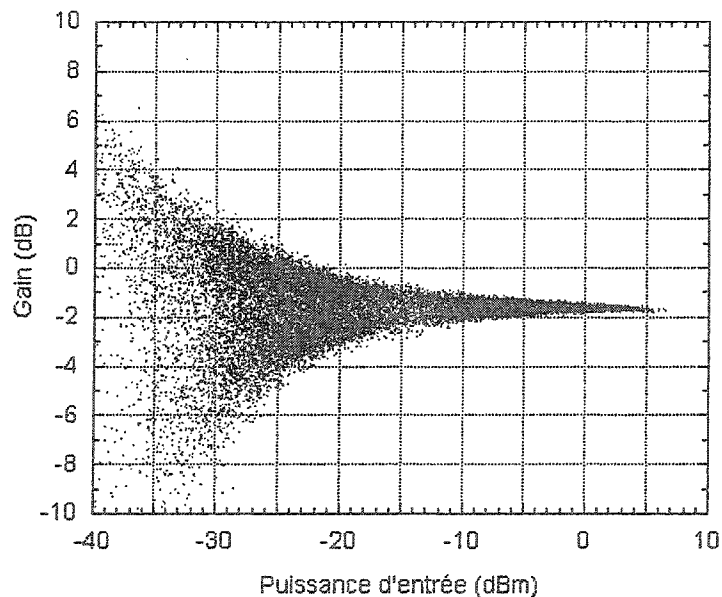


Figure 3-24 : Caractéristique AM/AM mesurée du transposeur de fréquences

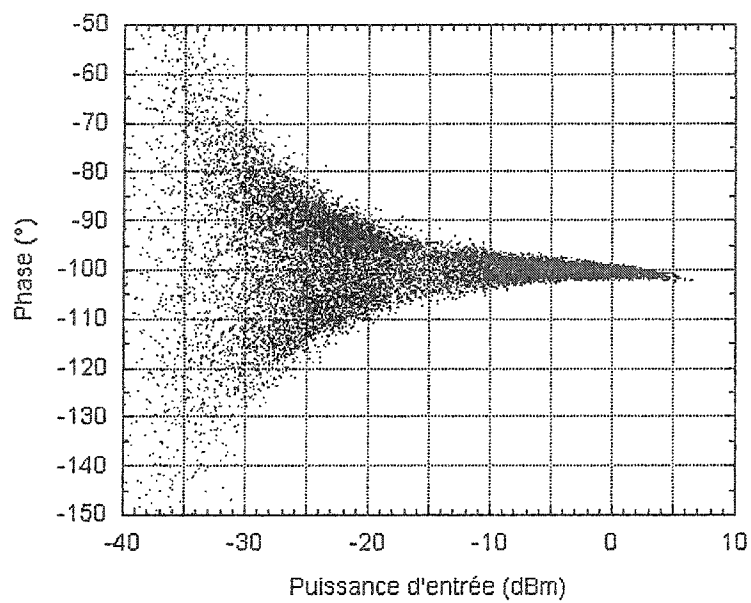


Figure 3-25 : Caractéristique AM/PM mesurée du transposeur de fréquences

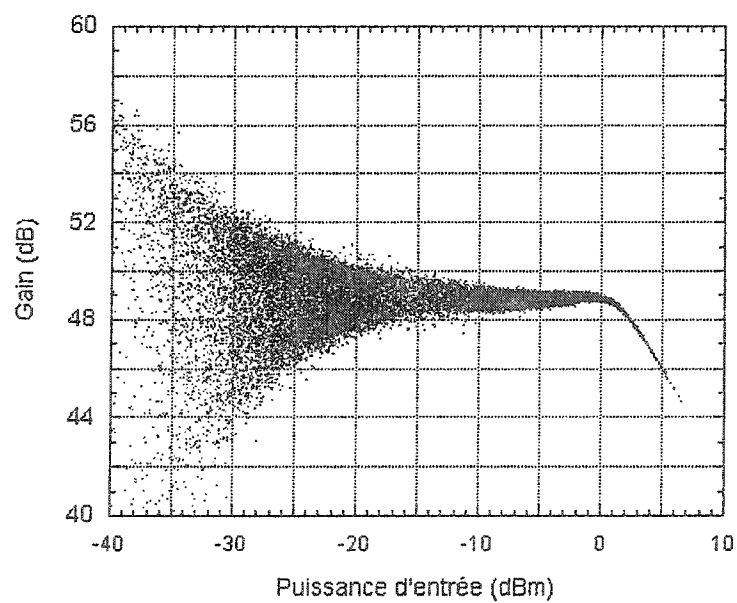


Figure 3-26 : Caractéristique AM/AM mesurée du transmetteur

En vue de la linéarisation de tout le transmetteur (transposeur de fréquences éleveur et chaîne d'amplification), nous l'avons caractérisé par le même procédé décrit plus haut. Les caractéristiques AM/AM et AM/PM du transmetteur sont rapportées dans les figures 3-26 et 3-27 respectivement. Ces caractéristiques sont indispensables pour la synthèse de la fonction de prédistorsion.

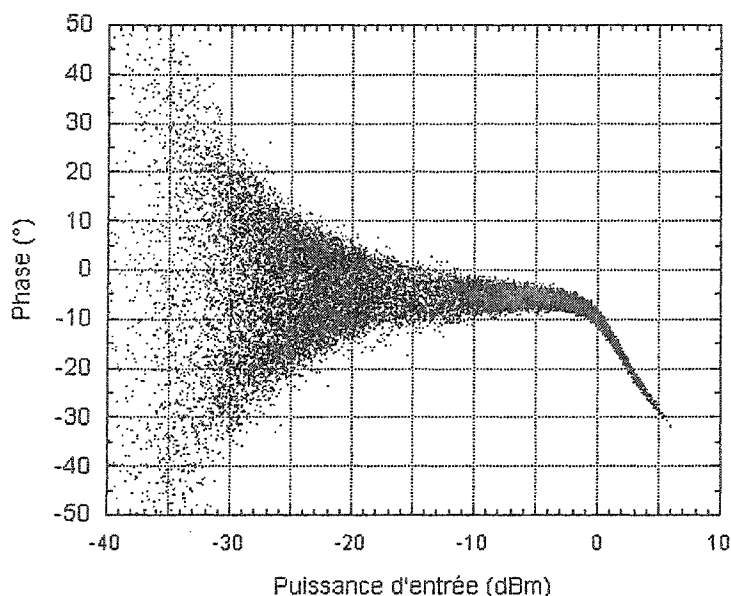


Figure 3-27 : Caractéristique AM/PM mesurée du transmetteur

3.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes étapes suivies lors de la conception du transmetteur. Nous y avons exposé les différents critères de dimensionnement et de choix des composants ainsi que les circuits réalisés. En effet, nous avons subdivisé le transmetteur en deux parties : le transposeur de fréquences et la chaîne d'amplification. A partir des spécifications sur la puissance de sortie, nous avons identifié les différents composants de la chaîne d'amplification. Ceci nous a permis de déterminer le niveau de puissance requis à la sortie du transposeur de fréquences. Les différentes contraintes sur

les signaux à l'entrée et à la sortie du transposeur ont piloté le choix de l'architecture adopté, des mélangeurs et des filtres utilisés.

Nous avons également rapporté dans la deuxième partie de ce chapitre les différents tests et mesures effectués pour évaluer les performances du transmetteur. Nous avons ainsi présenté les paramètres de dispersion des filtres et les pertes de conversions et les isolations des mélangeurs. Une attention particulière a été accordée à la caractérisation AM/AM et AM/PM de la chaîne d'amplification et du transmetteur. En effet, ces mesures seront exploitées dans le prochain chapitre pour la synthèse de la fonction de prédistorsion et la validation du concept proposé dans le présent mémoire.

CHAPITRE 4. VALIDATION EXPERIMENTALE DU CONCEPT DE PRÉDISTORSION NUMÉRIQUE PAR FILTRAGE EN SOUS BANDES

Dans ce chapitre, nous présentons les différentes étapes suivies pour la validation du concept de prédistorsion numérique en bande de base utilisant le principe de filtrage en sous bandes. Cette technique, dont le principe a été présenté dans le second chapitre, sera appliquée pour la linéarisation du transmetteur conçu dans ce projet et décrit dans le chapitre précédent. La validation expérimentale proposée repose sur l'émulation du dispositif sous test par un signal résultant des simulations de la fonction de prédistorsion avec le logiciel Agilent-ADS.

Dans la première partie de ce chapitre, on présentera la procédure de synthèse des tables de correspondance de la fonction de prédistorsion et les résultats expérimentaux de la linéarisation de la chaîne d'amplification et du transmetteur par le module de prédistorsion statique. On y évaluera également la dégradation des performances de ce prédistordeur suite à la variation des caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur résultante du changement de la température du boîtier. Dans la deuxième section du chapitre, on introduira le module de traitement en sous bandes. On présentera ainsi les différentes étapes pour le choix du banc de filtres en fonction du nombre de sous bandes et l'identification des filtres de traitement. On exposera finalement les résultats des mesures ainsi que les principaux avantages de cette technique.

4.1. Linéarisation par prédistorsion statique

4.1.1. Synthèse de la fonction de prédistorsion

La synthèse des tables de correspondance consiste à déterminer la fonction non linéaire complémentaire à celle de la compression de l'amplificateur de sorte que la cascade de ces deux fonctions forme un système d'amplification linéaire. Ainsi, la caractérisation AM/AM et AM/PM du dispositif sous test (transmetteur ou chaîne d'amplification) constitue la première étape dans la synthèse de la fonction de prédistorsion. De la précision de cette étape dépendra la qualité de la linéarisation.

Considérons à présent le cas de la linéarisation de la chaîne d'amplification à partir des mesures AM/AM et AM/PM présentées dans les figures 3-22 et 3-23 respectivement. Les données mesurées (Puissance d'entrée, gain et déphasage) sont d'abord ordonnées selon la puissance d'entrée. Chacune des caractéristiques AM/AM et AM/PM est ensuite approximée par une fonction polynomiale. Pour cela, on utilise l'outil d'approximation polynomiale du logiciel MATLAB qui, pour un polynôme d'ordre donné, identifie les coefficients par la méthode des moindres carrés. L'ordre de chaque polynôme est varié jusqu'à trouver une approximation satisfaisante des caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur. Les figures 4-1 et 4-2 présentent les caractéristiques AM/AM et AM/PM mesurées et leurs approximations polynomiales.

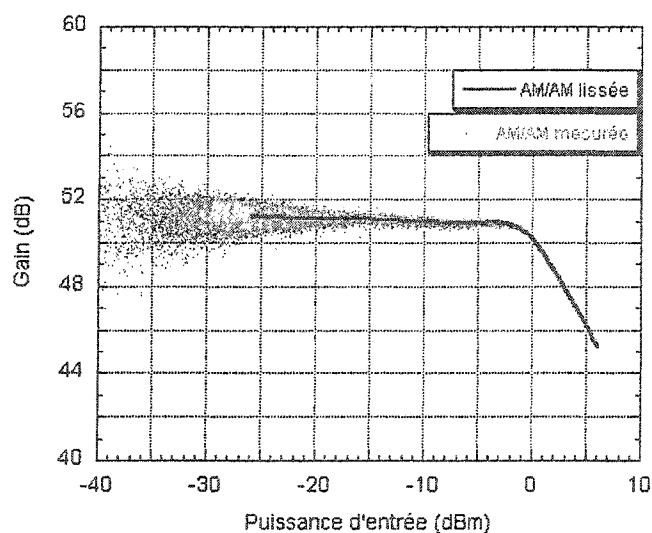


Figure 4-1 : Caractéristiques AM/AM mesurée et lissée de l'amplificateur

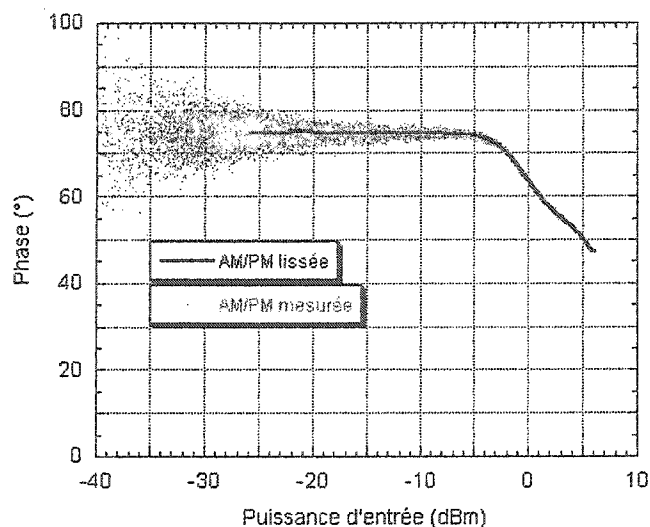


Figure 4-2 : Caractéristiques AM/PM mesurée et lissée de l'amplificateur

Les courbes lissées, résultantes des approximations des courbes mesurées, sont ensuite utilisées pour déduire les fonctions AM/AM et AM/PM normalisées du dispositif sous test. Ces caractéristiques sont déterminées à partir de celles des conversions AM/AM et AM/PM en soustrayant l'amplitude respectivement le déphasage en mode petit signal, c'est à dire en ramenant le gain petit signal à un gain unitaire réel. Les caractéristiques normalisées sont ensuite discrétisées dans deux tables de correspondance à partir desquelles sont déduites les tables de correspondance AM/AM et AM/PM du prédistordeur. La figure 4-3, respectivement 4-4, présente la caractéristique AM/AM, respectivement AM/PM, normalisée du dispositif sous test et celle du prédistordeur en fonction de leurs puissances d'entrée respectives. Les fonctions exprimant la puissance de sortie normalisée du transmetteur et celle du prédistordeur en fonction de leurs puissances d'entrée respectives sont plus explicites pour montrer la complémentarité de ces deux éléments ainsi que les niveaux de puissance à la saturation. Ces fonctions sont présentées dans la figure 4-5. La fonction de transfert P_{out} vs P_{in} de la cascade (prédistordeur et amplificateur) y est également présentée.

