UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

TECHNIQUE DE PRÉDISTORSION NUMÉRIQUE ADAPTATIVE POUR LA LINÉARISATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE MICRO-ONDES

ERNESTO G. JECKELN
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU GRADE DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
AOÛT 1996

© Ernesto G. JECKELN, 1996.

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

Our file Notre référence

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.

0-612-26483-1

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

TECHNIQUE DE PRÉDISTORSION NUMÉRIQUE ADAPTATIVE POUR LA LINÉARISATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE MICRO-ONDES

présenté par: JECKELN Ernesto G.

en vue de l'obtention du grade de: Maître ès Sciences Appliquées

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

M. SAYDY Lahcen, Ph.D., président

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

M. SAWAN Mohamad, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. NERGUIZIAN Chahé, M. Eng., membre

À Rosi et Géraldine
À Hipolito et Nelly
À Enrrique et Beby

REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé dans le laboratoire de recherches en micro-ondes de l'École Polytechnique de Montréal. Je remercie sincèrement Messieurs les Professeurs Fadhel M. Ghannouchi, de la section Électromagnétisme et d'Hyperfréquences, et Mohamad Sawan, de la section d'Électronique, de m'avoir accueilli et d'avoir accepté la direction de mes travaux de maîtrise ainsi le conseil CRSNG pour le support financier.

Je voudrais également adresser mes remerciements à Messieurs René Archambault et Jules Gauthier pour leur support technique et un merci spécial à mes amis et confrères d'étude.

Je remercie Messieurs les professeurs Lahcen Saydy et Chahé Nerguizian qui ont bien voulu participer au Jury d'examen.

Finalement, je désire exprimer toute ma reconnaissance à Madame G. Zhao , pour les échanges constructifs sur le plan théorique et pratique, autant sur mes travaux que sur les siens.

RÉSUMÉ

Dans la conception des systèmes de radiocommunications mobiles par satellites et de systèmes de services de communications personnelles, l'efficacité énergétique et l'efficacité spectrale deviennent des facteurs à privilégier . En vue de mettre l'accent sur l'optimisation de ces paramètres et étant donné leur forte incompatibilité causée pour la non linéarité des systèmes, les concepteurs s'activent à développer des techniques de linéarisation.

Dans ce travail, une technique de prédistorsion numérique adaptative pour la linéarisation des amplificateurs de puissances micro-ondes a été développée. La technique est basée sur l'utilisation des algorithmes qui sont exécutés par un circuit microprocesseur de traitement de signal numérique «DSP». Ces algorithmes réalisent une modélisation en temps réel de la non linéarité à travers des échantillons de l'équivalent complexe en bande de base du signal à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur de puissance. Ensuite, à l'aide de l'interpolation inverse, ces échantillons serviront comme données pour la détermination de la fonction de prédistorsion . Cette fonction, de caractéristique complémentaire à la non linéarité, pourra fournir pour n'importe quelle valeur du signal, une valeur équivalente avec prédistorsion.

Cette technique considère une action adaptative de la fonction de prédistorsion, qui permet de compenser la variation des caractéristiques non linéaires de l'amplificateur de puissance. L'adaptabilité est contrôlée à travers la surveillance du niveau de distorsion contenue dans le signal de sortie.

La technique offre une bonne performance pour les amplificateurs opérés en classe AB, B et C avec une diminution de 45 dB sur les produits d'intermodulations.

Il est à souligner que pour effectuer le calcul de la fonction de prédistorsion, l'utilisation des algorithmes non itératifs élimine les temps de convergence dont souffrent différentes techniques de linéarisation. En plus, ils permettent la réduction de la mémoire nécessaire, puisque la technique ne nécessite que quelques échantillons d'entrée et de sortie de l'amplificateur de puissance pour avoir une bonne compensation de la distorsion.

ABSTRACT

With the increasing demands on the RF and microwave spectrum caused by the proliferation of wireless communications and satellite networks, more spectrally efficient modulation techniques will have to be used. Linear modulation methods, such as M-ary QAM, meet this requirement, but their performance is strongly dependent on the linearity of the transmission system.

In addition, to maximize the power added efficiency and the power output, power amplifiers are often operated near saturation, where the input/output power characteristics become nonlinear.

when the resulting signals from linear modulation methods are passed through a nonlinear power amplifier, their fluctuating envelope causes distortion and spectral spreading. In order to avoid these effects, maintaining both power and spectral efficiency, lead to the use of linearization techniques.

This work presents a digital predistorter with real time modeling of AM-AM and AM-PM characteristics of a power amplifier (PA). The input and output lowpass equivalent complex envelopes of the amplifier are sampled, scaled and updated into a lookup table to provide the predistorted signal.

An improvement of 45 dB of out-of-band power is obtained in simulating with Signal Processing WorkSystem (SPW). The proposed technique is robust and efficient since no

iterative procedure is needed. Then, the convergence time is eliminated.

TABLE DES MATIERES

Page

Dédicace.....iv

Remerciements.....v

Résumé.....vi

Abstract.....viii

Table des matières.....x

Liste des figures.....xiii

Liste des sigles.....xvi

CHAPITRE I -Introduction.....1

CHAPITRE II - Techniques de linéarisation numériques.....9

2.1 Introduction.....9

2.2 Classification des techniques de linéarisation 10

2.3 Techniques analogiques.....10

2.3.1 Post-compensation.....11

2.4 Techniques de linéarisation numériques.....12

2.4.1 Rétroaction cartésienne.....13

2.4.1.2 Description générale.....13

2.4.1.3 Les points saillants de la technique.....14

2.4.2 Prédistorsion 16

2.4.2.1 L'action discontinue de l'adaptabilité 16

2.4.2.2 La méthode de la table de correspondance.....17

2.4.3 Prédistorsion complexe (table à deux dimensions).....18

2.4.3.1 Description générale.....18

2.4.3.2 Temps de convergence et quantité de mémoire nécessaire.....20

2.4.3.3 Les points saillants de la technique 21

2.4.4 Prédistorsion complexe (table à une seule dimension) 22

2.4.4.1 Description générale.....22

2.4.4.2 Quantification de la puissance de l'enveloppe.....24

2.4.4.3 Calcul de la fonction de transferts de prédistorsion $F(x_m)$ 26

2.4.4.4 Les points saillants de la technique 27

2.5 Introduction à la technique de prédistorsion numérique adaptative avec la modélisation en temps réel de la non linéarité..28

2.5.1 Échantillonnage et suréchantillonnage du signal 28

2.5.2 Non linéarité complémentaire.....32

2.5.3 Variation de la fonction $f_2(x)$ en fonction de la Température "T".....33

2.5.4 Modélisation en temps réel "RTM" 34

2.6 Conclusion.....36

CHAPITRE III - Adaptive Digital Predistorter for Power Amplifiers with Real Time Modeling of Memoryless Complex Gains.....37

3.1 Presentation..... 37

3.2 Abstract.....39

3.3 Introduction 40

3.4 The new linearization technique....42
3.4.1 General description....42
3.4.2 Nonlinearity and predistortion condition....43
3.5 Simulation method....45
3.5.1 Equivalent lowpass signal....45
3.5.2 Real time modeling....47
3.5.3 Predistorter....48
3.5.4 Interpolation and curve fitting....50
3.5.5 Delay compensation and spectral magnitude....51
3.6 Results....52
3.6.1 Parameters and conditions of simulation....52
3.6.2 Operating point and analysis of results....53
3.7 Conclusion....55

CHAPITRE IV - Technique de prédistorsion adaptative avec modélisation en temps réel (synthèse)....65

4.1 Introduction....65
4.5 Synthèse de la technique....66
4.5.1 Description générale....67
4.5.2 Particularité de la technique....68
4.6 Conclusion....70

CONCLUSION....71
RÉFÉRENCES....75

LISTE DES FIGURES

Page

CHAPITRE I

Figure 1.1 Caractéristiques du transfert de puissance P_L et de l'efficacité énergétique de conversion η_a 3

Figure 1.2 Effet de la distorsion lorqu'on injecte deux signaux de fréquences f1 et f2 à l'entrée d'un système non linéaire.....4

Figure 1.3 Schéma bloc de la technique de prédistorsion avec la modélisation en temps réel.....7

CHAPITRE II

Figure 2.1 Structure généralisée de la technique de linéarisation numérique.....12

Figure 2.2 Schéma bloc du système linéarisé par rétroaction cartésienne.....14

Figure 2.3 Table de correspondance.....17

Figure 2.4 Schéma bloc du système linéarisé par prédistorsion avec une table à deux dimensions 20

Figure 2.5 Schéma bloc du système linéarisé par prédistorsion avec une table à une dimension.....23

Figure 2.6 Plan complexe I,Q pour la quantification de la puissance 26

Figure 2.7 Représentation vectorielle du signal s(t) et trajectoire du point M entre deux symboles.....28

Figure 2.8 Constellation d'une modulation QAM à16 états 29

Figure 2.9 Plan I,Q, quantification de la distorsion AM/AM et AM/PM et trajectoire du point M entre deux symboles 30

Figure 2.10 Trajectoires du point M avec distorsion (sortie de l'amplificateur) et avec prédistorsion (fonction de prédistorsion) 31

Figure 2.11 Bloc de prédistorsion avec deux tables en cascade pour générer la prédistorsion d'amplitude et de phase.....31

Figure 2.12 (a) Schéma bloc, (b) Représentation fonctionnelle.....32

Figure 2.13 Variation de la fonction $f_2(x)$ en fonction de la Temperature "T".....33

Figure 2.14 Action adaptative à travers de la modélisation en temps réel 34

CHAPITRE III

Figure 3.1 Adaptive predistorter diagram.....55

Figure 3.2 PA non linear characteristics of class AB: a) AM-AM and AM-PM characteristics and operating points P_1, P_2, b) Comparison between characteristics of the PA from measurements and real time modeling (RTM).....56

Figure 3.3 Interpolated predistortion functions and 23 samples from RTM: a) RTM and the amplitude predistortion function. b) RTM and the phase predistortion function.....57

Figure 3.4 Predistorter diagram.....58

Figure 3.5 Cross correlation function and sample counter function.....58

Figure 3.6 The Input signal. a) Spectral diagram. b) Eye diagram. c) Scatter diagram..59

Figure 3.7 The output signal without linearization of operating point P_1

a) Spectral diagram. b) Eye diagram. c) Scatter diagram.....60

Figure 3.8 The output signal without linearization of operating point P_2

a) Spectral diagram. b) Eye diagram. c) Scatter diagram.....61

Figure 3.9 The output spectral diagram without linearization of

operating point P_2 and the double deviation of the Phase..... 62

Figure 3.10 The output signal with linearization of operating point P_2

and double deviation of the Phase a) Spectral diagram.

b) Eye diagram. c) Scatter diagram.....63

Figure 3.11 Representation of 38 samples: Input signal (S_1).