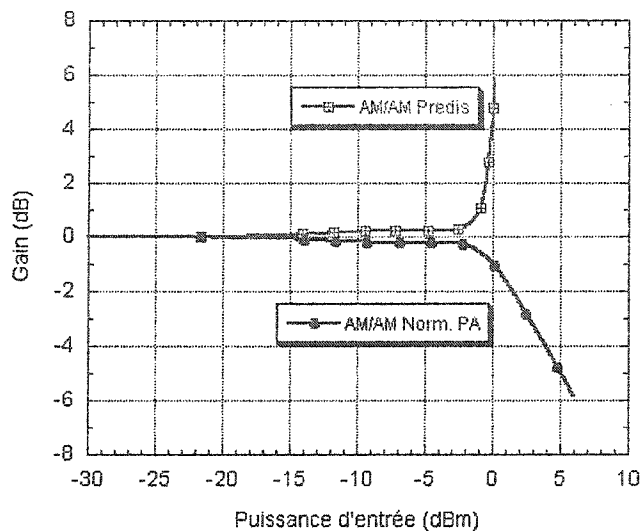


Figure 4-3 : Caractéristiques AM/AM de l'amplificateur et du prédistordeur

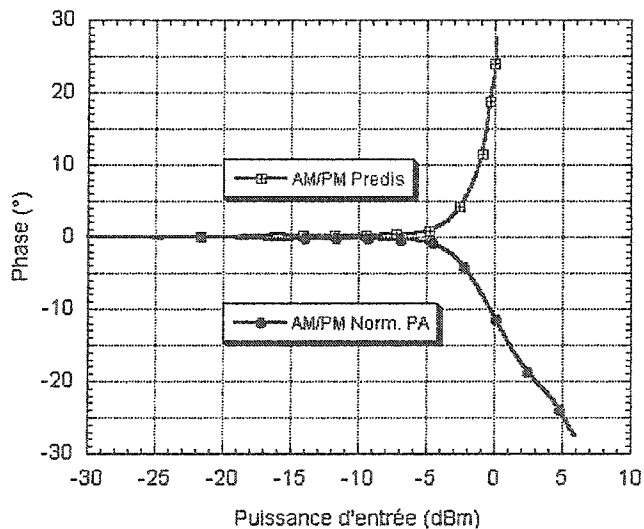


Figure 4-4 : Caractéristiques AM/PM de l'amplificateur et du prédistordeur

A ce stade, nous avons déterminé les fonctions de transfert AM/AM et AM/PM discrétisées du prédistordeur. Les deux tables de correspondance ainsi obtenues contiennent les valeurs du gain de correction du prédistordeur, en coordonnées polaires, en fonction de la puissance d'entrée. Ces tables doivent être réarrangées en vue d'une

implémentation selon le schéma proposé dans la figure 2-5. En effet, selon l'architecture présentée dans le chapitre 2, les tables de correspondance sont indexées par le carré du module du signal d'entrée et les coefficients de correction sont exprimés en coordonnées cartésiennes. La première étape consiste à déterminer les limites des tables de correspondance. Puisqu'il s'agit d'amplificateurs de classe AB, le gain petit signal est constant et par conséquent aucune correction n'est nécessaire pour les faibles puissances. Il est donc possible d'effectuer une troncature pour les faibles puissances et ne garder qu'une petite partie de la zone linéaire. Ce choix du niveau à partir duquel s'effectue la troncature fixe le premier élément de chaque table. Le dernier élément correspond à la puissance de sortie normalisée à la saturation. Le choix du nombre d'éléments des tables les identifie complètement puisque leurs indexations sont uniformes. Chaque table utilisée contient 2^{14} éléments ce qui correspond à la résolution utilisée pour la conversion analogique à numérique. Cette taille élevée permet d'éviter les éventuelles erreurs d'interpolation que pourrait causer la réduction de la taille des tables. Ceci permet d'étudier de façon indépendante les performances du second module puisque l'objectif principal de ce travail concerne le module de traitement en sous bandes et non l'optimisation des tables de correspondance.

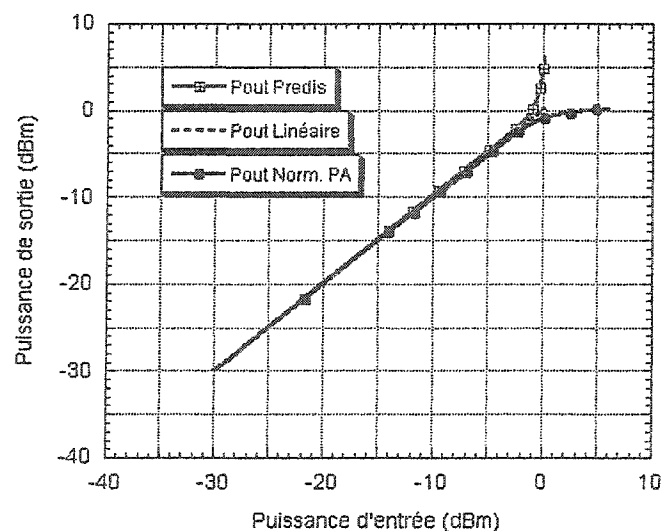


Figure 4-5 : Caractéristiques P_{out} vs. P_{in} de l'amplificateur et du prédistordeur

4.1.2. Validation expérimentale du module de prédistorsion statique

Dans cette section, nous présentons les résultats obtenus lors de la linéarisation de la chaîne d'amplification avec le prédistordeur statique. La procédure utilisée pour la validation expérimentale consiste à émuler le dispositif sous test successivement par le signal prédistordeur et le signal d'origine et de comparer les spectres obtenus à la sortie de l'amplificateur dans les deux cas. Les signaux sont générés par simulation avec le logiciel Agilent-ADS et téléchargés dans le générateur de signaux. Cette expérience a été réalisée pour différents niveaux de la puissance moyenne à l'entrée de l'amplificateur. Dans chaque itération, le niveau de puissance moyenne à l'entrée de l'amplificateur est le même pour le signal prédistordeur et le signal d'origine. Ceci permet de comparer les performances de l'amplificateur avant et après linéarisation du point de vue amélioration de la linéarité pour la même puissance moyenne à la sortie. Le signal employé pour ces tests est celui utilisé pour la caractérisation AM/AM et AM/PM dans la section 3.2.2.2.

Le tableau 4-1 présente la puissance moyenne à l'entrée de l'amplificateur et le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne des signaux avant et après prédistorsion. Ce tableau montre également le niveau de recul par rapport à la puissance d'entrée de saturation (IBO) de l'amplificateur et celui du prédistordeur (incluant le limiteur) obtenus pour chaque niveau de puissance. On observe que pour les premières valeurs, le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne du signal prédistordeur augmente avec la puissance d'entrée. En effet, plus l'amplificateur est poussé dans sa zone de compression plus l'expansion au niveau du prédistordeur est importante. Cependant, lorsque la puissance maximale à l'entrée du prédistordeur dépasse la puissance maximale admissible, le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne du signal prédistordeur diminue à mesure que la puissance d'entrée augmente. Par ailleurs, ce rapport devient alors égal au niveau de recul par rapport à la saturation. Ceci est dû au limiteur ajouté à l'entrée du module de prédistorsion statique.

En effet, en l'absence du limiteur, lorsque la puissance à l'entrée du prédistordeur dépasse la puissance maximale admissible, les coefficients de correction appliqués au signal sont ceux qui correspondent au dernier élément de chacune des tables de correspondance. Par conséquent, la puissance obtenue à l'entrée de l'amplificateur dépassera sa puissance de saturation (6dBm) ce qui risque de l'endommager. L'utilisation du limiteur permet d'effectuer ces tests en sécurité tout en opérant l'amplificateur encore plus près de la saturation.

P. moy. à l'entrée de l'amplificateur	$\left(\frac{P_{max}}{P_{moy}}\right)$ sans prédistorcion	$\left(\frac{P_{max}}{P_{moy}}\right)$ avec prédistorcion	IBO de l'ampli.	IBO du prédis.*	Efficacité du drain
-9.79 dBm	9.7 dB	12.6 dB	15.79 dB	10.15 dB	13.90 %
-9.27 dBm	9.7 dB	15.27 dB	15.27 dB	9.65 dB	15.13 %
-8.74 dBm	9.7 dB	14.74 dB	14.74 dB	9.15 dB	16.53 %
-8.19 dBm	9.7 dB	14.19 dB	14.19 dB	8.65 dB	18.15 %
-7.60 dBm	9.7 dB	13.6 dB	13.60 dB	8.15 dB	20.14 %
-6.96 dBm	9.7 dB	12.96 dB	12.96 dB	7.65 dB	22.52 %
-6.26 dBm	9.7 dB	12.26 dB	12.26 dB	7.15 dB	25.63 %

* : prédistordeur statique et limiteur

Tableau 4-1 : Niveaux de puissance, IBO à l'entrée de l'amplificateur et du prédistordeur et efficacité du drain

Afin d'évaluer les performances de l'amplificateur avant et après linéarisation nous avons considéré la diminution des émissions dans les canaux adjacents. Pour cela, nous avons quantifié l'amélioration obtenue au niveau des distorsions d'intermodulation. Nous avons également vérifié la conformité du signal à la sortie de l'amplificateur par

rapport au masque des émissions défini dans [3GPP 2003]. Les résultats obtenus sont résumés dans le tableau 4-2.

Puissance d'entrée moyenne	Conformité au masque des émissions		Réduction des émissions dans les canaux adjacents	
	Avant linéarisation	Après linéarisation	@2142.5MHz	@2144MHz
-9.79 dBm	Oui	Oui	8.4 dB	7.8 dB
-9.27 dBm	Oui	Oui	12.9 dB	9.8 dB
-8.74 dBm	Oui	Oui	10 dB	10.1 dB
-8.19 dBm	Non	Oui	16.8 dB	14.9 dB
-7.60 dBm	Non	Oui	16.1 dB	12.2 dB
-6.96 dBm	Non	Oui	17.7 dB	15.1 dB
-6.26 dBm	Non	Oui	16.2 dB	15.6 dB

Tableau 4-2 : Émissions dans les canaux adjacents avant et après linéarisation

Les figures 4-6 et 4-7 présentent les spectres mesurés à la sortie de l'amplificateur avant et après linéarisation pour une puissance d'entrée moyenne de -9.27dBm et -6.96dBm respectivement. A partir de ces figures, on observe que le spectre du signal après linéarisation de la figure 4-7 présente des distorsions résiduelles qui n'ont pas été éliminées. Ces distorsions sont beaucoup plus visibles que celle de la figure 4-6. Ceci peut être expliqué par l'écrêtage du signal au niveau du limiteur. Notons toutefois que ceci n'est pas un inconvénient du limiteur puisqu'en l'absence du limiteur l'écrêtage aurait été causé par la saturation de l'amplificateur.

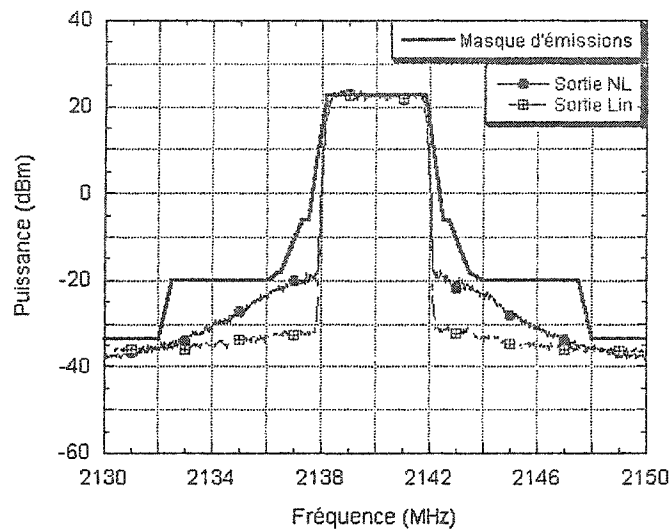


Figure 4-6 : Spectres mesurés à la sortie de l'amplificateur avant et après linéarisation
($P_{in} = -9.27 \text{ dBm}$)

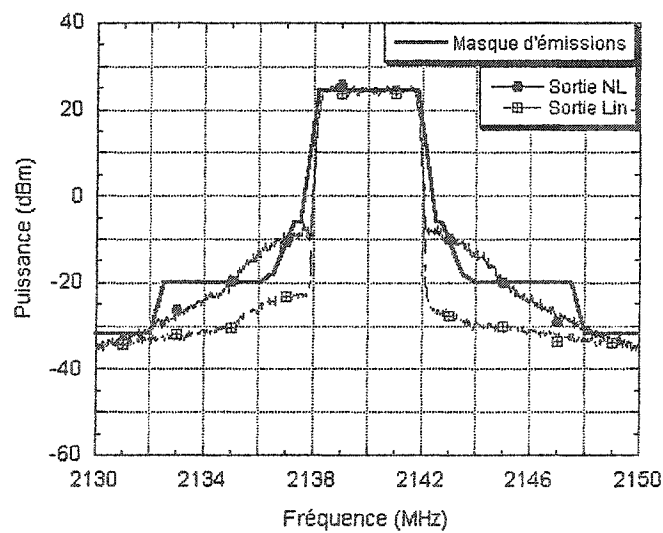


Figure 4-7 : Spectres mesurés à la sortie de l'amplificateur avant et après linéarisation
($P_{in} = -6.96 \text{ dBm}$)

Nous avons également synthétisé la fonction de prédistorsion du transmetteur et validé expérimentalement la linéarisation du transmetteur incluant les deux étages de transposition de fréquences. Nous rapportons, à la figure 4-8, uniquement les résultats obtenus pour un seul niveau de puissance moyenne à l'entrée du prédistordeur ($P_{in} = -5.5 \text{ dBm}$). Ceci correspond à un IBO de l'ordre de 7.5dB à l'entrée du prédistordeur. Les résultats obtenus sont comparables à ceux obtenus lors de la linéarisation de la chaîne d'amplification. On observe une réduction des émissions dans les canaux adjacents de 13.6dB à 2.5MHz de la fréquence centrale et 10.9dB à 4MHz. Ceci nous a permis de valider la linéarisation de tout le transmetteur. Cependant, étant donné que le test de tout le transmetteur requière un nombre important d'équipements, on se limitera dans le reste du travail à la validation du concept sur la chaîne d'amplification sachant qu'une généralisation, au cas de la linéarisation du transmetteur, des résultats obtenus est possible.

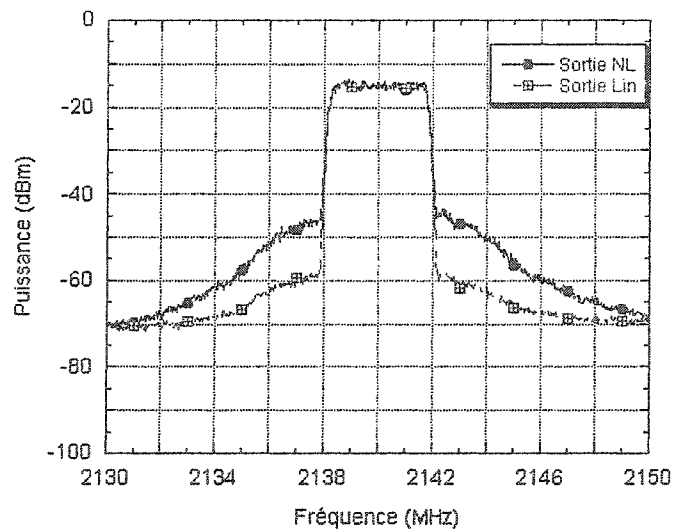


Figure 4-8 : Spectres mesurés à la sortie du transmetteur avant et après linéarisation

4.1.3. Dégradation de la qualité de la linéarisation avec la température

Pour simuler un changement dans les caractéristiques de l'amplificateur en vue d'introduire le module de traitement en sous bandes, nous avons mesuré les caractéristiques AM/AM et AM/PM de la chaîne d'amplification pour une température différente du boîtier de l'étage de puissance (70°C). Pour ce faire, nous avons utilisé une chambre de contrôle thermique tel que présenté sur la figure 4-9. Le reste du dispositif de caractérisation est le même que celui précédemment utilisé pour la caractérisation de la chaîne d'amplification à la température ambiante. Les figures 4-10 et 4-11 présentent les caractéristiques AM/AM et AM/PM mesurées pour les deux différentes températures du boîtier. D'après ces caractéristiques, la compression est plus prononcée et anticipée quand la température augmente. On observe également que la puissance de saturation à l'entrée diminue lorsque la température augmente.

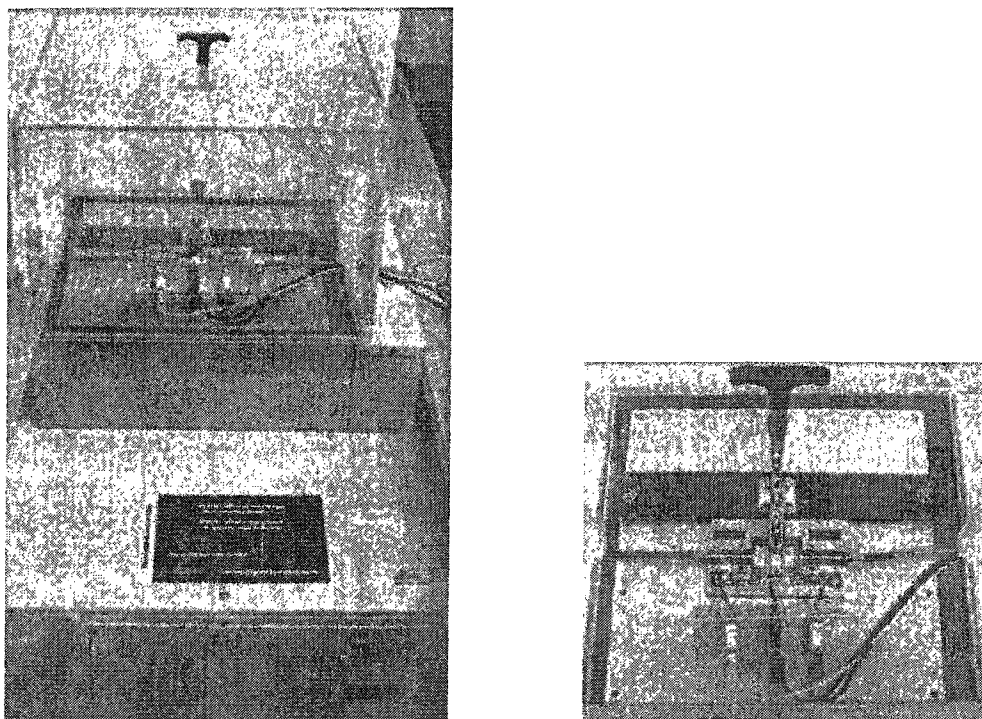


Figure 4-9 : Photographie de la chambre de contrôle thermique

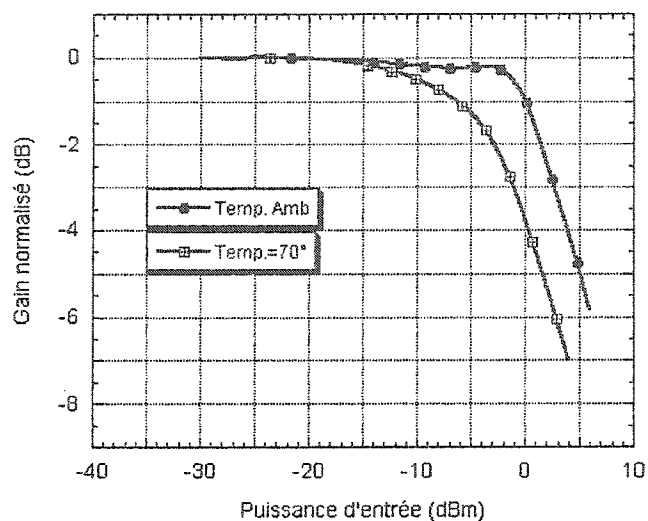


Figure 4-10 : Caractéristiques AM/AM mesurées en fonction de la température

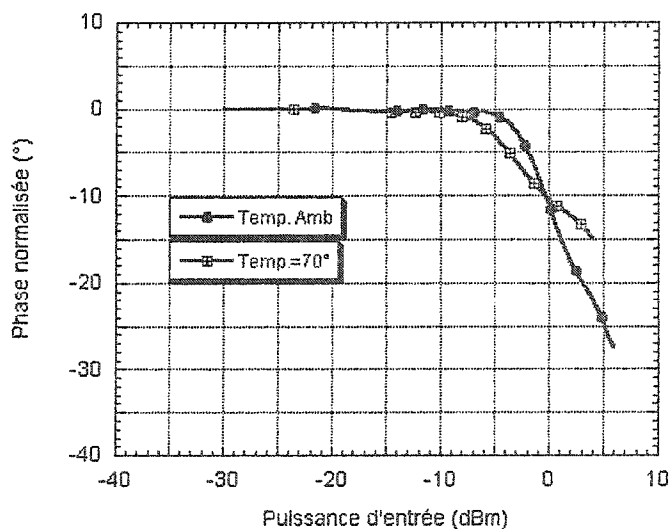


Figure 4-11 : Caractéristiques AM/PM mesurées en fonction de la température

Dans la suite de ce travail, on considérera d'une part que le prédistordeur a été synthétisé à partir des caractéristiques de l'amplificateur mesurées à une température du boîtier de l'étage de puissance de 70°C. D'autre part, l'amplificateur restera inchangé c'est à dire

que la température de l'étage de puissance est maintenue à la température ambiante. Il est certes plus naturel de considérer le cas inverse dans lequel les caractéristiques du prédistordeur ont été dérivées de celles de l'amplificateur mesurées à la température ambiante et que la température de l'amplificateur a augmenté à 70°C. Cependant, cette configuration nécessiterait un contrôle précis de la température pour le reste de la partie expérimentale ce qui alourdirait considérablement la procédure de validation expérimentale. Par ailleurs, ceci rend plus difficile la reproductibilité des mesures. Nous avons donc opté pour la première configuration qui permet de garder l'amplificateur à la température ambiante.

Le mésappariement entre le prédistordeur et l'amplificateur cause une dégradation importante de la linéarité comme l'illustre la figure 4-12. Afin de remédier à cette détérioration des performances du prédistordeur, nous allons introduire le module de traitement en sous bandes pour adapter la fonction de prédistorsion au nouvel état de l'amplificateur.

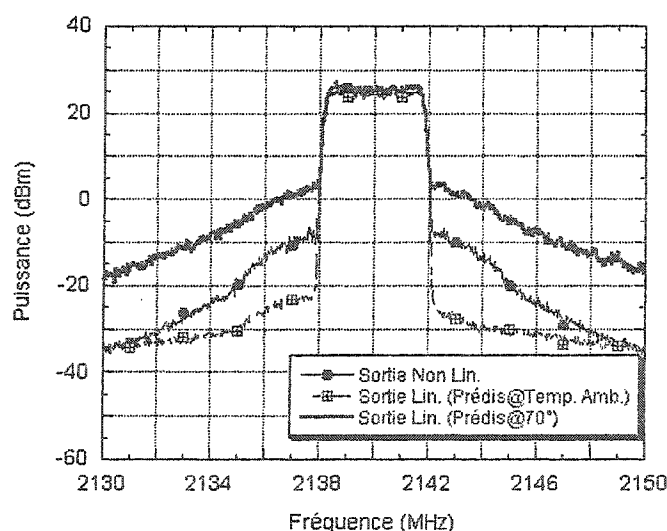


Figure 4-12 : Spectres mesurés à la sortie de l'amplificateur linéarisé avec un prédistordeur mésapparié

4.2. Prédistorsion par filtrage en sous bandes

4.2.1. Choix du banc de filtres

Nous avons présenté, dans le chapitre 2, les différents critères de choix qualitatifs des filtres d'analyse et de synthèse et de la configuration du module de traitement en sous bandes. Nous y avons conclu que les bancs de filtres à utiliser dans ce module seront à base de filtres miroirs en quadrature à reconstruction parfaite. On étudiera dans cette section, le choix de l'ordre de ces filtres en fonction du nombre de sous bandes. Nous considérerons les cas d'une décomposition en 4 et 8 sous bandes.

Dans [Crochiere et Rabiner 1983], les auteurs proposent des bancs de filtres miroirs en quadrature à reconstruction parfaite dont les ordres varient entre 8 et 64. Pour chaque ordre, plusieurs optimisations ont été effectuées selon des critères différents. Puisque l'aspect de reconstruction parfaite est d'une importance capitale dans notre application, nous avons choisi, les filtres d'ordre 16, 24, 32, 48 et 64 pour lesquels l'erreur de reconstruction est la plus faible. Cette erreur de reconstruction a été calculée pour une décomposition en deux sous bandes.

Pour chacun des cinq filtres choisis, nous avons synthétisé les chaînes d'analyse et de synthèse en 4 et 8 sous bandes. Ces chaînes ont été utilisées pour simuler le module de traitement en sous bandes constitué jusque là de la cascade de la chaîne d'analyse et de synthèse dans le but d'estimer la qualité de la reconstruction du signal. La figure 4-13 présente le schéma de principe des simulations effectuées. Nous avons ensuite calculé l'erreur quadratique moyenne entre le signal original à l'entrée de la chaîne d'analyse et le signal reconstruit à la sortie de la chaîne de synthèse dans les dix cas envisagés. Cette erreur est définie par l'équation 4-1 :

$$EQM = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N |x_d(n) - y(n)|^2 \quad \text{Eq. 4-1}$$

Où :

N est le nombre d'échantillons,

$x_d(n)$ et $y(n)$ représentent respectivement le signal désiré et le signal obtenu à la sortie de la chaîne de synthèse.