Phase distortion (S_2). Output signal (S_3). Output normalized

relative to the gain (S_4). Gain (S_5).....64

CHAPITRE IV

Figure 4.1 Constellation du codeur 16QAM 67

Figure 4.2 Schéma bloc de la technique de prédistortion avec RTM.....67

Figure 4.3 Prédistorsion: (a) avec une table à deux dimentiosion. (b) avec une

table à une dimension. (c) Predistorsion avec RTM.....69

LISTE DES SIGLES

A/D:"Analog to digital"

AM-AM : "Amplitude Modulation to Amplitude Modulation conversion"

AM-PM : "Amplitude Modulation to Phase Modulation conversion"

CPFSK: "Continuous-Phase Frequency-Shift Keying"

D/A: "Digital to Analog"

dB: "Decibel"

DFT: "Discrete Fourier Transform"

DSP: "Digital Signal Processing"

FSK: "frequency-shift keying"

GMSK: "Gaussian Minimum-Shift Keying"

ISI: "Inter-Symbol-Interference"

LUT.: "Look-up Table"

M-ary: "M-state signal"

M-ary: "M-state signal"

PA: "Power Amplifier"

PCS: "Personal Communication Service"

QAM: "Quadrature Amplitude Modulation"

16QAM: "16 Quadrature Amplitude Modulation"

QPSK: "Quadrature Phase-Shift Keying"

RTM: "Real Time Modeling"

SPW: " Signal Processing WorkSystem"

Chapitre I

Introduction

L'utilisation de la voie numérique, caractérisée par l'avantage de véhiculer divers télé-services à travers un même canal de transmission, a poussé l'environnement des télécommunications à devenir de plus en plus numérisé. Ce changement continuel a conduit à l'élaboration de systèmes de radiocommunications mobiles où la transmission de l'information est faite de façon numérique.

L'évolution des systèmes cellulaires pour la radiotéléphonie sans fils vers l'ère des communications personnelles, «Personal Communication Services» (PCS), montre un véritable avancement représentant l'avant-garde de la vision technologique en matière des télécommunications. Ces systèmes sont capables de fournir une gamme assez large de services, incluant la parole et la transmission de données, en tenant compte de la qualité du signal, taille réduite, portabilité, autonomie énergétique et bas prix.

Il existe deux paramètres importants dans cette évolution qui touche la recherche actuelle: l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique. Le grand impact sur la demande croissante des services causés par ce changement révolutionnaire prévoit comme résultat la saturation du spectre électromagnétique dans la région des radiofréquence. Cette tendance amène les chercheurs à concentrer leurs efforts sur l'amélioration de l'efficacité spectrale, ce qui oblige l'utilisation des techniques de modulation permettant d'augmenter la capacité d'information par unité spectrale (bits par seconde par Hertz).

Par ailleurs, pour atteindre l'objectif des systèmes en fonction de la taille, portabilité, autonomie énergétique et bas prix, l'efficacité énergétique devient un facteur à privilégier dans la conception des systèmes. En vue de mettre l'accent sur l'amélioration de ce paramètre, il est connu que dans les systèmes de communications, la conversion de l'énergie DC/RF à haute puissance, consomme plus de la moitié de l'énergie nécessaire pour tout le système. Dans cette condition, pour une meilleure efficacité énergétique et afin d'obtenir le maximum de puissance à la sortie, les amplificateurs de puissance sont généralement contraints à opérer dans leur région non linéaire.

La figure 1.1 montre trois caractéristiques principales d'un amplificateur de puissance: l'efficacité énergétique de conversion η_a , la caractéristique de transfert de puissance (relation entre la puissance d'entrée et de sortie) et la caractéristique de la phase. Nous pouvons noter que l'efficacité énergétique de conversion η_a prend sa valeur maximale dans la zone de saturation.

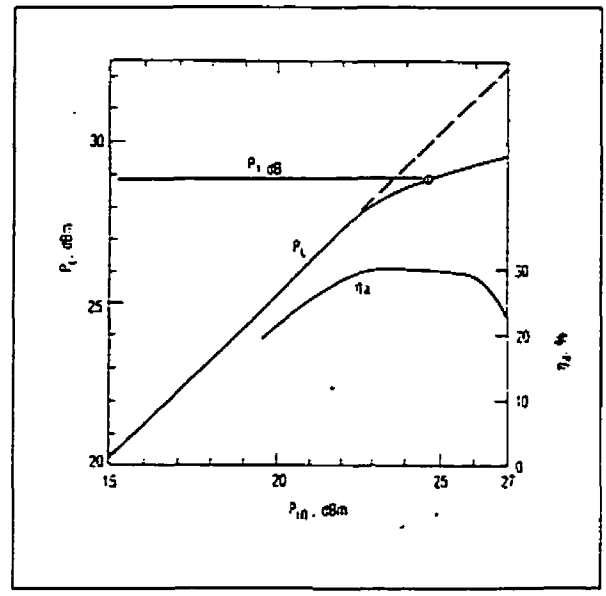


Figure 1.1 Caractéristiques du transfert de puissance P_L
et de l'efficacité énergétique de conversion η_a

En ce qui concerne l'efficacité spectrale, l'utilisation des méthodes de modulation numérique non linéaire (FSK ou CPFSK, GMSK, etc.) [11], caractérisées par leur amplitude constante du signal modulé, permet aux amplificateurs de puissance d'opérer dans la région non linéaire sans produire aucune distorsion du signal. Nonobstant, ces méthodes sont de moins en moins utilisées à cause de leur faible efficacité spectrale.

Par contre, les méthodes de modulation numérique linéaire (M-Aray QAM), se montrent plus performantes à l'égard de ce paramètre fondamental. Dans ces méthodes, l'information numérique transportée est contenue dans la variation de phase et d'amplitude du signal, ce qui permet la compression de l'information avec une bonne efficacité spectrale [17]. Il est à souligner que la variation d'amplitude du signal qui présente la modulation linéaire requière l'utilisation de transmetteurs linéaires.

Dans le but de satisfaire ces deux paramètres fondamentaux (l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique) dans la conception des systèmes de communications en question, nous arrivons à deux besoins:

- Le point d'opération des amplificateurs de puissance doit être placé dans la région non linéaire,
- L'utilisation des méthodes de modulation numérique linéaire.

Ces deux conditions montrent clairement l'incompatibilité entre eux dans un même système: par exemple, si le signal résultant d'une modulation linéaire est conduit à travers un système non linéaire, la variation d'amplitude du signal d'entrée aura pour effet la génération de distorsions d'amplitude AM-AM et de phase AM-PM avec la correspondante dégradation de la qualité du signal et de la performance spectrale.

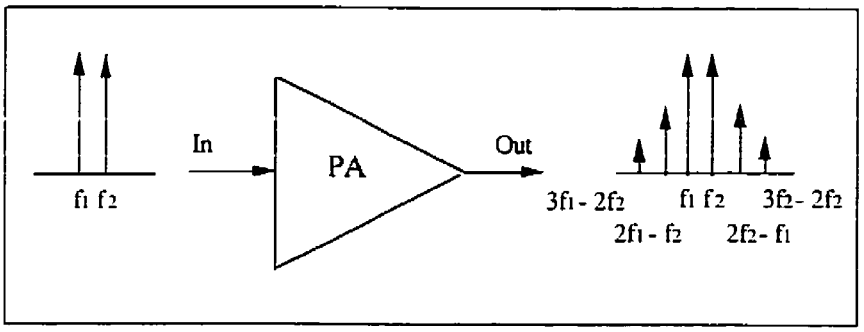


Figure 1.2 Effet de la distorsion lorsqu'on injecte deux signaux de fréquences f1 et f2 à l'entrée d'un système non linéaire

La figure 1.2 montre l'effet de distorsion lorsqu'on injecte deux signaux de fréquences f1 et f2 à l'entrée d'un système non linéaire. À la sortie on observe la distorsion qui ajoute des composantes de fréquence $2f_1$-f2 et $2f_2$-f_1, $3f_1$-$2f_2$ et $3f_2$-$2f_1$ appelées produits d'intermodulation d'ordre 3 et 5 respectivement. On suppose que tous les autres

composantes et harmoniques sont filtrées.

Dans ces conditions, minimiser ces distorsions au moyen des méthodes qui permettent d'optimiser l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique amène au développement des techniques de linéarisation pour amplificateurs de puissance. Ces techniques, qui ont été utilisées pendant des années, doivent respecter les normes techniques de plus en plus sévères. Par exemple, les normes NADC IS-54 américaines et PDC RCR-27B japonaises exigent que la relation Porteuse/Intermodulation soient de -35 dBc et -45 dBc respectivement pour le canal adjacent et -45 dBc et -60 dBc respectivement pour les canaux sous-jacents, tandis que les amplificateurs de puissance génèrent des valeurs entre -15 dBc et -20 dBc pour le canal adjacent, selon le point d'opération établi pour une efficacité énergétique acceptable.

En vue de répondre à de telles restrictions et à l'impossibilité de rejeter les intermodulations à travers le filtrage, les techniques de linéarisation sont devenues importantes au niveau de la compensation des distorsions. Actuellement, il existe une tendance à l'utilisation de ces techniques par les systèmes de communication de dernière génération. Cependant, il faut tenir compte du fait que même si elles forment une partie complémentaire dans la conception des amplificateurs de puissance elles engendrent aussi certaines complications.

Récemment, le progrès technologique des processeurs de traitement numérique de signaux "DSP" a permit l'utilisation de ces circuits dans plusieurs techniques de linéarisation. La particularité de ce nouveau concept est l'accéleration de l'exécution des algorithmes en permettant une correction de la non linéarité (compensation) en temps réel. Il est donc à

souligner que l'utilisation des circuits "DSP" dans la technologie des micro-ondes devient de plus en plus un thème d'importance capitale.

En résumé, nous dénombrons quatre points importants pour la conception des systèmes de radiocommunications mobiles et PCS:

a) la condition d'opération des amplificateurs de puissance dans la région non linéaire afin d'accroître l'efficacité énergétique,
b) l'utilisation des méthodes de modulation numérique linéaire afin d'améliorer l'efficacité spectrale.
c) le développement des techniques de linéarisation dans le but d'optimiser les efficacités énergétique et spectrale.
d) l'utilisation des circuits "DSP" dans la conception des techniques de linéarisation.

Dans cet ordre d'idées, le but de ce mémoire est de présenter la "technique de prédistorsion numérique adaptative pour la linéarisation des amplificateurs de puissance micro-ondes". La prédistorsion est réalisée en bande de base au moyen d'algorithmes exécutés par un circuit DSP de traitement numérique de signaux. Essentiellement, le signal résultant de la modulation numérique est conduit à travers une non linéarité complémentaire à celle de l'amplificateur de puissance. Cette non linéarité complémentaire est réalisée en utilisant une table de correspondance formée de valeurs discrètes et en faisant appel à une interpolation de type linéaire ou "spline" cubique.