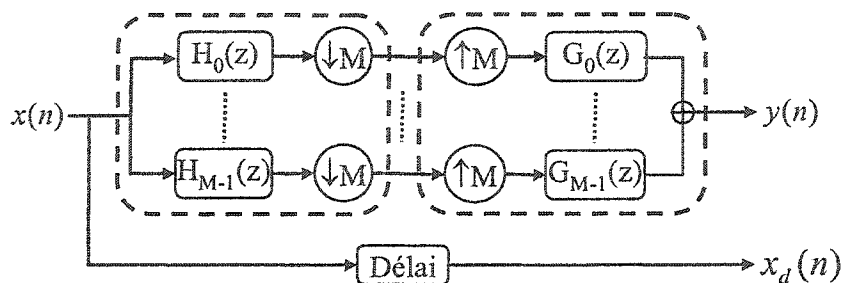


Figure 4-13 : Schéma de principe pour le calcul de l'erreur de reconstruction

La figure 4-14 présente les erreurs quadratiques moyennes de reconstruction en fonction de l'ordre du filtre pour une décomposition en 4 sous bandes et une décomposition en 8 sous bandes. D'après cette figure, on constate que dans le cas d'une décomposition en 4 sous bandes, l'erreur quadratique moyenne diminue considérablement à mesure que l'ordre du filtre augmente jusqu'à atteindre 32. Au delà de cette valeur, l'augmentation de l'ordre du filtre améliore peu la qualité de la reconstruction. Dans ces conditions, l'augmentation de la complexité de calcul ne se justifie pas et un filtre d'ordre 32 réalise un compromis entre la complexité du calcul et la qualité de la reconstruction. Cependant, dans le cas d'une décomposition en 8 sous bandes, l'utilisation d'un filtre d'ordre 48 est préférable. En effet, l'erreur quadratique moyenne minimale est obtenue pour un filtre d'ordre 48. Le fait que l'erreur de reconstruction pour un filtre d'ordre 64 soit supérieure à celle obtenue pour un filtre d'ordre 48 peut être expliqué par le critère de minimisation

utilisé pour la conception de chacun de ces deux filtres et plus particulièrement le facteur de pondération α de l'équation 2-29. En effet, $\alpha_{48} = 2$ alors que $\alpha_{64} = 5$.

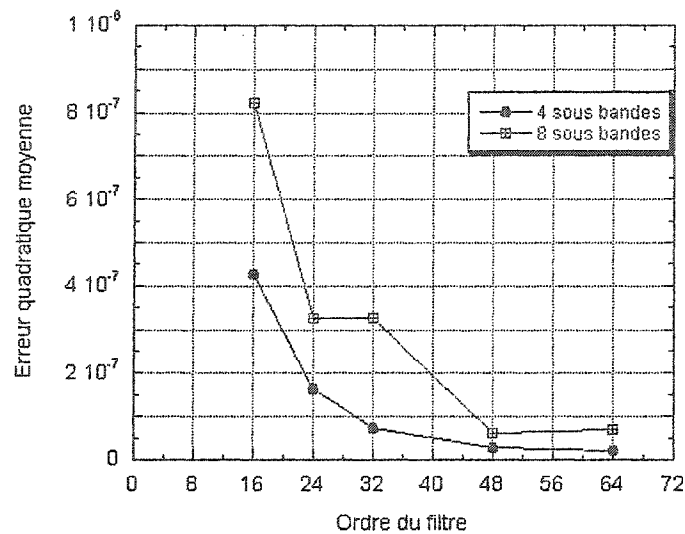


Figure 4-14 : Évolution de l'erreur quadratique moyenne en fonction de l'ordre du filtre

4.2.2. Identification des filtres de traitement

Les différents paramètres des étages d'analyse et de synthèse étant fixés, nous allons à présent identifier les coefficients des filtres de traitement situés entre l'étage d'analyse et l'étage de synthèse. Puisque nous considérons dans cette première tentative un schéma en boucle ouverte, on supposera que le signal désiré à la sortie de chaque filtre est connu. Ce signal est celui obtenu dans la sous bande correspondante lorsque le prédistordeur statique est celui correspondant à l'état courant de l'amplificateur. La procédure d'identification est celle présentée dans la figure 4-15. On y distingue deux branches : dans la première, celle du dessus, le prédistordeur statique utilisé est celui mésapparié avec l'amplificateur alors que le prédistordeur de la seconde branche correspond à l'état courant de l'amplificateur. Les signaux obtenus à la sortie de chacun de ces prédistordeurs sont ensuite décomposés par deux chaînes d'analyse identiques

dans chaque branche. Dans la première branche, le signal à la sortie de chaque sous bande correspond à l'entrée du filtre linéaire dans la sous bande considérée. Dans la seconde branche, le signal obtenu dans chaque sous bande représente le signal désiré à la sortie du filtre linéaire correspondant.

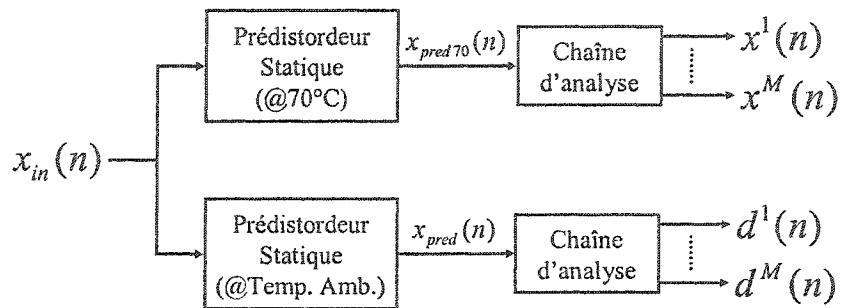


Figure 4-15 : Schéma synoptique de la procédure d'identification

En disposant des signaux à l'entrée et à la sortie de chacun des filtres, il est possible d'identifier leurs coefficients. Pour cela nous considérons des filtres linéaires transverses. La procédure pour l'identification de tous les filtres étant la même, on omettra dans la suite de cette section l'indice se rapportant à la sous bande pour les différentes variables considérées dans l'unique but d'alléger les notations. Ainsi, le signal complexe $y(n)$ à la sortie du filtre de traitement est donné par :

$$y(n) = \sum_{i=1}^N a_i^* \cdot x(n-i) \quad \text{Eq. 4-2}$$

où :

N est l'ordre du filtre linéaire,

a_i , $i = 1 \dots N$ sont les coefficients complexes du filtre,

$x(n)$ représente le signal complexe à l'entrée du filtre.

La procédure d'identification consiste à optimiser les coefficients a_i de chaque filtre de façon à minimiser la valeur quadratique moyenne de l'erreur d'estimation $e(n)$. Cette erreur d'estimation est définie par :

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad \text{Eq. 4-3}$$

Dans ce cas, les coefficients optimaux de chaque filtre sont donnés par les équations de Wiener-Hopf présentés dans [Haykin1991]. La formulation matricielle de ces équations est donnée par :

$$A_{opt} = R^{-1} \cdot P \quad \text{Eq. 4-4}$$

où :

A_{opt} est le vecteur ($N \times 1$) des coefficients optimaux,

R est la matrice ($N \times N$) d'autocorrélation de signal d'entrée,

P est le vecteur ($N \times 1$) d'intercorrélacion entre le signal d'entrée du filtre et le signal désiré.

Ces différents paramètres sont définis par :

$$\begin{cases} A_{opt} = [a_0, a_1, \dots, a_{N-1}]^T \\ R = E[X(n) \cdot X^H(n)] \\ P = E[X(n) \cdot d^*(n)] \\ X(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1)]^T \end{cases} \quad \text{Eq. 4-5}$$

Les opérateurs E , \cdot^T , \cdot^H et \cdot^* désignent respectivement l'espérance mathématique, le transposé, le transposé conjugué et le conjugué des matrices/vecteurs considérés.

L'équation 4-4 a été programmée sur le logiciel MATLAB pour calculer les coefficients optimaux des filtres en fonction de leurs ordres. Nous avons ainsi déterminé les

coefficients optimaux et les ordres nécessaires des filtres dans le cas d'une décomposition en 4 sous bandes et 8 sous bandes. Cette équation a également été résolue dans le cas d'une architecture de Hammerstein conventionnelle c'est à dire la cascade du prédistordeur statique avec un filtre linéaire sans avoir recours à un système d'analyse et de synthèse en sous bandes. Ceci permettra de mettre en évidence l'apport de l'architecture proposée quant à la réduction de la complexité comme on le démontrera ultérieurement dans ce chapitre.

Nous avons commencé par investiguer la validation du concept en présence d'un signal de type CDMA. Les essais n'ont pas été concluants dans la mesure où les filtres identifiés n'ont pas permis de remédier convenablement au mésappariement entre les caractéristiques du prédistordeur statique et celles de l'amplificateur. Pour mieux cerner ce problème, nous avons considéré le cas d'un signal à deux porteuses (« Two Tones »). Les résultats obtenus, présentés dans [Hammi, Boumaiza, Jaidane et Ghannouchi 2003], ont permis de valider le concept proposé. Nous exposons, dans le présent rapport, les résultats de la validation du concept avec un signal à 8 porteuses, espacées de 500kHz, centré autour de 2140MHz. La figure 4-16 présente la valeur quadratique moyenne de l'erreur d'estimation en fonction de l'ordre du filtre dans le cas d'une décomposition en 4 sous bandes. Il en apparaît que, pour chaque sous bande, un filtre d'ordre 16 est nécessaire pour remédier au mésappariement entre le prédistordeur et l'amplificateur. La figure 4-17 montre des résultats semblables pour une décomposition en 8 sous bandes pour laquelle l'ordre de chaque filtre est réduit à 8. L'évolution de l'erreur quadratique moyenne (EQM) d'estimation en fonction de l'ordre du filtre dans le cas où aucune décomposition en sous bandes n'est effectuée est présentée à la figure 4-18. Selon cette figure, cette configuration nécessite un filtre d'ordre 64. D'après ces trois dernières figures, on observe que le traitement en sous bandes permet de remplacer le filtre linéaire d'ordre 64 initialement requis par des filtres d'ordres réduits. Toutefois, le nombre total de coefficients utilisés reste à priori quasiment inchangé. Par ailleurs, l'allure des courbes présentées montre que dans certaines sous bandes, l'ordre du filtre

utilisé peut être inférieur à l'ordre optimal requis sans pour autant augmenter considérablement l'erreur d'estimation. Ceci met en évidence la sensibilité relative de certaines sous bandes par rapport à d'autres. Cet aspect sera exploité ultérieurement pour examiner l'éventualité d'un traitement indépendant des sous bandes en vue de la réduction de l'ordre total des filtres utilisés.

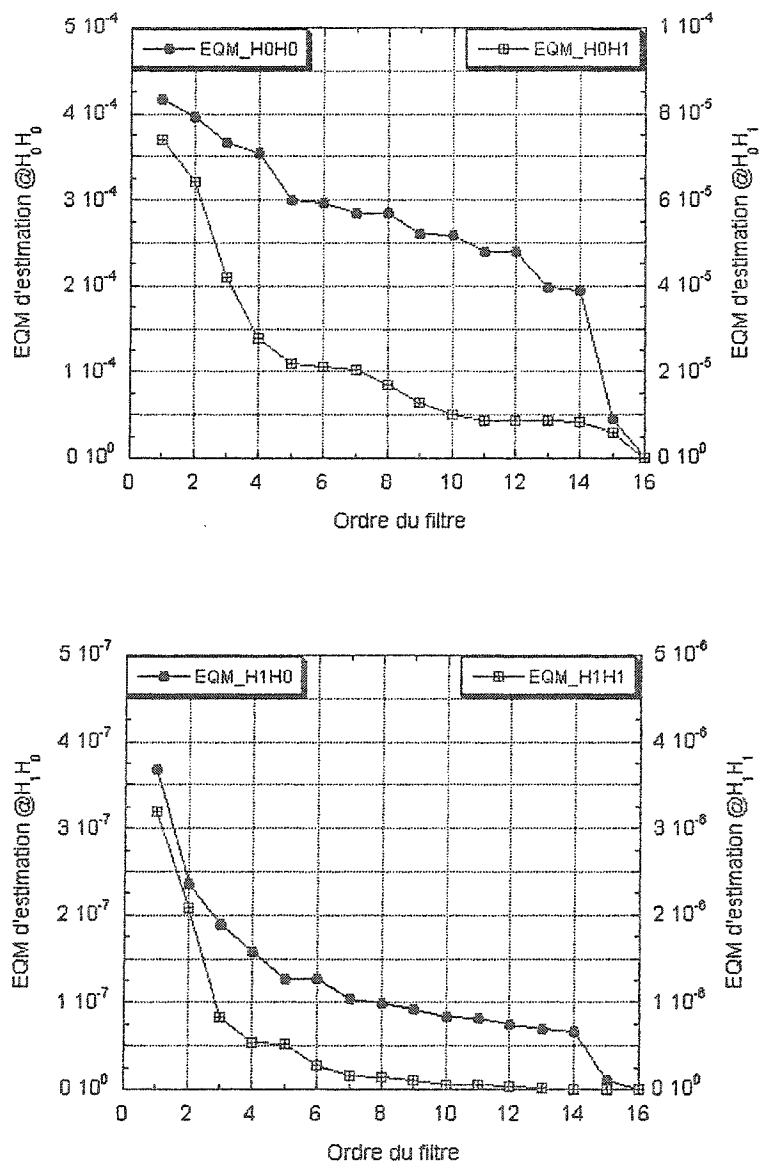


Figure 4-16 : Erreurs d'estimation vs. ordres des filtres (cas de 4 sous bandes)

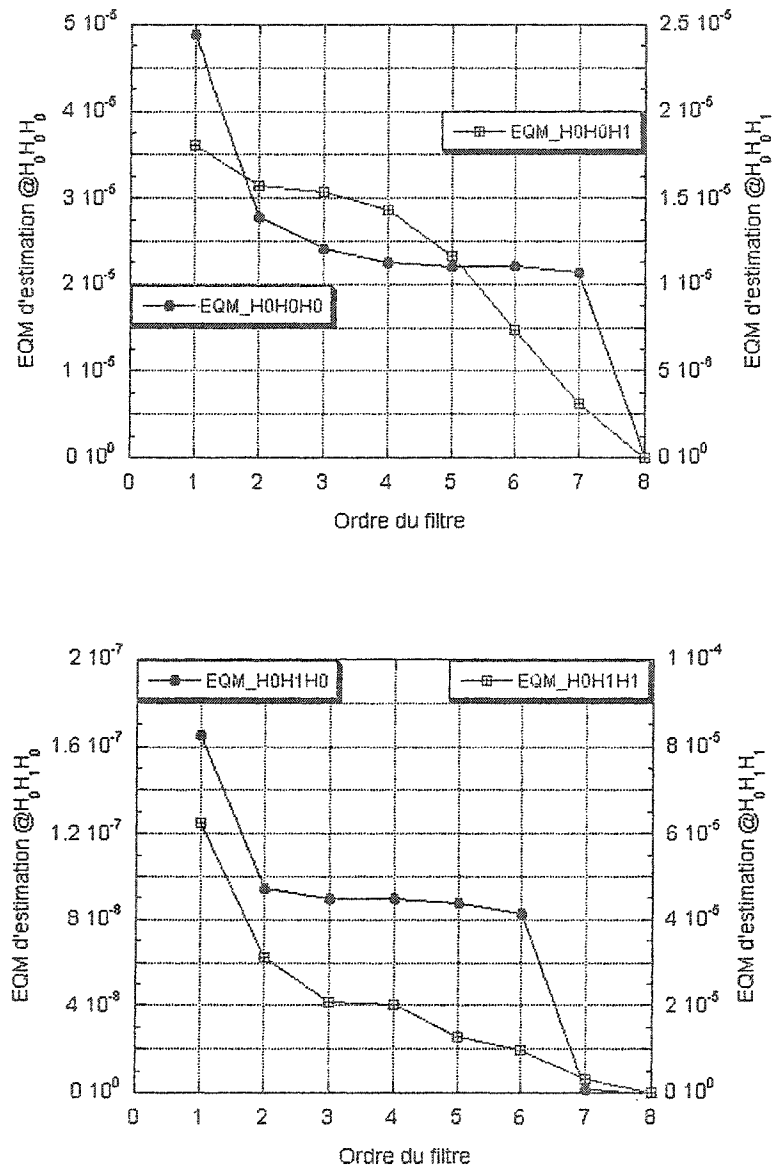


Figure 4-17 : Erreurs d'estimation vs. ordres des filtres (cas de 8 sous bandes)

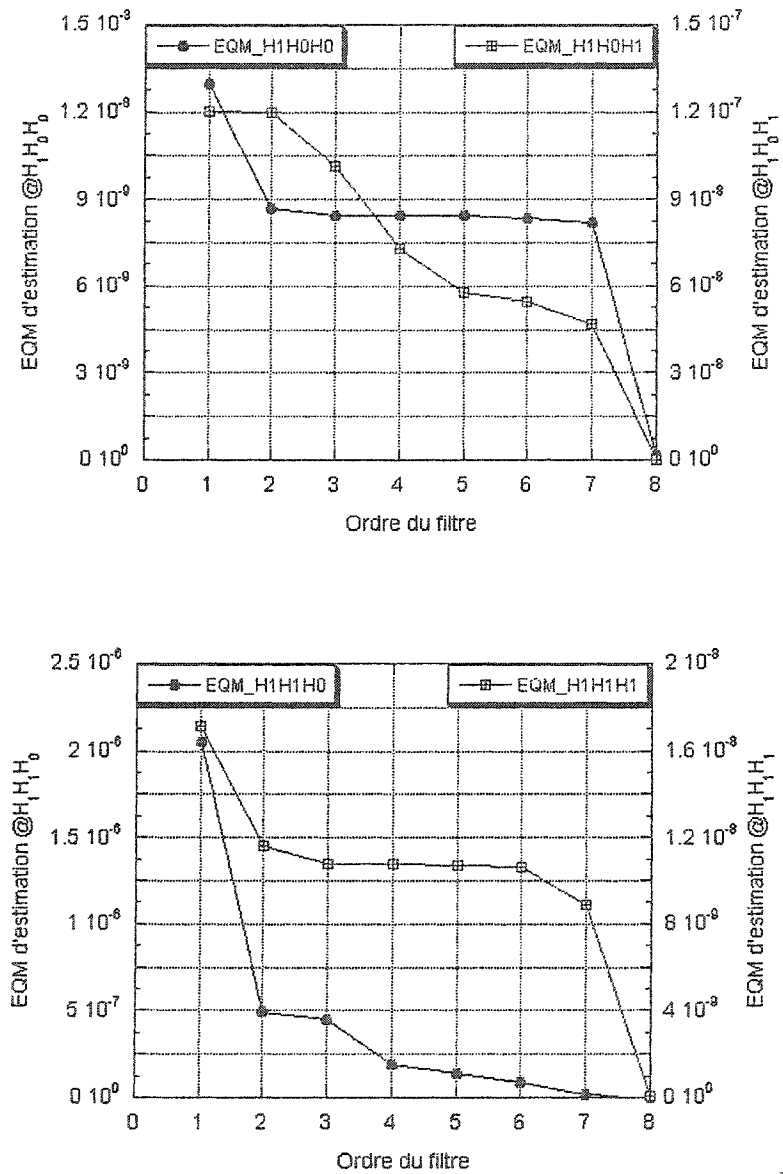


Figure 4-17 (suite) : Erreurs d'estimation vs. ordres des filtres (cas de 8 sous bandes)

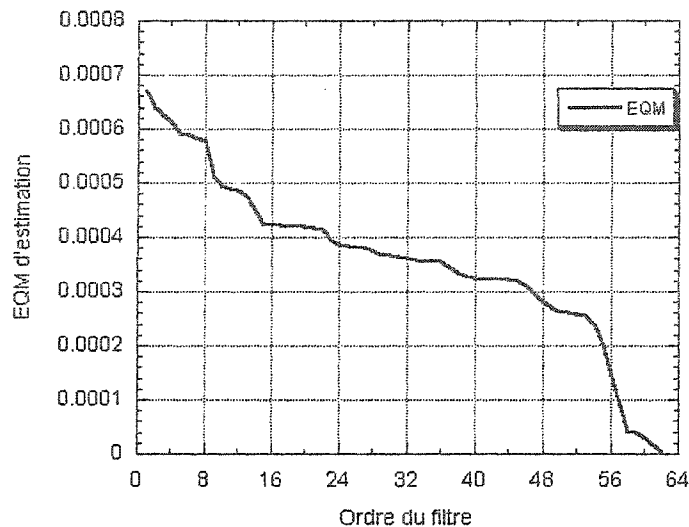


Figure 4-18 : Erreur d'estimation vs. ordre du filtre (cas d'une sous bande)

4.2.3. Validation expérimentale du module de filtrage en sous bandes

Nous présentons dans cette section les résultats des mesures effectuées pour la linéarisation de l'amplificateur par le traitement en sous bandes lorsqu'il y a mésappariement avec le prédistordeur statique. Le banc de mesures utilisé est le même que dans pour la validation du prédistordeur statique. Le principe étant toujours le même : le traitement numérique du signal est effectué de façon logicielle et le signal prédistordeur résultant est utilisé pour émuler l'amplificateur. Les performances sont évaluées en termes de réduction des distorsions d'intermodulation. Le signal utilisé est un signal à 8 porteuses espacées de 500kHz et centrées autour de 2140MHz. Les phases sont alignées ce qui résulte en un rapport entre la valeur maximale et la valeur moyenne de 9dB. Toutes les mesures reportées dans la suite de cette section ont été effectuée avec une puissance moyenne à l'entrée de l'amplificateur de -8.6dBm.

Dans une section précédente, nous avons simulé des chaînes d'analyse et de synthèse à base de différents bancs de filtres pour le cas d'une décomposition en 4 sous bandes et le

cas d'une décomposition en 8 sous bandes. Ceci nous a permis de choisir l'ordre adéquat des filtres d'analyse et de synthèse en fonction du nombre de sous bandes de façon à minimiser la valeur quadratique moyenne de l'erreur de reconstruction ainsi que la complexité de calcul. Dans la première étape de validation expérimentale du module de traitement en sous bandes nous allons vérifier les incidences de l'erreur de reconstruction au niveau spectral. Le diagramme bloc de ce test est celui présenté à la figure 4-19. Tout d'abord, le signal à la sortie du module de prédistorsion statique est envoyé à l'amplificateur et le spectre du signal de sortie est recueilli par l'analyseur de spectre. Ensuite, les chaînes d'analyse et de synthèse sont ajoutées à la sortie du prédistordeur statique et le signal prédistordeur est alors décomposé en sous bandes et ensuite reconstruit avant d'être transmis à l'amplificateur. Les spectres mesurés dans ces conditions sont présentés à la figure 4-20 dans le cas de 4 sous bandes et à la figure 4-21 dans le cas de 8 sous bandes. D'après ces mesures, il apparaît que les chaînes d'analyse et de synthèse ne dégradent pas la qualité de la linéarisation et que la reconstruction peut être considérée comme parfaite.

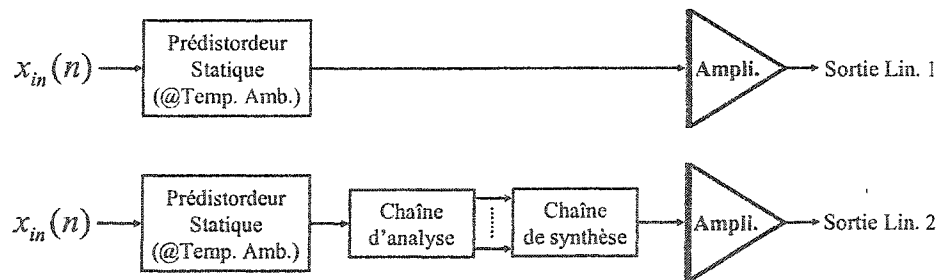


Figure 4-19 : Diagramme bloc du test de la qualité de la reconstruction

A présent nous allons considérer le cas où il y a mésappariement entre le prédistordeur statique et l'amplificateur. La figure 4-22 présente le spectre du signal d'entrée, celui du signal de sortie sans linéarisation et le spectre obtenu à la sortie de l'amplificateur lorsqu'il y a mésappariement entre le prédistordeur et l'amplificateur.

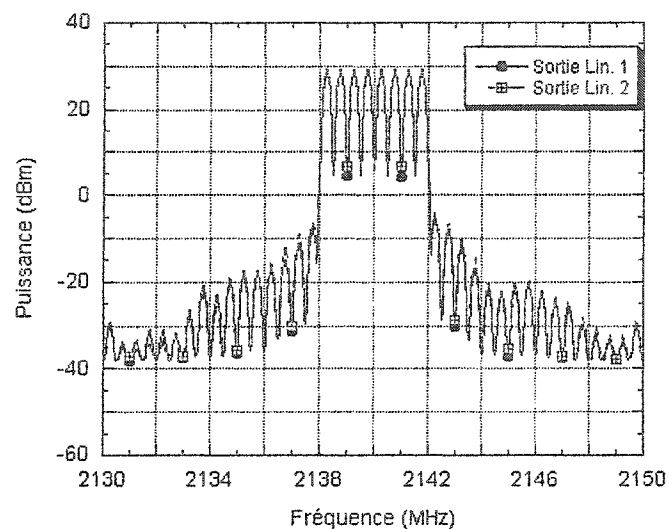


Figure 4-20 : Spectres mesurés sans et avec décomposition en 4 sous bandes

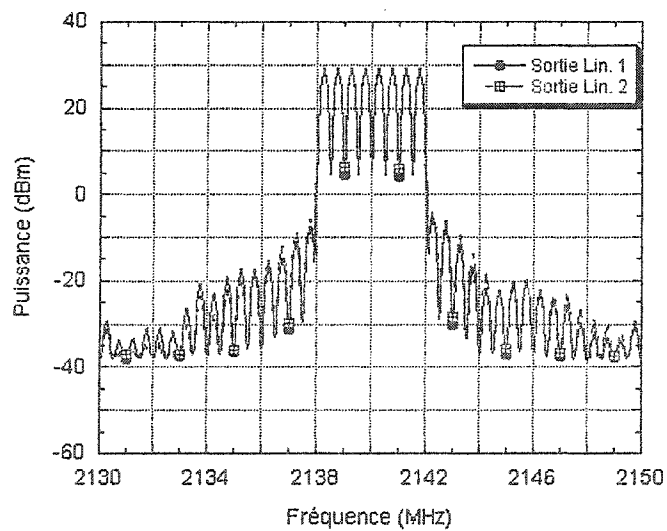


Figure 4-21 : Spectres mesurés sans et avec décomposition en 8 sous bandes

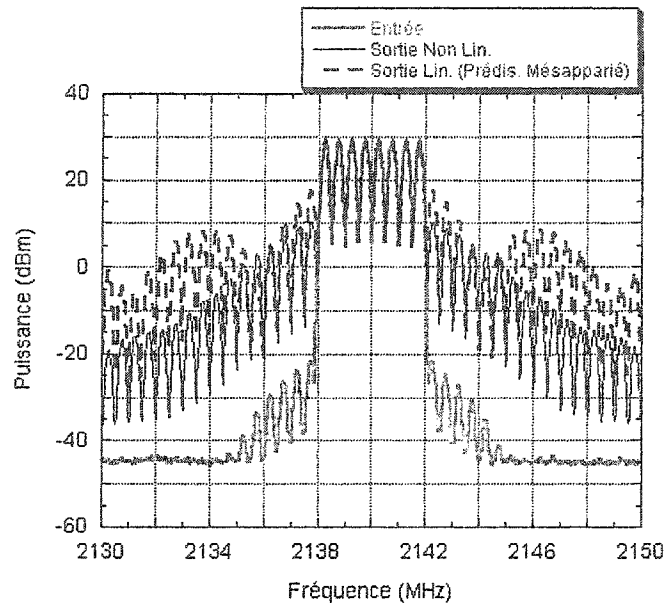


Figure 4-22 : Spectres mesurés à la sortie de l'amplificateur

En faisant intervenir le module de traitement en sous bandes, les distorsions d'intermodulations mesurées sont réduites d'environ 20dB pour le troisième ordre et de 15dB pour le cinquième ordre. Les figures 4-23, respectivement 4-24, présentent les spectres mesurés avant et après linéarisation dans le cas d'une décomposition en 4 sous bandes, respectivement 8 sous bandes. La figure 4-25 montre les mêmes spectres mesurés lorsque le filtre d'ajustement linéaire est appliqué au signal sans qu'il y ait décomposition en sous bandes. Les résultats ainsi obtenus permettent de valider le concept de la linéarisation par prédistorsion numérique utilisant la technique de filtrage en sous bandes. Notons que les distorsions résiduelles peuvent être expliquées par l'écrêtage du signal, les erreurs de reconstruction mais également par les non linéarités générées par la source. Ces non linéarités sont visibles au niveau du signal d'entrée présenté à la figure 4-22.