Cette technique considère une action adaptative de la fonction de prédistorsion, qui permet de compenser la variation des caractéristiques non linéaires AM-AM et AM-PM de

l'amplificateur de puissance. L'adaptabilité est contrôlée à travers la surveillance du niveau de distorsion contenu dans le signal de sortie et réalisée à travers une mise à jour de la table de correspondance.

La figure 1.3 montre le schéma bloc de la technique. Le signal délivré par le codeur M-QAM est conduit à travers le bloc de prédistorsion et le convertisseur numérique-analogique. Le signal en bande de base ainsi obtenu module deux porteuses en quadrature au moyen d'un modulateur vectoriel de façon à générer le signal modulé de micro-onde qui est ensuite amplifié. Nous pouvons noter l'action de l'adaptabilité en fonction de la modélisation en temps réel de l'amplificateur de puissance à l'aide de la branche de rétroaction (coupleur, démodulateur vectoriel et convertisseur). Le bloc "algorithmes" est chargé de l'exécution d'une telle modélisation afin d'interpoler la fonction de prédistorsion dans le bloc de prédistorsion

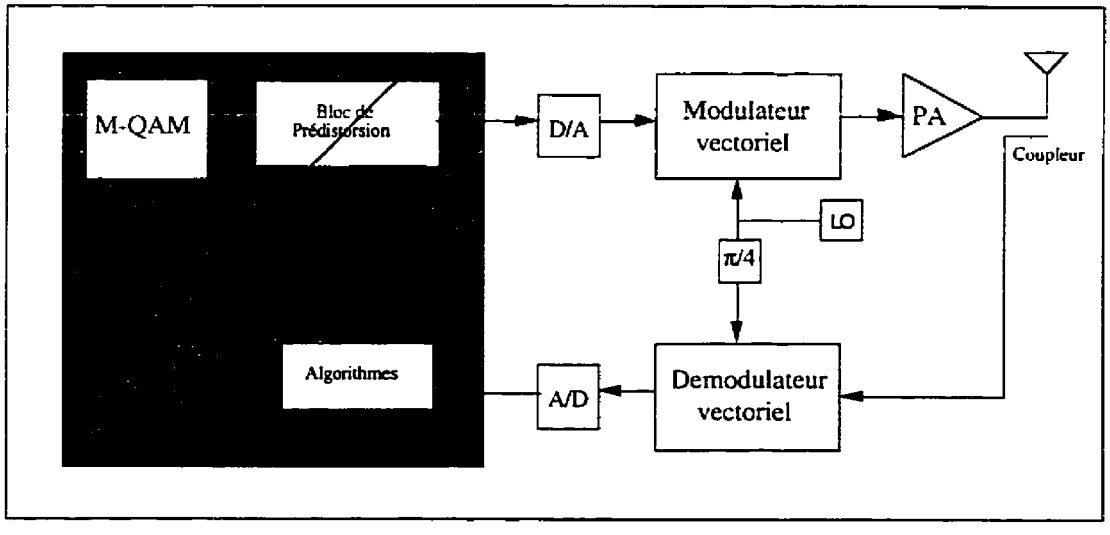


Figure 1.3 Schéma bloc de la technique de prédistorsion avec la modélisation en temps réel

Pour conclure, ce mémoire est présenté selon les normes et procédures concernant les

mémoires par articles intégrés et regroupe les sections suivantes:

- Après l'introduction, ayant pour objet une présentation générale concernant l'évolution des systèmes de radiocommunications mobiles, les problématiques et le but de la linéarisation; le chapitre II aura comme objectif une revue critique de la littérature qui a servi pour situer l'état actuel des recherches et des développements sur le sujet au démarrage du projet. Une introduction de la technique proposée est présentée en décrivant les concepts les plus importants comme: la réversibilité, l'adaptabilité et la modélisation en temps réel de la non linéarité de l'amplificateur de puissance.

- Le chapitre III présente l'article traitant la technique proposée. Celui-ci a été soumis pour publication dans la revue "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques" et représente une version complète d'un article qui a été présenté et publié dans le congrès international de micro-ondes à San Francisco "MTT-S 1996 International Microwave Symposium".

- Le chapitre IV présente une synthèse de la technique faisant objet de ce mémoire en décrivant le fonctionnement et sa particularité.

- La conclusion fera ressortir quatre éléments importants tels que:
  - la prédistorsion,
  - l'action de l'adaptabilité,
  - l'utilisation de la table de correspondance,
  - la modélisation en temps réel de la non linéarité de l'amplificateur de puissance.

Chapitre II

Techniques de linéarisation numériques

2.1 Introduction

Le présent chapitre a pour objet de passer en revue les techniques de linéarisation numériques des amplificateurs de puissance. Les publications consultées ont permis d'estimer l'état actuel des recherches dans ce domaine, d'établir les différents axes de développement et comme base au démarrage du projet. Cette revue critique nous aidera à distinguer les avantages et les inconvénients de chaque technique ainsi que la contribution de la linéarisation par prédistorsion proposée dans ce mémoire.

En premier lieu, une classification des techniques selon leur conception suivi d'un survol de la technique analogique par post-compensation sera présentée. Ensuite, le concept de la prédistorsion sera introduit à travers la description de la technique de rétroaction cartésienne, vue comme une prédistorsion avec une correction continue, et de la technique de prédistorsion numérique adaptative, caractérisée par l'adaptation de la fonction de prédistorsion à l'aide de la mise à jour d'une table de correspondance. Le chapitre finit avec une introduction de la technique proposée.

2.2 Classification des techniques de linéarisation

Comme nous l'avons mentionné, les amplificateurs de puissance sont généralement amenés à opérer dans la région non linéaire dans le but d'optimiser l'efficacité énergétique ou afin d'obtenir le maximum de puissance à la sortie. Cela a pour effet de générer des distorsions AM/AM et AM/PM. qui dégradent la performance du système. La minimisation de ces distorsions nous amène à l'utilisation des techniques de linéarisation.

Plusieurs techniques de linéarisation ont été proposées. Selon leurs caractéristiques et leurs conceptions, elles peuvent être classifiées de la façon suivante:

- Techniques de linéarisation
  - Analogiques
    - Par retroaction
    - Par prédistorsion
    - Par post - compensation
  - Numériques
    - Par rétroaction cartésienne
    - Par prédistorsion
    - Système dynamiques

2.3 Techniques analogiques

Étant donne l'évolution des techniques analogiques vers une conception numérique ou mixte à travers l'utilisation des circuits DSP, l'accent sera mis sur des concepts importants appliqués aux conceptions numériques. En conséquence, les techniques par rétroaction et par prédistorsion analogiques seront présentées sous la forme numérique. Nonobstant, un survol par rapport à la post-compensation sera introduit dans la section.

2.3.1 Post-compensation

Caractérisée par sa conception uniquement analogique, la linéarisation par post-compensation [1] s'avère être plus performante à l'égard de la largeur de bande sur laquelle peut opérer. Basée sur la configuration où la compensation de la distorsion est réalisée à la sortie de l'amplificateur de puissance, son architecture ne permet que la conception analogique. Un échantillon du signal d'entrée et un du signal de sortie de l'amplificateur de puissance sont égalisés en amplitude et mis en opposition de phase pour être combinés. La sommation des ces deux signaux donne le signal de distorsion isolé qui est amplifié et combiné avec le signal de sortie de l'amplificateur de puissance. Pour une compensation optimale, la distorsion isolée et la distorsion contenue dans le signal de sortie doivent satisfaire l'opposition de phase et être égalisées en amplitude.

La technique offre une excellente réduction des intermodulations avec une stabilité inconditionnelle caractérisée par son architecture en boucle ouverte. Mais étant donné sa complexité, sa faible efficacité énergétique et la complexité de contrôler les phénomènes de dérive, la technique est limitée à être utilisée seulement dans les stations de base des systèmes cellulaires.

Il est à souligner que les phénomènes de dérive en fonction de la température, du vieillissement, de la variation du point d'opération, etc., peuvent être contrôlés en bande de base à travers des algorithmes exécutés par un circuit de traitement numérique de signaux [18]. Ce sujet devient de plus en plus important dans le domaine de la recherche de cette technique et on peut la classer dans le groupe de la conception mixte.

2.4 Techniques de linéarisation numériques

Comme il a été mentionné à l'introduction, le progrès technologique des processeurs de traitement numérique des signaux et leurs applications dans le domaine des télécommunications a conduit à l'utilisation de ces processeurs dans plusieurs techniques de linéarisation. L'exécution des algorithmes, avec un temps de calcul assez court, devient très attrayante en ce qui concerne la compensation des distorsions en temps réel. En plus, le contrôle adaptatif des phénomènes de dérive peut être conçu à travers ces processeurs.

À cet égard, la description des techniques dans cette section se présente à travers une même structure composée d'une partie analogique, source de distorsion, et d'une partie numérique (circuit DSP) où sont exécutés les différents algorithmes qui caractérisent chaque technique. La figure 2.1, montre la structure généralisée d'un système intégré DSP/ Micro-ondes.

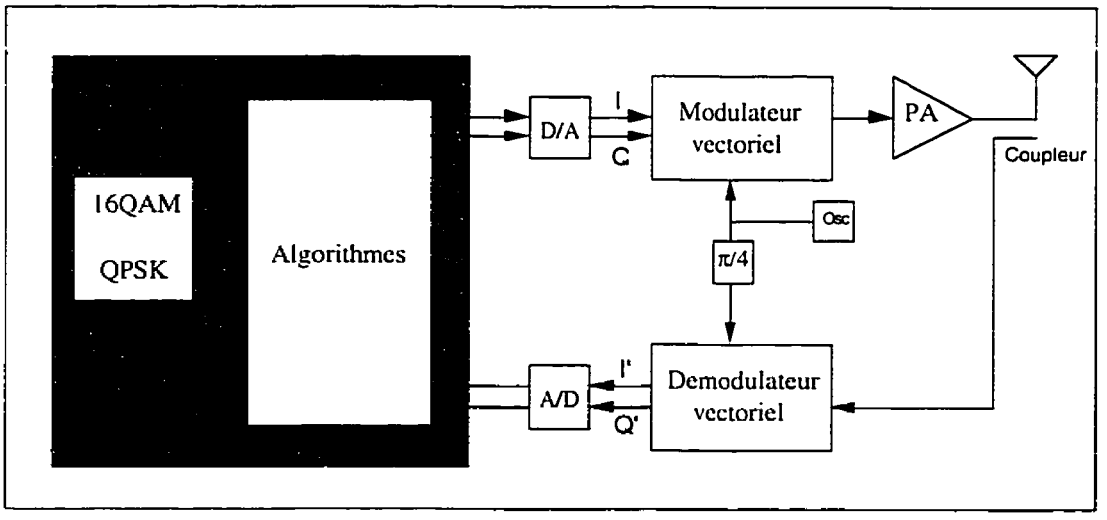


Figure 2.1 Structure généralisée de la technique de linéarisation numérique

2.4.1 Rétroaction cartésienne

Une technique de linéarisation caractérisée pour permettre d'être conçue de façon numérique et analogique, c'est la technique par "Rétroaction cartésienne" [3]. Présentant une bonne performance, elle peut réunir les deux conditions incompatibles dans un amplificateur de puissance conventionnel, en l'occurrence, linéarité vs efficacité énergétique.

Du point de vue conceptuel, la technique de rétroaction peut être vue comme une technique de prédistorsion avec une correction continue de la fonction de prédistorsion, c'est-à-dire, l'adaptabilité continue de la prédistorsion à travers une comparaison. Cette définition nous aidera à visualiser plus clairement l'action discontinue de l'adaptabilité dans la technique de prédistorsion adaptative qui sera présentée plus tard.

2.4.1.1 Description générale

Comme son nom l'indique, le système travaille par rétroaction, voir figure 2.2 [19]. En prenant un échantillon du signal de sortie de l'amplificateur de puissance micro-onde à travers un coupleur, le signal complexe de rétroaction est démodulé de façon synchrone pour récupérer les deux composantes I',Q'. Celles-ci sont comparées avec les deux autres composantes du signal en bande de base I,Q généré par un codeur. La fonction erreur f_e provenant de la comparaison est conduite à travers un modulateur vectoriel micro-ondes et amenée à l'entrée de l'amplificateur de puissance. Cette technique, présente une bonne suppression de bande latérale, plus performante que d'autres techniques, mais pour cela, il faut une bonne adaptation de gain et de phase sur les deux composantes en quadrature

dans l'étage du modulateur et démodulateur vectoriel.

Il est important que le gain de la boucle soit de magnitude suffisante pour soutenir une correction continue de la non linéarité et que la branche de rétroaction soit la plus précise possible pour produire la fonction erreur et répondre à la correction optimale.

En plus, comme dans tout système de rétroaction, il faut tenir compte de la stabilité de la boucle. L'amplificateur de puissance génère une variation significative de la phase en fonction de l'amplitude et de la fréquence. De plus le signal de la boucle est retardé à cause du passage à travers l'amplificateur, le coupleur et le démodulateur vectoriel. Donc une rétroaction positive peut se produire et par conséquent une instabilité peut être générée.

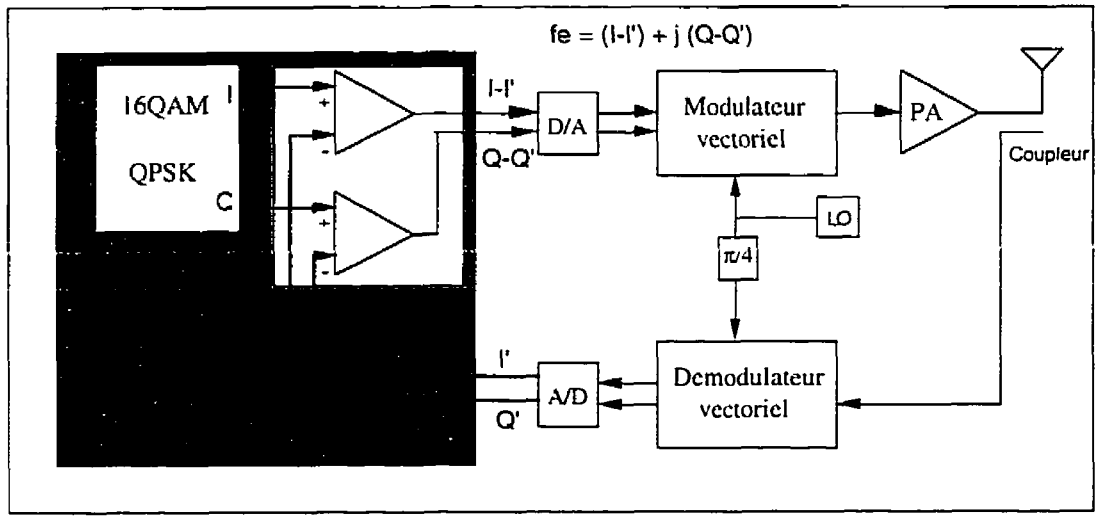


Figure 2.2 Schéma bloc du système linéarisé par rétroaction cartésienne

2.4.1.2 Les points saillants de la technique

En résumé, le contrôle de la linéarité est limité par la stabilité de la boucle, par la précision

du circuit de la branche de rétroaction et par le niveau de la non linéarité de l'amplificateur de puissance. Une désadaptation en gain et en phase entre I,Q dans le démodulateur vectoriel amène une erreur à la fonction erreur, ce qui demande un gain suffisant de la boucle pour répondre à la correction. D'autre part, la stabilité, qui est fonction de la réponse en phase de l'amplificateur de puissance, limite le gain de la boucle, donc, limite la correction. Pour augmenter le marge de phase de le stabilité, on peut ajuster un filtre avec la compensation de phase nécessaire [20].

Il est à souligner que la largeur de bande de cette technique se trouve limitée à 5% de la fréquence d'opération et que pour obtenir une suppression de bande de 40 dB, il faut une précision dans le contrôle du modulateur et du démodulateur vectoriel de 0.1 dB et 1°. Par contre, une excellente suppression des inter modulations a été obtenue en simulation avec une relation porteuse/intermodulation de -70 dBc. Les avantages et les désavantages de la technique sont:

- Avantages
  1. Temps de convergence zéro à travers une correction continue.
  2. Permet d'être conçue de façon numérique et analogique.
  3. Simplicité

- Désavantages
  1. La linéarité et la largeur de bande est fortement dépendante du délai de la branche de rétroaction.
  2. La stabilité critique de la boucle.
  3. Le filtrage de mise en forme doit être conçu après l'amplificateur de puissance.

2.4.2 Predistorsion

La façon la plus simple d'introduire une compensation de la distorsion dans un signal, produit par une non linéarité, est à travers une autre non linéarité complémentaire. C'est-à-dire, l'inverse de la fonction non linéaire dans le cas de son existence. Ce concept est utilisé par la plus ancienne technique de linéarisation appelée "prédistorsion"[3]. Un élément ayant une caractéristique non linéaire sert comme générateur de distorsion complémentaire où le signal d'entrée est prédistortionné avant d'être passé à travers le dispositif non linéaire qui doit être linéarisé.

Cette technique à été utilisée pendant des années par plusieurs systèmes de communication dû à la simplicité de sa conception, mais étant donné les phénomènes de dérive en fonction de la température, de vieillissement, etc., la technique souffrait des déséquilibres de compensation qui introduisent une perte de la performance. Dans cette condition, l'incorporation d'une action adaptative a été nécessaire pour compenser cette variation, et ce, au détriment de la complexité à l'égard de la conception du système.

2.4.2.1 L'action discontinue de l'adaptabilité

Comme nous l'avons mentionné plus haut, la rétroaction peut être vue comme une technique de prédistorsion avec une correction continue de la fonction de prédistortion, c'est-à-dire, l'adaptabilité continue de la prédistorsion à travers une comparaison. Mais vu que les phénomènes de dérive génèrent des variations lentes de la non linéarité en comparaison avec la variation du signal, la correction de la fonction de prédistortion peut être obtenue de façon discontinue. Celle-ci est contrôlée à travers la surveillance du niveau de distorsion contenu dans le signal. Plus clairement, si la distorsion dépasse un niveau

prefixé, l'adaptabilité est déclenchée et un nouveau calcul de la fonction de prédistortion est exécuté avec un temps de convergence qui dépend des algorithmes utilisés. Une fois la correction de la fonction de prédistorsion faite, l'adaptabilité est interrompue et l'action de la linéarisation continue.

Cette particularité permet que la linéarisation soit faite de façon indépendante de l'adaptabilité. Ceci a comme résultat, l'élimination de l'instabilité dont la technique de rétroaction cartésienne souffre.

2.4.2.2 La méthode de la table de correspondance

L'élément de caractéristique nonlinéaire, qui sert comme générateur de la prédistorsion, peut être conçu de façon numérique à travers une table de correspondance [13], voir la figure 2.3. Celle-ci a un nombre d'entrées de valeurs discrètes en couvrant la plage de variation de l'amplitude du signal. À l'aide d'une interpolation linéaire où à "spline" cubique, elle peut fournir pour n'importe quelle valeur définie du signal d'entrée une valeur équivalente prédistortionnée à la sortie.

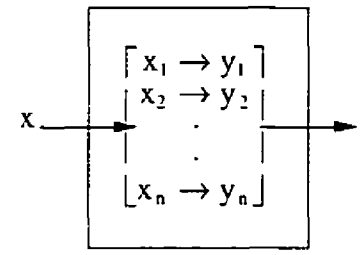


Figure 2.3 Table de correspondance

2.4.3 Prédistorsion complexe (table à deux dimensions)

Plusieurs publications utilisant la technique de prédistorsion ont été présentées, mais, elles sont limitées à l'utilisation de certaines modulations particulières. A la différence de celles-ci, Nagata [5] présenta une technique de prédistortion basée sur une table de correspondance 'ookup-table) à deux dimensions, sans être conditionnée à des types de modulation ni à un certain ordre de non linéarité. Cette technique a démontrée une bonne performance, mais avec certains inconvénients à lever.

2.4.3.1 Description générale

Supposons que le signal complexe S = I+jQ est une série de pulses résultant d'une modulation linéaire, voir la figure 2.4, et S_i l'échantillon complexe "i" du signal quantifié avec 2^n niveau de quantification (n= nombre de bits par échantillon). La valeur complexe $Si = I_i+jQ_i$ agit sur la table complexe où se trouvent toutes les valeurs discrètes de prédistorsion D. Chaque somme complexe Si + Di affiche l'échantillon complexe "i" avec prédistorsion et la série S + D représente la série de pulses avec prédistorsion qui passera par le bloc D/A en donnant le signal analogique S(t) + D(t). Ensuite, ce signal est conduit à travers un modulateur vectoriel micro-ondes et amené à l'entrée de l'amplificateur de puissance. Étant donné que D(t) a été calculé en fonction d'une non linéarité complémentaire à celle de l'amplificateur de puissance, la distorsion générée par celui-ci sera annulée par D(t) en donnant comme résultat une amplification linéaire. Soit le signal d'entrée de l'amplificateur:

$$A(t) = [S(t) + D(t)] \exp j\omega t \qquad (1)$$

Pour une amplification linéaire du signal S(t) avec l'annulation de la distorsion, la sortie sera donnée par:

$$Z(t) = KS(t) \exp j\omega t \tag{2}$$

où K est le gain de l'amplificateur en régime linéaire. Par conséquent, pour obtenir une annulation complète de la distorsion, toutes les valeurs de D(t) doivent être d'une forme telle que la condition suivante soit satisfaite pour toutes les valeurs définies de S(t):

$$KS(t) \exp j\omega t = F[S(t) + D(t)] \exp j\omega t \tag{3}$$

où F[S(t) + D(t)] représente le gain complexe non linéaire de l'amplificateur. Si la condition d'égalité de l'équation (3) n'est pas satisfaite, D(t) doit être recalculé de façon itérative à travers une mise à jour de la table de correspondance. En prenant un échantillon du signal de sortie de l'amplificateur de puissance micro-onde à travers un coupleur, figure 2.4, le signal est démodulé de façon synchrone pour obtenir le signal de rétroaction P(t) = I' + j Q'. Ce signal est conduit à travers un bloc A/D pour obtenir une série de pulses P. Chaque échantillon complexe Pi de P est comparé avec le correspondant échantillon complexe Si de S. Comme résultat on obtient une erreur "E_i", qui doit agir sur le changement de Di dans la table de correspondance jusqu'à satisfaire la condition (3). Une fois que les valeurs de la table sont recalculées et mises à jour, la boucle s'ouvre et le système se comporte comme un contrôle à boucle ouverte, ce qui donne une stabilité sans condition au système.