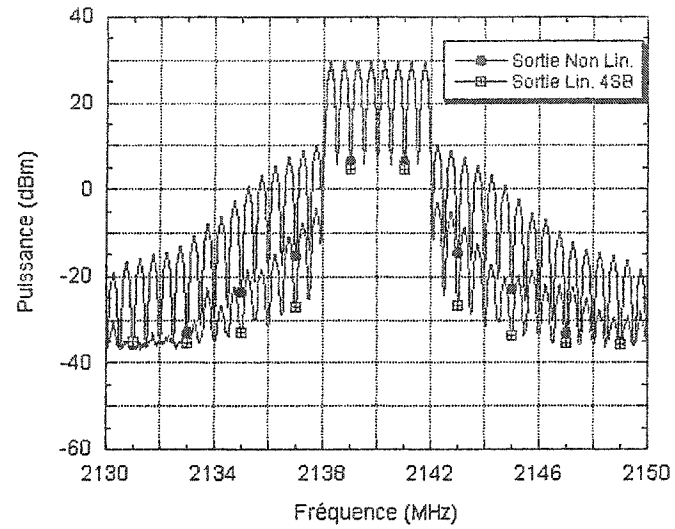


Figure 4-23 : Spectres non linéaire et linéarisé par traitement en 4 sous bandes

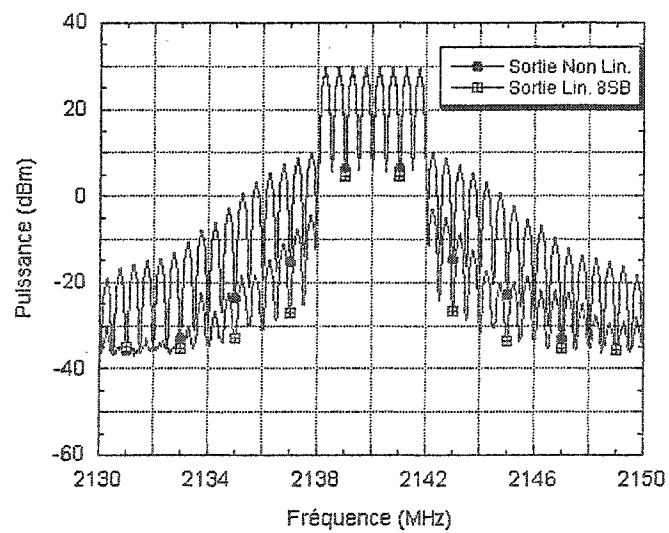


Figure 4-24 : Spectres non linéaire et linéarisé par traitement en 8 sous bandes

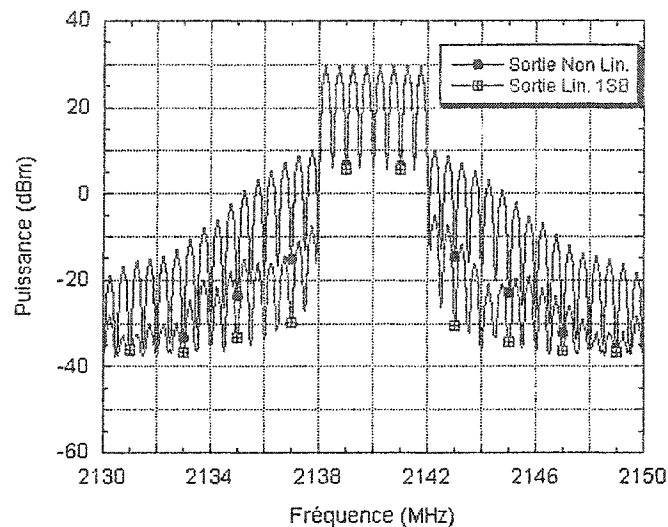


Figure 4-25 : Spectres non linéaire et linéarisé par traitement en 1 bande

4.2.4. Atouts de la technique proposée

4.2.4.1. Amélioration de la sensibilité du prédistordeur

La décomposition du signal prédistordeur en plusieurs sous bandes permet d'améliorer la sensibilité du prédistordeur. En effet, le signal prédistordeur peut être considéré comme la combinaison d'un signal dans la bande d'intérêt et de distorsions générées volontairement en vue d'annuler les distorsions qui seront causées par l'amplificateur. De par la nature même des compressions observées au niveau des amplificateurs de puissance, le terme correspondant aux distorsions est relativement très faible par rapport à celui du signal utile. Par ailleurs, puisque la variation des caractéristiques de l'amplificateur affecte essentiellement le terme relatif aux distorsions, la procédure d'adaptation du prédistordeur consistera à détecter et suivre une variation très faible par rapport au niveau du signal. Cependant, la décomposition du signal en plusieurs sous bandes permet, en séparant le signal utile des distorsions, de mieux suivre les variations des caractéristiques de l'amplificateur.

L'étude des fonctions d'autocorrélation permet de mesurer la similitude des signaux. Ainsi, en comparant les fonctions d'autocorrélation des signaux à la sortie des deux prédistordeurs correspondant à deux températures du boîtier de l'amplificateur différentes, on observe que la différence entre ces deux signaux est d'autant plus discernable que le nombre de sous bandes augmente. A partir de ces mêmes fonctions, on observe que l'ampleur du changement n'est pas la même dans toutes les sous bandes. Les fonctions d'autocorrélation des signaux à la sortie de chaque prédistordeur en l'absence de décomposition en sous bandes sont présentées à la figure 4-26. Les figures 4-27 et 4-28 présentent les fonctions d'autocorrélation des signaux à la sortie de chacun des deux prédistordeurs dans chaque sous bande pour le cas d'une décomposition en 4 sous bandes respectivement 8 sous bandes.

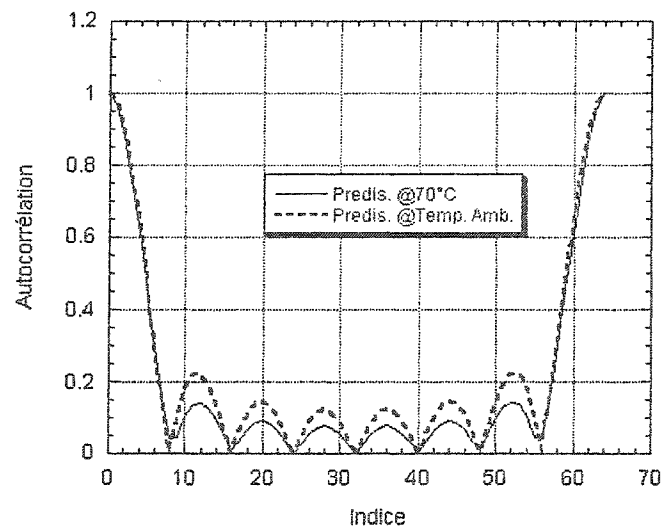


Figure 4-26 : Fonctions d'autocorrélation des signaux prédistordeurs (cas d'une bande)

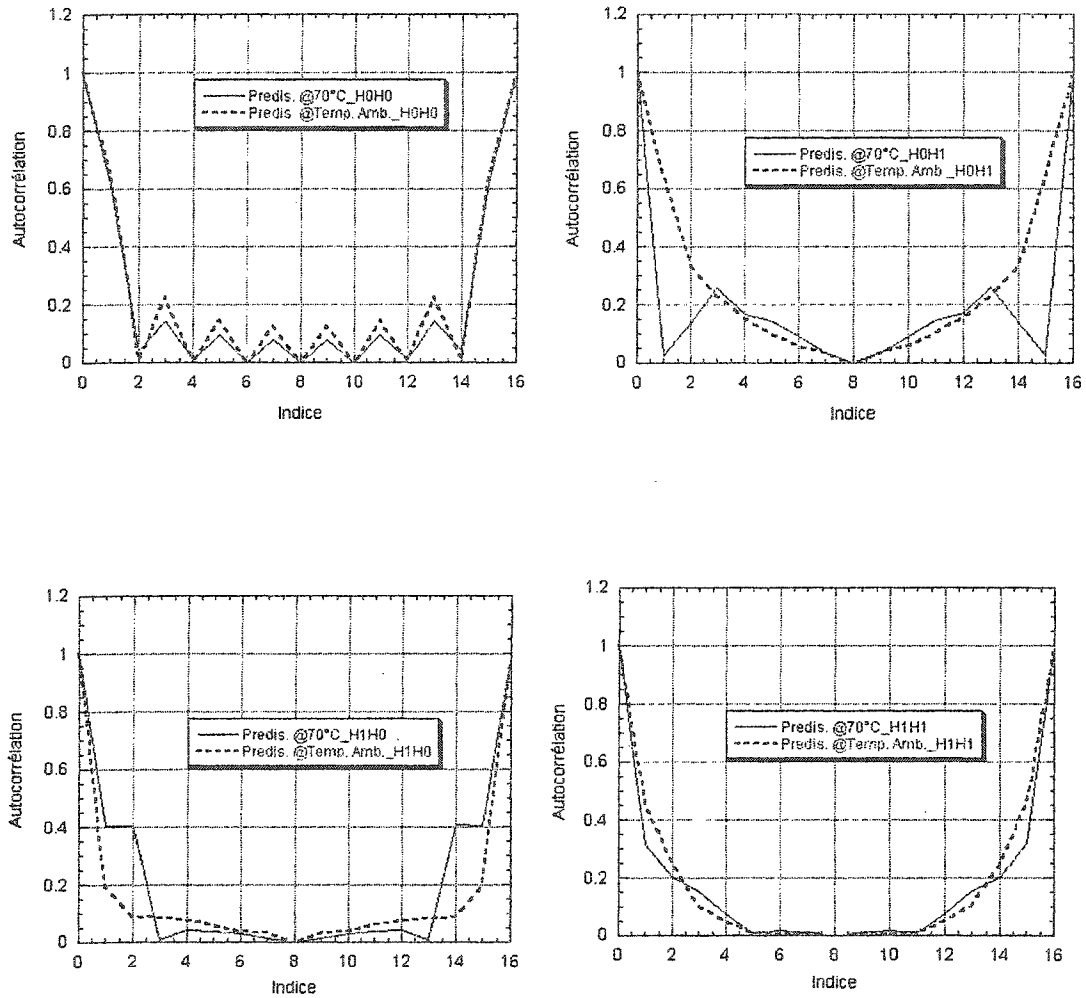


Figure 4-27 : Fonctions d'autocorrélation des signaux prédistorés
(cas de 4 sous bandes)

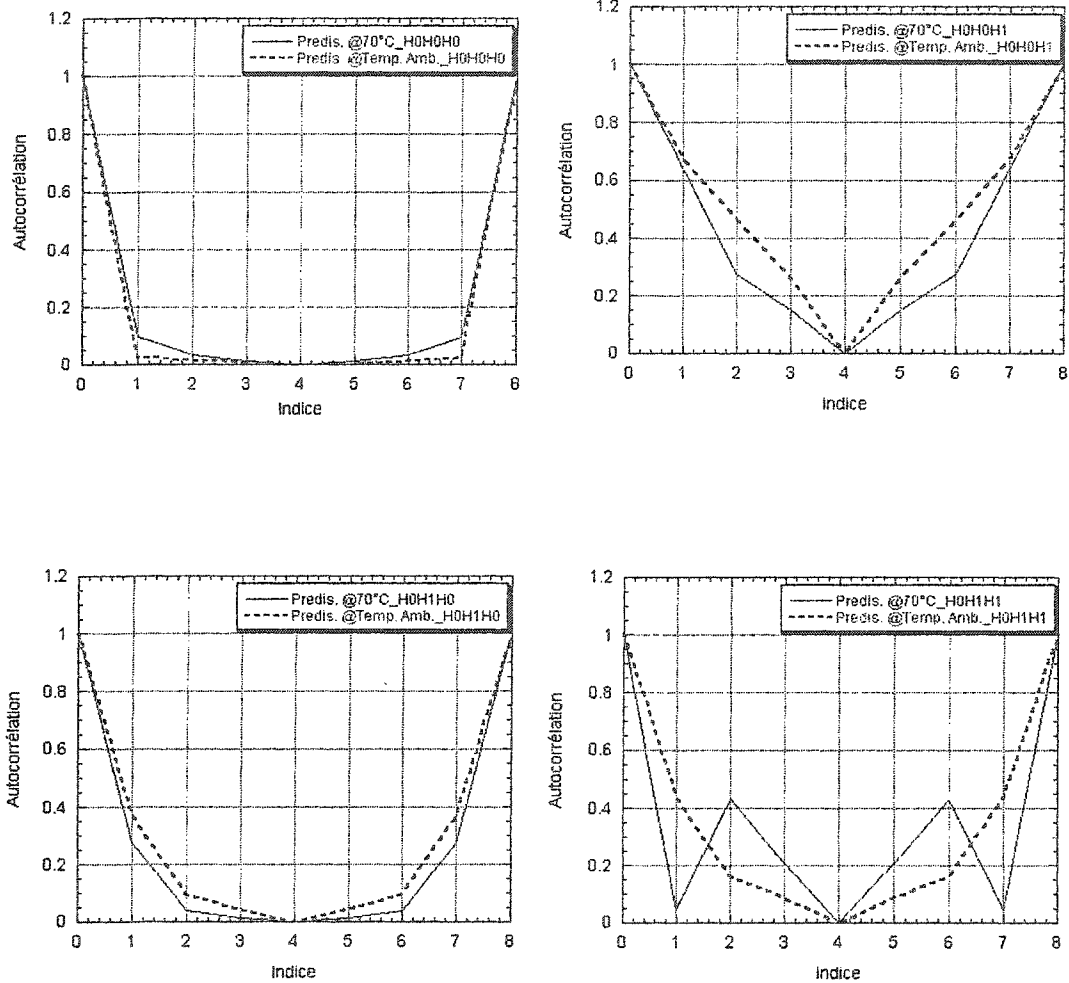


Figure 4-28 : Fonctions d'autocorrélation des signaux prédistorés
(cas de 8 sous bandes)

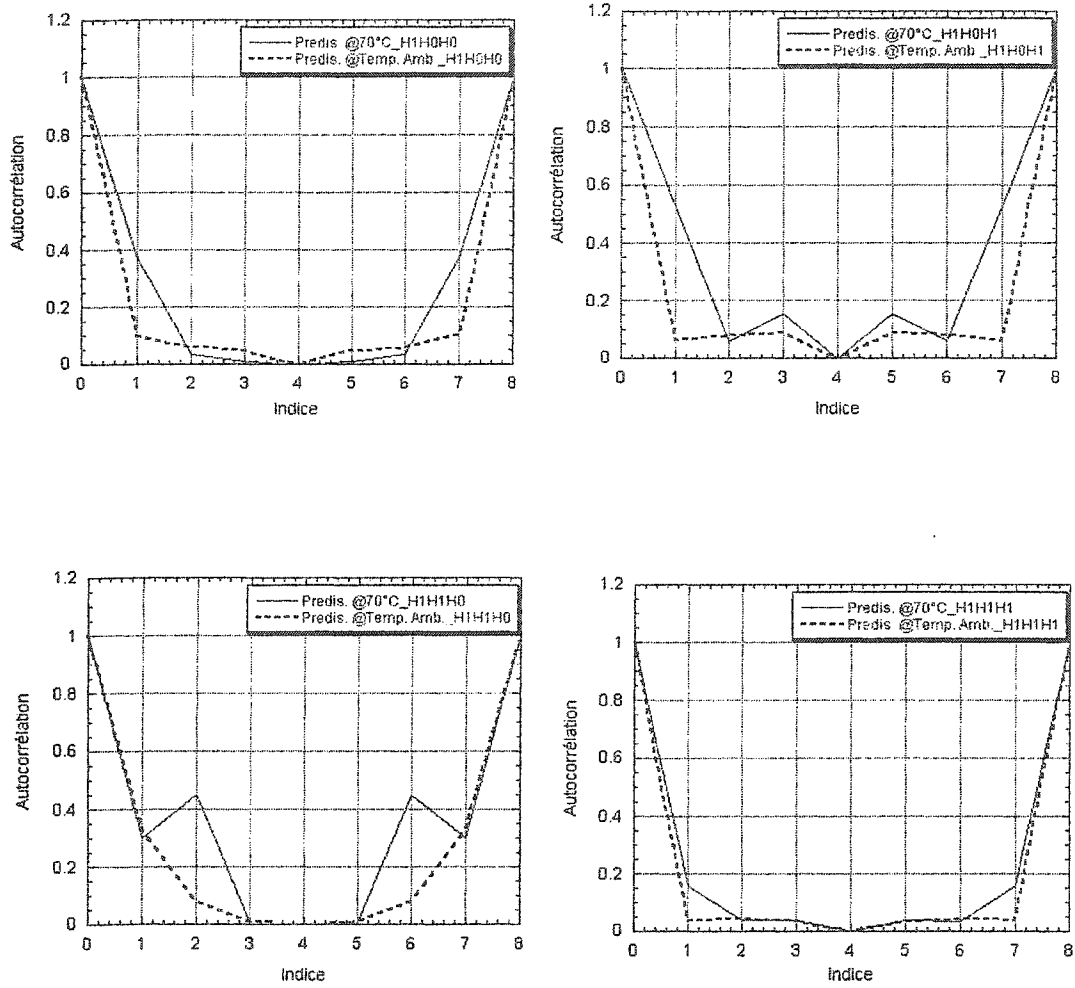


Figure 4-28 (suite) : Fonctions d'autocorrélation des signaux prédistorés
(cas de 8 sous bandes)

4.2.4.2. Traitement indépendant des sous bandes

Pour mettre en évidence la capacité de traitement indépendant des sous bandes dans l'architecture proposée, nous avons minimisé le nombre total de coefficients au niveau des filtres linéaires de traitement dans le module de filtrage en sous bandes de façon à satisfaire à une contrainte sur le niveau des distorsions d'intermodulations. Cette contrainte a consisté à maintenir une différence de 40dB entre le signal utile et les distorsions.

Nous avons considéré successivement le cas où aucune décomposition n'est effectuée, le cas d'une décomposition en 4 sous bandes et le cas d'une décomposition en 8 sous bandes. Initialement, tel que rapporté dans la section 4.2.2, le nombre total de coefficients nécessaires pour annuler l'erreur d'identification des filtres était le même pour les trois cas considérés (64 coefficients). Ce nombre peut être réduit à 63 coefficients dans le premier cas, 38 coefficients pour le deuxième cas et 33 coefficients pour le troisième cas. Cette réduction est principalement faite au niveau des dernières sous bandes. En effet, dans le cas d'une décomposition en 4 sous bandes, le nombre de coefficients par sous bande est 16-16-0-6 pour les sous bandes H_0H_0 - H_0H_1 - H_1H_0 - H_1H_1 respectivement. Dans le cas d'une décomposition en 8 sous bandes, la répartition des coefficients par sous bande est 8-8-7-8-0-0-2-0 pour les sous bandes $H_0H_0H_0$ - $H_0H_0H_1$ - $H_0H_1H_0$ - $H_0H_1H_1$ - $H_1H_0H_0$ - $H_1H_0H_1$ - $H_1H_1H_0$ - $H_1H_1H_1$ respectivement.

4.2.4.3. Avantages dans le cas d'un système adaptatif

Dans cette section, nous allons présenter une étude sommaire des principaux avantages que présente le schéma de prédistorsion en sous bandes dans le cas d'une boucle adaptative. En effet, cette technique permet de remplacer un filtre linéaire d'ordre N par M filtres d'ordres N/M qui seront adaptés en parallèle. Cette réduction de l'ordre des

filtres réduit la complexité de calcul au niveau des algorithmes adaptatifs. Pour des algorithmes de la famille des moindres carrés moyens (LMS) dont le nombre d'opérations à effectuer par itération est proportionnel à l'ordre du filtre, la réduction de la complexité est proportionnelle au nombre de sous bandes. Pour des algorithmes de la famille des moindres carrés récursifs (RLS), la réduction de la complexité est proportionnelle au carré du nombre de sous bandes puisque le nombre d'opérations à effectuer par itération est proportionnel au carré du nombre de coefficients du filtre à adapter.

Par ailleurs, la décomposition en sous bandes du signal à la sortie du prédistordeur statique permet de séparer dans le domaine fréquentiel les différentes composantes de ce signal. Ceci résulte en plusieurs signaux en sous bandes dont la dynamique du spectre a été considérablement réduite. Ainsi, puisque le temps de convergence, qui est généralement proportionnelle au rapport entre les valeurs maximale et minimale, sera réduit. Afin de quantifier l'amélioration de la vitesse de convergence de l'algorithme d'adaptation en fonction du nombre de sous bandes, nous allons considérer le cas d'un algorithme LMS. En effet, dans le cas d'une structure adaptatif, les algorithmes de la famille du LMS sont plus intéressants que ceux de la famille du RLS du fait de la complexité de calcul que le RLS engendre et du fait que le LMS a une meilleure capacité de poursuite des variations des non stationnarités [Haykin 1991]. Dans ce cas, la vitesse de convergence est proportionnelle à la dispersion des valeurs propres de la matrice d'autocorrélation du signal d'entrée du filtre adaptatif. Le tableau 4-3 présente les valeurs propres maximale (λ_{\max}) et minimale (λ_{\min}) pour chaque sous bande dans le cas d'une décomposition en 1 sous bande, 4 sous bandes et 8 sous bandes. Ce tableau montre que à mesure que le nombre de sous bandes augmente, le rapport entre λ_{\max} et λ_{\min} diminue considérablement. Ceci signifie que dans chaque sous bande, les différents coefficients du filtre adaptatif auront des vitesses de convergence comparables. Ainsi, le filtrage adaptatif en sous bandes, transforme le problème d'adaptation d'un filtre d'ordre

élevé en l'adaptation, en parallèle et à une cadence de traitement inférieure, de plusieurs filtres d'ordres réduits ayant un meilleur comportement en convergence.

	Sous bande	λ_{\max}	λ_{\min}	Dispersion $\left(\frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}}\right)$
Sans décomposition		0.3731	$2.08 \cdot 10^{-6}$	$1.79 \cdot 10^5$
Décomposition en 4 sous bandes	H_0H_0	0.0933	$5.38 \cdot 10^{-4}$	173.29
	H_0H_1	$5.05 \cdot 10^{-4}$	$3.14 \cdot 10^{-6}$	160.74
	H_1H_0	$1.08 \cdot 10^{-4}$	$5.15 \cdot 10^{-7}$	210.1
	H_1H_1	$1.88 \cdot 10^{-4}$	$9.44 \cdot 10^{-6}$	19.98
Décomposition en 8 sous bandes	$H_0H_0H_0$	0.0466	0.0311	1.5
	$H_0H_0H_1$	0.0094	$2.96 \cdot 10^{-4}$	31.75
	$H_0H_1H_0$	$2.62 \cdot 10^{-4}$	$7.47 \cdot 10^{-5}$	3.51
	$H_0H_1H_1$	$2.25 \cdot 10^{-4}$	$2.36 \cdot 10^{-6}$	95.57
	$H_1H_0H_0$	$5.38 \cdot 10^{-5}$	$8.34 \cdot 10^{-6}$	6.45
	$H_1H_0H_1$	$2.03 \cdot 10^{-5}$	$8.05 \cdot 10^{-7}$	25.24
	$H_1H_1H_0$	$5.80 \cdot 10^{-5}$	$3.17 \cdot 10^{-6}$	18.28
	$H_1H_1H_1$	$9.25 \cdot 10^{-5}$	$4.60 \cdot 10^{-5}$	2.00

Tableau 4-3 : Variation de la vitesse de convergence de l'algorithme adaptatif en fonction du nombre de sous bandes

4.3. Conclusion

Une validation expérimentale du concept de prédistorsion numérique à base de filtrage en sous bandes a été présentée dans ce chapitre. D'abord nous avons mesuré les performances du module de prédistorsion statique pour différentes puissances d'entrée et vérifié la conformité du spectre du signal mesuré à la sortie de l'amplificateur par rapport au masque des émissions. Ceci nous a permis d'identifier le niveau de recul minimal par rapport à la puissance de saturation de l'amplificateur pour lequel le niveau des émissions dans les canaux adjacents est tolérable. Un mésappariement entre le prédistordeur et l'amplificateur a été simulé en dérivant les caractéristiques du prédistordeur à partir de celles de l'amplificateur mesurées pour une température de boîtier différente.