L'erreur $E_i = S_i - P_i$ est minimisé de façon itérative à travers le calcul de $(D_i)_n$ selon l'équation suivante:

$$(D_i)_n = (D_i)_{n-1} + \alpha.E_i, \tag{4}$$

où $(D_i)n$ = la nouvelle valeur de prédistorsion,

$(D_i)_{n-1}$ = la valeur initiale ou précédente de prédistorsion,

α = le coefficient d'amplification,

le nombre d'itérations "n" dépend de la distorsion de l'amplificateur et de la relation Porteuse/Intermodulation C/I requise à la sortie. Il faut cinq itérations pour arriver à C/I = -60 dBc.

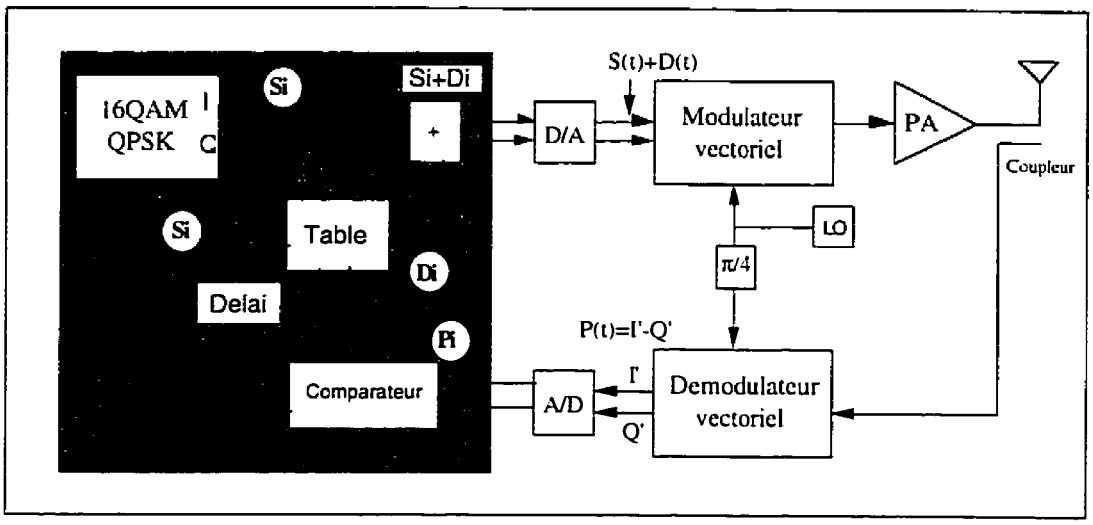


Figure 2.4 Schéma bloc du système linéarisé par prédistorsion avec une table à deux dimensions

2.4.3.2 Temps de convergence et quantité de mémoire nécessaire

Le temps de convergence de toutes les valeurs D_i vers les valeurs optimales dépend des changements de la non linéarité de l'amplificateur de puissance en fonction de la température, du vieillissement et du changement de la fréquence de la porteuse. Les deux premiers sont très lents et le système peut suivre les changements sans produire de dégradation dans le spectre. Le troisième a besoin de changer une grande partie des valeurs D_i dans la table de correspondance «L.U.T.», à cause du changement rapide de la

non linéarité. Ceci demande, selon la condition, environ 10 secondes avec une forte dégradation spectrale. D'ailleurs le signal S(t) est complexe et par conséquent, l'échantillonnage doit être complexe. En plus si nous voulons obtenir un rapport de C/I = -60 dBc, il faut 10 bits pour chaque échantillon minimum, ce qui demande 1 Moctets de mémoire pour stocker toutes les valeurs D_i en fonction de toutes les trajectoires possibles de S dans le plan complexe.

2.4.3.2 Les points saillants de la technique

À part le problème de convergence dans le cas d'un changement de porteuse et la quantité de mémoire dont elle a besoin, la méthode offre une excellente performance: bonne efficacité, bonne adaptabilité et bonne réponse à la relation C/I = -60 dBc. En plus, il se comporte comme un système de contrôle en boucle ouverte où la prédistorsion est faite dans le circuit numérique. Pour finir, la technique n'est pas conditionnée à aucun type de modulation ni degré de la non linéarité . Les avantages et les désavantages de la technique sont:

- Avantages
  1. Le processus de linéarisation est fait de façon indépendante de l'adaptabilité des valeurs contenues dans la table de correspondance.
  2. Accepte tout type d'ordre de non linéarité.
  3. Le filtrage de mise en forme peut être conçu avant l'étape de prédistortion.
- Désavantages
  1. Temps de convergence assez long.
  2. Quantité de mémoire assez large.

2.4.4 Prédistorsion complexe (table à une seule dimension)

Se basant sur la technique précédente, qui présente une bonne performance en utilisant une table de correspondance à deux dimensions (I,Q), Caver[6], chercha une façon d'améliorer la technique en fonction de la quantité de mémoire et du temps de convergence. Cette technique, qui utilise la versatilité de la technique précédente, offre l'avantage d'afficher un temps de convergence très réduit (4 msec contre 10 sec.) et l'insensibilité aux variations de la non linéarité de l'amplificateur de puissance à cause du changement de la fréquence de la porteuse.

2.4.4.1 Description générale

La figure 2.5 montre le schéma théorique de la technique où la désignation des signaux est basée sur le concept de l'équivalent complexe de l'enveloppe du signal et du système. L'amplificateur de puissance est modélisé comme un dispositif non linéaire sans mémoire au moyen d'une fonction de transfert complexe $G(X_d)$ avec un argument réel X_d [9]. Cette fonction servira pour relier l'enveloppe complexe du signal d'entrée $V_d(t)$ et de sortie $V_a(t)$ de la façon suivante:

$$V_a = G(X_d)\, V_d \tag{5}$$

où

$$X_d = |V_d|^2 \tag{6}$$

et

$$G(X_d) = G_x(X_d) + j\, G_y(X_d) \tag{7}$$

Il est à noter que $G(X_d)$ dépend seulement de la puissance instantanée d'entrée $|V_d|^2$, c'est-à-dire qu'elle est fonction de la variation de l'amplitude et non de la variation de la

phase de l'enveloppe complexe du signal d'entrée. Dans cette condition, $G(X_d)$ représente le gain complexe qui caractérise les distorsions d'amplitude AM/AM et de phase AM/PM générées par l'amplificateur de puissance.

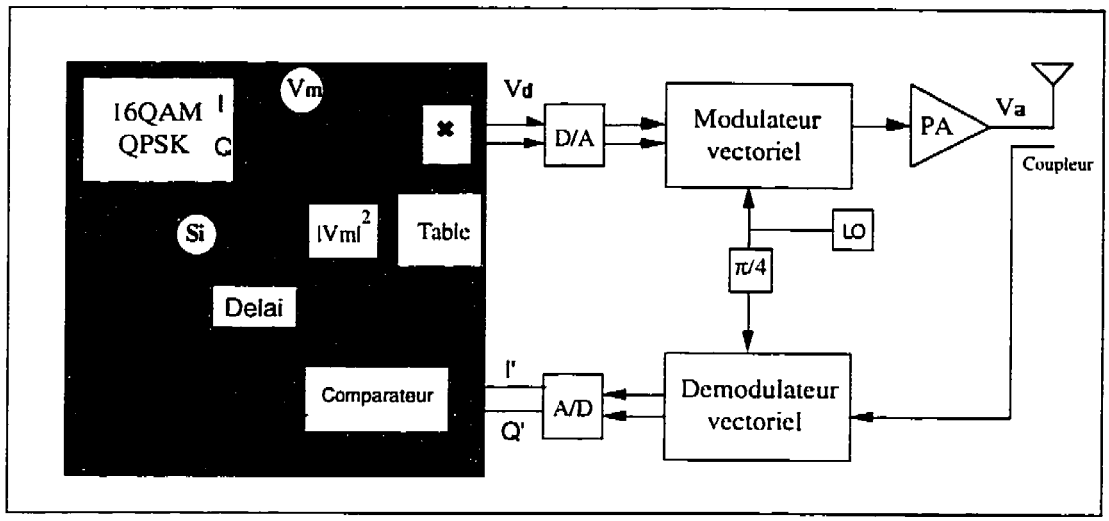


Figure 2.5 Schéma bloc du système linéarisé par prédistorsion avec une table à une seule dimension

De la même façon, la fonction de prédistortion peut être formulée comme une fonction de transfert $F(X_m)$ où l'enveloppe complexe du signal d'entrée $V_m(t)$ et de sortie $V_d(t)$ sont reliés par:

$$Vd = Vm.F(X_m) \tag{8}$$

où

$$Xm = |Vm|^2 \tag{9}$$

et

$$F(Xm) = Fx(Xm) + j\ F(Xm) \tag{10}$$

En faisant la combinaison entre (4) et (6) et en utilisant la condition linéaire d'amplification $V_a(t) = K\ V_m(t)$, on arrive à:

$$V_m.F(X_m).G\{X_m.[F(X_m)]^2\} = V_m.K \quad (11)$$

Ce qui donne:

$$F(X_m).G\{X_m.[F(X_m)]^2\} = K \quad (12)$$

L'équation (12) représente la condition de compensation de la distorsion à travers la non linéarité complémentaire de la fonction $F(X_m)$. Le facteur K est un gain de valeur constante, qui permettra d'obtenir toutes les valeurs optimales de $F(X_m)$ pour toutes les valeurs dans la plage de variation de Xm.

Il est à noter que le gain complexe $F(X_m)$ étant une fonction complexe d'une variable réelle Xm, elle peut être représentée au moyen d'une table de correspondance L.U.T à une seule dimension, à la différence de la technique précédente qui utilise une table à deux dimensions (I,Q). Cette différence permet de réduire la quantité de mémoire nécessaire et par conséquent l'élimination du temps de convergence dans le cas de changement de la fréquence de la porteuse, rappelons que la non linéarité est focntion de la fréquence de la porteuse. Par exemple, pour une bonne performance, cette technique nécessite seulement 64 entrées dans la table de correspondance contre 1 million d'entrées dans le cas précédent. Ceci permet l'implémentation d'une table pour chaque porteuse pour représentér $F(X_m)$ à ces fréquences.

2.4.4.2 Quantification de la puissance de l'enveloppe

Lorsque nous disons qu'il faut une dimension, la représentation de $F(X_m)$, en fonction de la variation de l'amplitude de la puissance instantanée, se fait de façon annulaire dans le plan complexe I,Q. Il est à noter que chaque circonférence de rayon X_{mi} représente une zone équipotentielle de la distorsion AM/AM et AM/PM. Dans cette condition, en tenant

compte des limites de la plage de variation de la puissance instantanée à l'entrée, il faudra définir la puissance maximale à laquelle peut arriver la linéarisation à travers un paramètre S. En prenant la puissance de saturation de l'amplificateur comme point de référence, la puissance maximale d'entrée sera donnée par:

$$P_{mm} = \frac{S.P_{SAT.}}{K^2} \qquad 0 < S < 1 \tag{13}$$

Ensuite, la plage de variation de la puissance sera:

$$0 \leq x_m \leq P_{mm} \tag{14}$$

En prenant un nombre N_t de valeurs discrètes (nombre d'entrée dans la table), le pas de quantification sera:

$$D_g = \frac{P_{mm}}{N_t} \tag{15}$$

et chaque valeur discrète de la puissance à l'entrée de la table sera donnée par:

$$x_{mi}=\{x_m: iD_g \leq x_m \leq (i+1)D_g\} \qquad i=1,2,3.....N_t-1, \tag{16}$$

$$x_{mi} = D_g\left(i + \frac{1}{2}\right) \tag{17}$$

où F_i sera optimisée pour chaque valeur x_{mi}

$$F_i=F(x_{mi}). \tag{18}$$

La figure 2.6 montre la quantification de la puissance sur le plan complexe (Q,I) et trois trajectoires possibles du signal avec une modulation π/4QPSK. Chaque circonférence représente une zone équipotentielle de la distorsion AM-AM et AM-PM.

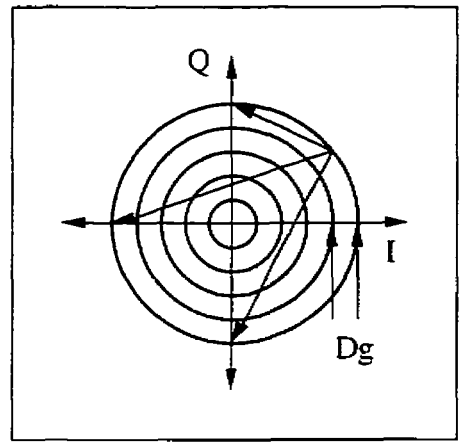


Figure 2.6 Plan complexe I,Q pour la quantification de la puissance

2.4.4.3 Calcul de la fonction de transfert de prédistorsion $F(x_m)$

Dans le but de résoudre l'équation (10) pour une estimation adaptative de chaque valeur de $F(X_m)$, la technique utilise comme méthode numérique de calcul la méthode par la séquante, qui est définie par:

$$F(k+1) = \frac{F_i(k-1)\, e(F_i(k)) - F_i(k)\, e(F_i(k-1))}{e(F_i(k)) - e(F_i(k-1))}\ , \qquad (19)$$

où $F_i(k)$ est la $k^{ième}$ itération de l'entrée "i" dans la table de correspondance et où la fonction erreur "e" est donnée par:

$$e(F) = V_a(F) - KV_m\,. \qquad (20)$$

Comme nous l'avons mentionné antérieurement, le nombre d'itérations de calcul dépend du niveau de distorsion de l'amplificateur et de la relation C/I requise à la sortie. Il est à souligner que la technique a été expérimentée avec 64 entrées dans la table de correspondance et dix itérations pour chaque entrée. Un temps de convergence de 4 ms a été obtenue comme résultat pour chaque mise à jour de la table.

Une fois la table est mise à jour avec les coefficients de distorsion correspondants à chaque entrée, la boucle s'ouvre et le système se comporte comme un contrôle en boucle ouverte. C'est-à-dire, la linéarisation est faite de façon indépendante de l'adaptabilité des coefficients de la table de correspondance, ce qui donne une stabilité sans condition au système.

2.4.4.4 Les points saillants de la technique

La technique offre un temps de convergence réduit par les changements de la non linéarité à cause de la variation de la température, du point d'opération, du vieillissement, etc. De plus, le temps de convergence à cause du changement de la fréquence d'opération est éliminé dû à la possibilité de mettre la non linéarité caractérisée par chaque porteuse dans la table de correspondance. Ceci est possible à cause de la faible quantité de mémoire dont chacune a besoin. Les avantages et les désavantages de la technique sont:

- Avantages
  1. Le processus de linéarisation est fait de façon indépendante de la mise à jour de la table de correspondance.
  2. La technique accepte tout type d'ordre de non linéarité.
  3. Le filtrage de mis en forme peut être conçu avant l'étape de prédistortion.
  4. Le temps de convergence réduit.
  5. La quantité de mémoire requise assez faible.
- Désavantages
  1. Le coût de compilation (mise en opération) très élevé
  2. Les problèmes de divergence.

2.5 Introduction à la technique de prédistorsion numérique adaptative avec la modélisation en temps réel de la non linéarité

2.5.1 Échantillonnage et suréchantillonnage du signal

Nous avons vu dans le chapitre I et dans les sections précédentes que les variation d'amplitude résultant des méthodes de modulation numérique linéaire jouent un rôle important dans les techniques de linéarisation. Cet phénomene est la cause principale de la distorsion d'amplitude et de phase du signal produit à la sortie d'un amplificateur de puissance.

Il est important de noter que la représentation vectorielle constitue un outil d'analyse commode pour définir les méthodes de modulation linéaire. Dans cette représentation, en utilisant la méthode de l'équivalent complexe en bande de base, on peut associer au signal s(t) de l'expression (21) un vecteur OM qui a pour module v(t) et pour argument φ(t) dans le plan complexe I,Q (figure 2.7).

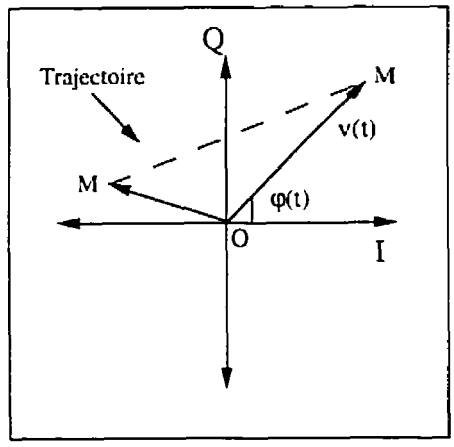


Figure 2.7 Représentation vectorielle du signal s(t) et trajectoire du point M entre deux symboles

$$s(t) = v(t)\, e^{j\varphi(t)}. \tag{21}$$

Le point M se déplace au cours du temps dans le plan I,Q où il est défini à chaque instant par ses coordonnées polaires v(t) et φ(t). Dans le cas d'une transmission numérique, v(t) et φ(t) sont des signaux numériques filtrés selon les critères de Nyquist [11]. Les intervalles de temps T associés à chaque position discrète, appelée symbole, sont égales et centrées aux instants d'échantillonnage t = kT. À ces instants v(t) et φ(t) prennent des valeurs discrètes dans un nombre limité de position dans le plan I,Q. Cet ensemble de positions est appelé constellation, figure 2.8.

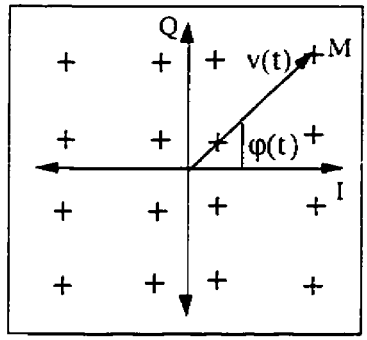


Figure 2.8 Constellation d'une modulation QAM à16 états

Il est important de noter, que pour les modulations linéaires, l'information numérique transportée est contenue dans la position de point M aux instants d'échantillonnage, c'est à dire dans la valeur des coordonnées polaires de M à ces instants, v(kT) et φ(kT). Dans cette condition, il n'est pas nécessaire de connaître la trajectoire du point M entre deux instants d'échantillonnage successifs pour discriminer l'information contenue dans le signal modulé. Mais dans le cas de la linéarisation, la trajectoire du point M entre deux symboles peut fournir des informations du niveau de distorsion contenue dans le signal au cours du temps du déplacement. C'est à dire, si la trajectoire du point M est connue à l'entrée et à la sortie d'un amplificateur de puissance, la comparaison correspondante

fournira l'information qui modélise la non linéarité à chaque instant prédéfini et pour chaque valeur d'amplitude pris par le module v(t) à ces instants. Rappelons que la variation d'amplitude est la cause principale de la distorsion d'amplitude AM/AM et de phase AM/PM contenue dans le signal, on peut associer des niveaux de distorsion à des circonférences représentées sur le plan I,Q selon la figure 2.9. C'est à dire, chaque circonférence représente une zone équipotentielle de la distorsion AM-AM et AM-PM.

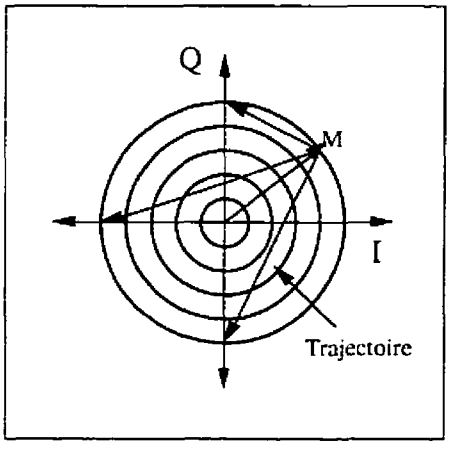


Figure 2.9 Plan I,Q, quantification de la distorsion AM/AM et AM/PM et trajectoire du point M entre deux symboles

Il est clair que les instants prédefinis sont l'effet d'un suréchantillonnage du signal aux instants t = kT' où la valeur des coordonnées polaires de M à ces instants sont v(kT') et φ(kT'), T' est l'intervalle de temps entre échantillons pendant le déplacement du point M. Ensuite, l'information fournie par ce processus aidera à la détermination d'une fonction qui modélise le comportement de l'amplificateur de puissance pendant son fonctionnement. De cette façon, on est arrivé à la modélisation en temps réel de la non linéarité. Cette modélisation permettra, à l'aide d'une interpolation inverse, la détermination d'une autre fonction caractérisée par sa non linéarité complémentaire et appelée fonction de prédistorsion. La figure 2.10 montre la trajectoire avec prédistorsion

générée par cette fonction et les trajectoires à l'entrée (sans distorsion) et à la sortie (avec distorsion) de l'amplificateur sans linéarisation.