Le module de filtrage en sous bandes a été utilisé pour remédier au mésappariement entre le prédistordeur et l'amplificateur. Nous avons d'abord vérifié la qualité de la reconstruction parfaite au niveau des chaînes d'analyse et de synthèse. Ensuite, nous avons identifié les filtres de traitement linéaires pour une décomposition en 4 sous bandes et 8 sous bandes. Nous avons également considéré le cas où aucune décomposition n'est effectuée comme référence. Les résultats de mesures illustrent l'efficacité de la technique proposée. Finalement, nous avons mis en évidence certains atouts du filtrage en sous bandes dans le contexte de la linéarisation des amplificateurs de puissance. Parmi ces avantages, nous avons montré l'amélioration de la sensibilité du prédistordeur et la possibilité de traitement indépendant de chacune des sous bandes. Nous avons également démontré que dans un contexte adaptatif, le filtrage en sous bandes permet de diminuer le nombre d'opérations par itération et d'améliorer considérablement la vitesse de convergence.

CONCLUSION

A travers le présent mémoire, nous avons présenté une nouvelle approche pour la linéarisation des amplificateurs radiofréquences de puissance par la méthode de prédistorsion numérique en bande de base. Le concept proposé est basé sur la cascade d'un prédistordeur statique et d'un module de traitement en sous bandes. Une première étude a permis de choisir l'architecture optimale pour le prédistordeur proposé. Ainsi, le premier module est un prédistordeur par gain complexe à base de tables de correspondance unidimensionnelles. Ces tables sont configurées en parallèle et indexées par la puissance du signal. Dans le second module, la décomposition en sous bandes est effectuée par une arborescence constituée d'une structure générique de décomposition en deux sous bandes à base de bancs de filtres miroirs en quadrature à reconstruction parfaite.

D'abord, un transmetteur en bande S pour des stations de base desservant des zones étendues a été conçu et utilisé pour la validation expérimentale du concept proposé. Ainsi, la technique de prédistorsion par filtrage en sous bandes a été appliquée pour la linéarisation de l'amplificateur de puissance de ce transmetteur. Les résultats obtenus montrent de bonnes performances en terme de linéarité.

Ensuite, plusieurs aspects de l'architecture du module de traitement en sous bandes ont été explorés. L'étude qualitative de l'influence des différents paramètres de ce système et des aspects de dimensionnement des bancs de filtres a permis d'optimiser les chaînes d'analyse et de synthèse pour un meilleur compromis entre la complexité et les performances dans le cas d'une décomposition en quatre sous bandes et celui d'une décomposition en huit sous bandes. Ces deux configurations ont été comparées entre elles et avec celle où aucune décomposition du signal n'est effectuée. Ceci a permis de mettre en évidence les principaux atouts du prédistordeur proposé. Ainsi, ce

prédistorreur possède les avantages spécifiques à la technique de traitement en sous bandes qui sont la réduction de la cadence de calcul, la réduction de la complexité et l'amélioration du comportement en convergence dans le cas d'un système adaptatif. Par ailleurs, l'utilisation de cette technique pour des applications de prédistorsion améliore la sensibilité du prédistorreur et rend possible un traitement indépendant de chacune des sous bandes.

S'agissant d'une première tentative pour la mise au point et la validation du concept de prédistorsion numérique en sous bandes, le système proposé dans sa version actuelle peut être sujet à plusieurs améliorations. D'abord, il sera intéressant d'appliquer le concept de traitement en sous bandes dans le contexte d'un signal CDMA2000 ou WCDMA. Pour cela, il sera peut être plus judicieux de choisir une autre structure pour les filtres linéaires de traitement. En effet, d'après les études menées, le problème rencontré lors des essais menés avec ce type de signaux se situe au niveau des filtres linéaires de traitement. Par ailleurs, l'ajout d'une boucle de retour afin de rendre le prédistorreur adaptatif sera une étape inévitable pour le développement d'un système capable de détecter les variations des caractéristiques de l'amplificateur et de les poursuivre. Ceci permettra de tirer un plus grand avantage des atouts du module de traitement en sous bandes. Le module du prédistorreur statique peut également être optimisé en minimisant la taille des tables utilisées.

REFERENCES

3RD GENERATION PARTNERSHIP PROJECT. 2003. *Technical Specification Group Radio Access Network; Base Station (BS) conformance testing (FDD)*. Release 6. 158p.

AKANSU, A. N., HADDAD, R. A. 2001. «Theory of Subband Decomposition». *Multiresolution signal decomposition : transforms, subbands, and wavelets*. Second edition. San Diego ; London : Academic Press. 113-270.

ALEXANDER, W., SHACKELFORD, J. F. 2001. «Thermal properties of materials». *In CRC Material Science & Engineering Handbook*. [En ligne]. 3^{ème} éd. Boca Raton CRC Press. <http://www.engnetbase.com/books/463/2696ch05.pdf> (Page consultée le 1er avril 2004).

ARTHANAYAKE, T., WOOD, H. B. 1971. «Linear amplification using envelope feedback». *IEE Electronic Letters*. 7:7. 145-146.

BAUMAN, R.M. 21 juin 1983. *Adaptive feed-forward system*. 8p. U.S. Patent 4389618.

BRIFFA, Mark.A.; FAULKNER, Michael. 1993. «Dynamically biased Cartesian feedback linearization». *1993 IEEE 43rd Vehicular Technology Conference : May 18-20, 1993*. 672-675.

CARDINAL, J.S., Ghannouchi, F.M. 1995. «A new adaptive double envelope feedback (ADEF) linearizer for solid state power amplifiers». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 43:7. 1508-1515.

CAVERS, J. K. 1990. «Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 39:4. 374-382.

CAVERS, J. K. 1999. «Optimum table spacing in predistorting amplifier linearizers». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 48:5. 1699-1705.

CHAN-WANG, P., BEAUREGARD, F., CARANGELO, G., GHANNOUCHI, F. M. 2001. «An independently controllable AM/AM and AM/PM predistortion linearizer for cdma2000 multicarrier applications». *IEEE Radio and Wireless Conference 2001 (RAWCON 2001) : Aug. 19-22, 2001*. 53-56.

CHANG, S., POWERS, E.J. 2001. «A simplified predistorter for compensation of nonlinear distortion in OFDM systems». *IEEE Global Telecommunications Conference 2001 (GLOBECOM '01) : Nov. 25-29, 2001*. 5, 3080-3084.

CHAPMAN, R. H., TURNEY, W. J. 24 sep. 1991. *Feed-forward distortion cancellation circuit with active control*. 8p. U.S. Patent 5051704.

CLARK, C.J., CHRISIKOS, G., MUHA, M.S., MOULTHROP, A.A., SILVA, C.P. 1998. «Time-domain envelope measurement technique with application to wideband power amplifier modeling». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 46:12. 2531-2540.

CROCHIERE, R. E., RABINER, L. R. 1983. *Multirate digital signal processing*. Englewood Cliffs, N.J. : Prentice-Hall. 411p.

DING, L., RAICH, R., ZHOU, G. T. 2002. «A Hammerstein predistortion linearization design based on the indirect learning architecture». *IEEE International Conference on*

Acoustics, Speech, and Signal Processing 2002 (ICASSP '02) : May 13-17, 2002. 3, 2689-2629.

FAULKNER, M., JOHANSSON, M. 1994. « Adaptive linearization using predistortion-experimental results». *IEEE Transactions on Vehicular Technology.* 43:2. 323-332.

GAO, X. Y., SNELGROVE, W. M. 1991. «Adaptive linearization schemes for weakly nonlinear systems using adaptive linear and nonlinear FIR filters». *Proceedings of the 33rd Midwest Symposium on Circuits and Systems, 1990 : Aug. 12-14, 1990.* 1, 9-12.

GARCIA DUCAR, P., DE MINGO, J., VALDOVINOS, A. 2002. «Linearization technique using digital Cartesian loop transmitter». *The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications : September 15-18, 2002.* 5, 2377-2381.

GHANNOUCHI, F. M., CARDINAL, J.S., HAJJI, R. 1995. «An adaptive linearizer using feedback and dynamic biasing techniques for SSPAs». *1995 Microwave and Optoelectronics Conference Proceedings : July 24-27, 1995.* 1, 369-372.

HAMMI, O., BOUMAIZA, S., JAIDANE, M., GHANNOUCHI, F. M. 2002. «Adaptive baseband digital predistorter suitable for wideband signals». *The 14th IEEE International Conference on Microelectronics. Dec 11-13, 2002.* 131-134.

HAMMI, O., BOUMAIZA, S., JAIDANE, M., GHANNOUCHI, F. M. 2003. «Baseband digital predistortion using subband filtering technique». *2003 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest : June 8-13, 2003.* 3, 1699-1702.

HAYKIN, S. 1991. *Adaptive filter theory.* Second edition. Englewood Cliffs, NJ : Prentice Hall. 854p.

JECKELN, E.G., GHANNOUCHI, F.M., SAWAN, M. 1996. « Adaptive digital predistorter for power amplifiers with real time modeling of memoryless complex gains». *1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest : June 17-21, 1996*. 2, 835-838.

JECKELN, E.G., GHANNOUCHI, F.M., SAWAN, M., BEAUREGARD, F. 2001. «Efficient baseband/RF feedforward linearizer through a mirror power amplifier using software-defined radio and quadrature digital up-conversion». *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest : May 20-25, 2001*. 2, 789-792.

KANG, H. W., CHO, Y. S., YOUN, D. H. 1997. «An efficient adaptive predistorter for nonlinear high power amplifier in satellite communication». *Proceedings of 1997 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS '97) : June 9-12, 1997*. 4, 2288-2291

KATZ, A. 1999. «SSPA Linearization». *Microwave Journal*, 42:4. 22-44

KENINGTON, P. B. 1998. «Linearized RF Amplifier and Transmitter Techniques». *Microwave Engineering Europe*. November 1998, 35-50.

KENINGTON, P. B. 2000. *High-Linearity RF Amplifier Design*. Boston : Artech House. 552p.

KENINGTON, P.B., COPE, M., BENNETT, R.M., BISHOP, J. 2001. « A GSM-EDGE high power amplifier utilising digital linearisation». *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest : May 20-25, 2001*. 3, 1517-1520.

KENINGTON, P. B. 2002. «Linearized transmitters: an enabling technology for software defined radio». *IEEE Communications Magazine*. 40:2. 156-162.

LI, S. M., JING, D., CHAN, W. S. 1998. «Verification of practicality of using the second-harmonic for reducing IMD». *IEE Electronic Letters*. 34:11. 1097-1098.

MOTOROLA Inc. 2003. *Semiconductor technical data MRF21085*. 12p. MRF21085/D. http://e-www.motorola.com/files/rf_if/doc/data_sheet/MRF21085.pdf (Page consultée le 1^{er} avril 2004).

MOTOROLA Inc. 2003. *Semiconductor technical data MRF21045*. 12p. MRF21045/D. http://e-www.motorola.com/files/rf_if/doc/data_sheet/MRF21085.pdf (Page consultée le 1^{er} avril 2004).

MOTOROLA Inc. 2003. *Semiconductor technical data MHPA21010*. 4p. MHPA21010/D. http://e-www.motorola.com/files/rf_if/doc/data_sheet/MHPA21010.pdf (Page consultée le 1^{er} avril 2004).

NAGATA, Y. 1989. « Linear amplification technique for digital mobile communications». *IEEE 39th Vehicular Technology Conference : May 1-3, 1989*. 1, 159-164.

NARAHASHI, S., NOJIMA, T. 1991. «Extremely low-distortion multi-carrier amplifier-self-adjusting feed-forward (SAFF) amplifier». *IEEE International Conference on Communications (ICC 91) : June 23-26, 1991*. 3, 1485-1490.

NIEHENKE, E. C. 2001. «Linearization Techniques Overview for 3G Systems». *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Workshop : May 20-25, 2001*.

OVLER, T.E. 24 déc. 1985. *Adaptive feed forward cancellation*. 7p. U.S. Patent 4560945

OVERMANN, M. G., LONG, J. F. 31 déc. 1991. *Feed forward distortion minimisation circuit for RF power amplifier*. 12p. U.S. Patent 5077532.

PETROVIC, V., GOSLING, W. 1979. «Polar-loop transmitter». *IEE Electronic Letters*. 15:10. 286-288.

PETROVIC, V. 1983. «Reduction of spurious emission from radio transmitters by means of modulation feedback». *IEE Conference on Radio Spectrum Conservation Techniques*. 44-49.

REY, C. G. 1999. «Adaptive polar work-function predistortion». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 47:6.722-726.

STAPLETON, S.P., COSTESCU, F.C. 1992. «An adaptive predistorter for a power amplifier based on adjacent channel emissions ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 41:1.49-56.

SUN, J., LI, B., CHIA, Y.W.M. 1999. «A novel CDMA power amplifier for high efficiency and linearity». *IEEE Vehicular Technology Conference 1999 : Sept. 19-22, 1999*. 4, 2044-2047.

VAIDYANATHAN, P.P. 1990. «Multirate digital filters, filter banks, polyphase networks, and applications: a tutorial». *Proceedings of the IEEE*. 78:1. 56-93.

YAMAUCHI, K., NAKAYAMA, M., IKEDA, Y., NAKAGURO, H., KADOWAKI, N., ARAKI, T., 2000. «An 18 GHz-band MMIC linearizer using a parallel diode with a

bias feed resistance and a parallel capacitor». *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest : June 11-16, 2000*. 3, 1507-1510.

ZELNIKER, G., TAYLOR, F. J. 1994. *Advanced digital signal processing : theory and applications*. New York : Marcel Dekker. 666p.

ZHAO, G., GHANNOUCHI, F.M., BEAUREGARD, F., KOUKI, A.B. 1996. «Digital implementations of adaptive feedforward amplifier linearization techniques». *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest : June 17-21, 1996*. 2, 543-546.