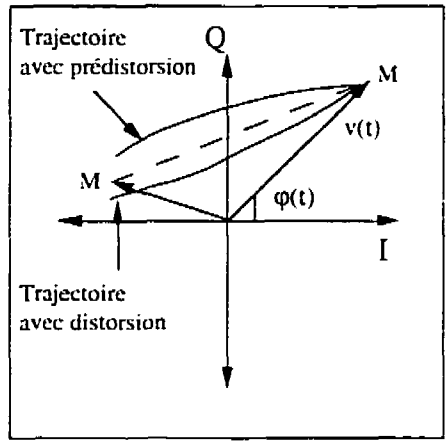


Figure 2.10 Trajectoires du point M avec distorsion (sortie de l'amplificateur) et avec prédistorsion (fonction de prédistorsion)

La fonction de prédistorsion est générée en utilisant deux tables de correspondance formées de valeurs discrètes et en faisant appel à une interpolation de type linéaire ou à "spline" cubique. Ces tables sont mises en cascade où la première génère la prédistorsion d'amplitude et la deuxième la prédistorsion de phase, figure 2.11.

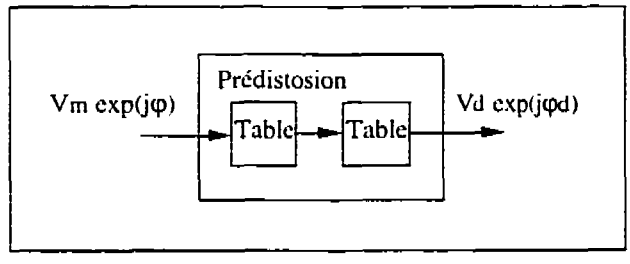


Figure 2.11 Bloc de prédistorsion avec deux tables en cascade pour générer la prédistorsion d'amplitude et de phase.

2.5.2 Non linéarité complémentaire

Nous allons commencer par une description simple de la prédistortion à l'aide du diagramme bloc et de la représentation fonctionnelle montrés sur la figure 2.12 (a) et (b) respectivement.

Un élément non linéaire est placé devant le dispositif à compenser (PA) de telle sorte que sa caractéristique complémentaire rend la fonction de transfert globale linéaire. Dans cette condition, nous soulignons deux points importants de départ: premièrement, la détermination de la fonction $f_2(x)$, qui caractérise le dispositif non linéaire PA, et deuxièmement, la propriété de réversibilité de cette fonction, ce qui nous permettra de déterminer la fonction $f_1(x)$ qui caractérise l'élément de prédistorsion.

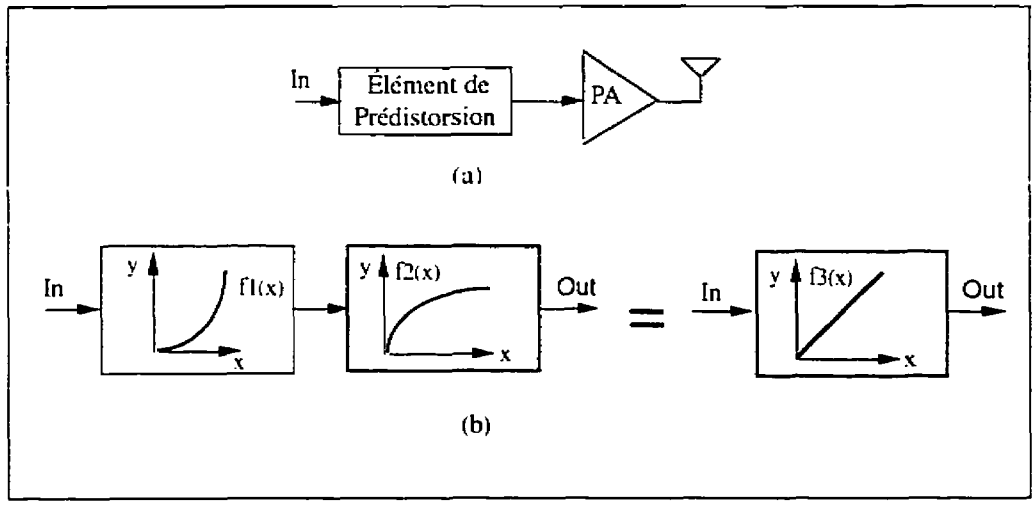


Figure 2.12 (a) Schéma bloc, (b) Représentation fonctionnelles

Supposons que $f_2(x)$ est connue grâce à des mesures préétablies de valeurs discrets (x_i,y_i) d'entrée et sortie du dispositif à compenser. En utilisant la propriété de réversibilité à travers l'interpolation inverse [16], ces valeurs discretes serviront pour déterminer la

fonction $f_1(x)$, qui permettra de fournir, pour n'importe quelle valeur définie du signal d'entrée, une valeur équivalente avec prédistortion à la sortie. En effet, le système se comporte comme une fonction de transfert linéaire selon l'équation suivante:

$$f_3(x) = f_2(f_1(x)) = x \tag{22}$$

C'est-à-dire, la non linéarité est compensée à travers une non linéarité complémentaire dans la plage de valeurs prédéfinies de la variable d'entrée.

2.5.3 Variation de la fonction $f_2(x)$ en fonction de la Température "T"

Supposons maintenant que la fonction qui caractérise le dispositif à être compensé dépend du paramètre "T" (température), c'est-à-dire: $f_2(x,T)$. La figure 2.13 montre la fonction $f_2(x)$ pour différentes valeurs du paramètre T.

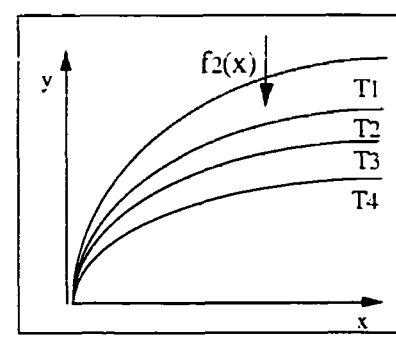


Figure 2.13 Variation de la fonction $f_2(x)$ en fonction de la Température "T"

Sachant que la fonction $f_1(x)$ est calculée pour une fonction $f_2(x)$ observée à une température T_1, $f_1(x)$ ne peut pas compenser de façon optimale $f_2(x)$ pour une température T_2. En conséquence, selon la rapidité de variation du paramètre T, on observe

un déséquilibre progressive de la compensation.

Pour résoudre ce problème, il faudra considérer une action adaptative qui puisse suivre ce changement. Ceci nous oblige à déterminer de nouveau $f_2(x)$ pour recalculer $f_1(x)$ et par conséquent, rééquilibrer la compensation.

2.5.4 Modélisation en temps réel "RTM"

Le concept de la modélisation en temps réel "RTM" se montre intéressant en ce qui concerne la détermination de $f_2(x)$ chaque fois qu'il soit nécessaire. Signalons à ce propos que lorsqu'on parle de la modélisation en temps réel, la variable x varie en fonction du temps. En conséquence, nous pouvons suivre le changement de $f_2(x)$ en échantillonnant les variables d'entrée et de sortie du dispositif PA. Ensuite, en suivant le processus de calcul à travers une interpolation inverse [16], la table de correspondance est mise à jour ce qui permet l'adaptabilité de $f_1(x)$. La figure 2.14 montre l'action adaptative à travers la modélisation en temps réel de la fonction $f_2(x)$ qui caractérise le dispositif non linéaire PA.

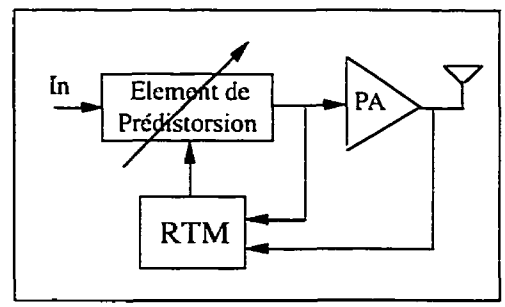


Figure 2.14 Action adaptative à travers de la modélisation en temps réel.

Il nous reste maintenant à remarquer que le changement de $f_2(x)$ en fonction du paramètre "T" n'agit pas rapidement en comparaison avec la variation de la variable d'entrée "x".

Donc, l'effet du changement, qui est donné de façon progressive, tarde à se manifester. Ceci marque un point important qui nous permet d'utiliser une action discontinue de l'adaptabilité. C'est-à-dire, la correction de la fonction de $f_1(x)$ est réalisée par intervalles aléatoires de temps et est contrôlée à travers la surveillance du niveau de distorsion contenue dans la sortie. Autrement dit, si la distorsion dépasse un seuil préfixé, le processus d'adaptation est déclenchée et un nouveau calcul de la fonction de prédistortion $f_1(x)$ sera exécuté à travers la mise à jour de la table de correspondance. Les intervalles entre chaque déclenchement sont fonction de la vitesse de modification de $f_2(x)$. Une fois la correction de la fonction de prédistorsion faite, l'adaptation est interrompue et l'action de la linéarisation continue.

Cette particularité permet que la linéarisation soit faite de façon indépendante de l'adaptation, ce qui donne comme résultat, l'élimination de l'instabilité dont souffre la technique de rétroaction continue.

Ce concept décrit pour le cas de dérive en fonction de "T" est généralisé pour d'autres paramètres comme: la variation du point d'opération, le vieillissement, etc.

Pour conclure cette introduction à la technique proposée, on peut souligner que la modélisation du comportement de l'amplificateur de puissance pendant son fonctionnement est l'algorithme principal développé par cette technique. Cet algorithme est basée sur la modélisation du gain complexe sans mémoire proposée pour Kaye [9] et utilisée plus tard par Nagata [5] et Cavers [6]. Cette modélisation en temps réel élimine l'utilisation des algorithmes itératifs ce qui élimine les temps de convergence dont souffrent différentes techniques de linéarisation.

2.6 Conclusion

À l'exception d'un bref commentaire sur la technique par post-compensation, caractérisée par sa conception uniquement analogique, ce chapitre a présenté les techniques de linéarisation numériques. Ces techniques ont été décrites au moyen d'une même structure composée d'une partie analogique, source de distorsion, et d'une partie numérique (DSP).

La technique par rétroaction cartésienne, présente une bonne performance par rapport au produit d'intermodulation avec un rapport C/I = -70 dBc en simulation. Mais une rétroaction positive peut être générée à cause de la sensibilité à l'instabilité.

Ensuite, la technique de prédistorsion avec une table a deux dimensions (Nagata) offre une bonne compensation de la distorsion en utilisant trois concepts importants: i) la prédistorsion, ii) l'action discontinue de l'adaptabilité et iii) la méthode de la table de correspondance. Le processus de linéarisation est fait de façon indépendante de l'adaptabilité des valeurs contenues dans la table de correspondance. Ce qui donne une stabilité sans condition au système. Mais la nature des algorithmes que caractérisent la technique, présente un temps de convergence assez long et une quantité de mémoire assez large. Dans le but de résoudre ces problèmes, la technique de prédistorsion avec une table à une seule dimension (Caver) a été basée sur l'hypothèse que la distorsion est générée à cause de la variation de l'amplitude. Ceci a permis la diminution de la quantité de mémoire nécessaire.

Le chapitre conclu avec une introduction à la technique de prédistorsion proposée. Cette technique fait l'objet de ce travail et montre la contribution originale de ce mémoire.

Chapitre III

Adaptive Digital Predistorter for Power Amplifiers with Real Time Modeling of Memoryless Complex Gains

3.1 Présentation

Ce chapitre est présenté selon les normes et procédures concernant les mémoires par articles intégrés. L'article qui traite de la technique proposée, a été soumis pour publication dans la revue "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques" et représente une version complete d'un article qui a été présenté et publié dans le congrès international de micro-ondes à San Francisco "MTT-S 1996 International Microwave Symposium".

L'article commence par une description générale de la technique à l'aide du diagramme bloc. Celui-ci représente un modèle simple d'émetteur pour transmission numérique où est inclu le bloc de prédistorsion.

Un rappel de la non linéarité des amplificateurs de puissance est présenté avec la définition

des non linéarités sans mémoire. Ensuite, la condition de prédistorsion est décrite à travers des équations où la fonction de transfert doit satisfaire la propriété de réversibilité.

La méthode de simulation utilisée est décrite avec le concept de l'équivalent complexe en bande de base du système et du signal. L'équation qui résulte de l'équivalent complexe du signal sera l'élément outil pour décrire l'algorithme de la modélisation en temps réel. Ensuite, le suréchantillonnage est utilisé pour obtenir des valeurs discretes des signaux qui permettront l'interpolation de la fonction de prédistorsion à travers la modélisation en temps réel du PA.

Dans la dernière partie, une discussion de l'interpolation linéaire ou à "spline" cubique et de la compensation de décalage entre deux signaux est présentée. Pour finir, les résultats obtenus pour trois conditions de non linéarités différentes sont comparées pour une évaluation de la technique.

ADAPTIVE DIGITAL PREDISTORTER FOR POWER AMPLIFIERS WITH REAL TIME MODELING OF MEMORYLESS COMPLEX GAINS

Ernesto G. Jeckeln, Fadhel M. Ghannouchi and Mohamad Sawan

Department of Electrical and Computer Engineering
Ecole Polytechnique de Montréal
C.P. 6079, Succ. Centre Ville
Montréal, Canada H3C 3A7

ABSTRACT

This paper presents a digital predistorter with real time modeling of AM-AM and AM-PM characteristics of a power amplifier. The input and output lowpass equivalent complex envelope signals of the power amplifier are sampled, scaled and updated into a lookup table to provide the predistorted signal. An improvement of 45 dB of out-of-band spectrum regrow is obtained in simulation with Signal Processing WorkSystem (SPW). The proposed technique is strait forward and no iterative process is needed to correct for any drift in the operation point of the power amplifier. This technique is robust and efficient, and can support different schemes of digital modulations.

3.3 Introduction

With the increasing demands on the RF and microwave spectrum, caused by the proliferation of wireless communications and satellite networks, more spectrally efficient modulation techniques will have to be used. Linear modulation methods, like M-ary QAM, meet this requirement, but their performance is strongly dependent on the linearity of the transmission system. In addition, to maximize the power added efficiency and the power output, the power amplifier is often operated near saturation where the input/output power characteristics becomes nonlinear. If linear modulation with fluctuating envelope is used, distortion and spectral spreading into adjacent channels that cause interference for other channels will occur. In order to reduce these undesired effects and meet the desired power and spectral efficiencies performances, linearization techniques have been introduced.

A variety of linearization methods have been reported and the three main types are: 1) Feed-forward [1], which includes an open loop configuration and, appropriate for wideband. It can handle multicarrier signal but can not easily be controlled against the effects of drift. Moreover, their poor power efficiency make it suitable in base station only. A good analysis of adaptation behavior has been presented in [2]; 2) Cartesian-Feedback [3], which presents an excellent reduction of out-of-band emissions and it is relatively easy to implement. However, stability requirement limits its bandwidth because of its critical dependence on the loop delay; 3) Predistortion [4], have an open loop configuration. This method uses a nonlinear element which precedes the device to be compensated. Its gain expansion characteristic cancel the gain compression of the amplifier that yields the linear overall transfer function of both, the predistorter and the

amplifier. Like feed-forward, it is very sensitive to drifts.

Recently, the technology progress of digital signal processors has been one of the motive of the imminent course toward digital modulation techniques. Various applications such as realization of digital filters, generation of accurate gain and phase matching in two quadrature modulating signal and real-time compensation of amplifier non-linearities have permitted the use of these processors in several methods of linearization, which are called "Digital Linearization Techniques".

In order to avoid the effect of temperature variation, device power supply precision and drifts produced by switching between channels, adaptability is needed. In this case, an adaptive digital predistorter is the most promising technique that can be applied to narrow band Personal Communication Service (PCS) using a digital signal processor (DSP). The first successful work was presented by Nagata [5] using a two-dimensional look-up table technique with adaptive digital feedback at baseband and pulse shaping filter prior to predistortion. This technique has the advantage that any order of nonlinearity and any modulation format can be supported. Followed later by Caver [6] and Faulkner [7], several drawbacks were eliminated using one-dimensional table. This has made possible that less memory is needed and the convergence time is reduced. These previous techniques used iterative algorithms.

An interesting idea was proposed by Wilkinson [8] using two look-up tables (one for the amplitude and the second for the phase). Each includes one hundred entries covering the range of input levels. To reduce the size of memory required, linear interpolation is used to interpolate between entries. The later technique does not consider any adaptability

dedicated to drift correction.

This paper reports on an adaptive digital predistorter with real time modeling (RTM) of memoryless complex gains that can supply correction without using iterative algorithm and without any restriction as the compensation delay for power amplifier (PA). Moreover, any order of nonlinearity and any modulation format can be supplied by the linearizer. This technique, which uses the concepts of lowpass equivalent signals and systems, is implemented with a DSP where the RTM of AM-AM and AM-PM characteristics is performed to provide, using a one-dimensional lookup table technique, the predistorted signal.

Section II present a brief description of the system and the operating conditions for the predistorter. Section III presents a simulation background, the important concepts, on which the linearization technique is based, are developed and discussed. The results are presented and analyzed in section IV and the conclusions are presented in section V.

3.4 The new linearization technique

In this section, a general description of the system is presented. The concept of a saturation, nonlinearity and memoryless nonlinearity are defined and the conditions for an ideal compensation are developed.

3.4.1 General description

A number of concepts that have been used are summarized as follows: Fig.3.1 shows a

block diagram of the adaptive predistortion linearizer where, in addition to the digital domain, a dual DA/AD converters, a quadrature modulator and demodulator, a microwave coupler and a microwave power amplifier form the analog domain to complete the entire system. The spectrally efficient 16QAM modulation method is used as a transmitted signal source, which is passed through a pulse shaping filter to ensure free inter-symbol-interference (ISI). The input and output lowpass equivalent complex envelope signals of the amplifier are sampled, scaled and updated into a lookup table to provide the predistorted signal. We notice that cascade form was chosen to generate amplitude and phase predistortion. Feedback is used only to update the look-up table. The feedback loop is opened until new significant drifts have occurred and new data has to be entered in the look-up table. In this case, mean error between the desired and the distorted feedback signals criterion is used to perform adaptability. In order to compensate for the feedback path's delay, correlation between the input amplifier and the feedback signal is performed, then, the samples of the input signal are delayed through a delay block.

3.4.2 Nonlinearity and predistortion condition

A microwave power amplifier is considered saturated when the output level is no longer increased by an increase in its input power level. Near this region the input/output relationship becomes nonlinear and, therefore, amplitude and phase distortion are generated when digital modulation with fluctuating envelop is used. In addition, a time invariant system can be classified as having either zero memory or non zero memory. In the case where the nonlinear amplifier is wideband in comparison with the input signal, zero memory is considered. The input-output relationship of such system can be written as $y(t)= G[x(t)]$.

For modeling purposes, because of the narrow-band of the baseband signal relative to the bandwidth of the PA, the PA is considered as a memoryless nonlinearity [9] and its complex gain is a function of the input amplitude only, hence the possibility to use one dimensional table during the predistortion procedure. It means that the PA nonlinearity is independent of frequency and phase of the microwave signal. In this manner, the memoryless complex gain of the PA is modeled through the amplitude transfer characteristic AM-AM and AM-PM conversion factor as shown in Fig.3.2 (a) Let the amplifier input signal be:

$$S(t) = V_m(t)\cos\left[w_c t + \theta(t)\right], \tag{1}$$

then the output signal may be expressed by:

$$Z(t) = G[V_m(t)]\cos\{\omega_c t + \theta(t) + \Phi[V_m(t)]\}, \tag{2}$$

where

$G[V_m(t)]$ is the AM-AM characteristic of the PA,

$\Phi[V_m(t)]$ is the AM-PM characteristic of the PA.

Now, considering the predistorter in the system whose output is the amplifier input signal, the resulting predistorted signal can be written as follows:

$$S_p(t) = V_d(t)\cos\{\omega_c t + \theta(t) + \alpha[V_d(t)]\}, \tag{3}$$

where V_d (t) and $\alpha[V_d$ (t)] are the predistorted amplitude and phase respectively. Then the

output signal of the PA will be

$$Z_p(t) = G[V_d(t)]\cos\{\omega_c t + \theta(t) + \alpha[V_d(t)] + \Phi[V_d(t)]\}. \tag{4}$$

From equations (1) and (4), one can see that the conditions that must be satisfied to properly correct the AM and PM distortions are :

$$G[V_d(t)] = KV_m(t), \tag{5}$$

$$\Phi[V_d(t)] + \alpha[V_d(t)] = 0, \tag{6}$$

where K is the expected constant gain of PA and $V_m(t)$ is the amplitude of the input signal to be amplified.

3.5 Simulation method

3.5.1 Equivalent lowpass signal

The complex envelope method [10], which uses the concepts of lowpass equivalent signals and systems, has been used to analyze and simulate the system. The representation of bandpass signals and systems, which satisfy the condition that their bandwidths are much smaller than the carrier frequency, can be given in terms of equivalent lowpass waveforms [11]. The modulated carrier signal x(t) can be written as:

$$x(t) = \mathrm{Re}[V(t)e^{j[\omega_0 t + \phi(t)]}] = \mathrm{Re}[V(t)e^{j\phi(t)}e^{j\omega_0 t}], \tag{7}$$

where ω_0 denotes the carrier frequency. The complex envelope of the bandpass signal or the lowpass equivalent complex signal $x_b(t)$ is given by:

$$x_b(t) = V(t)e^{j\phi(t)}. \tag{8}$$

This is an equivalent polar representation where V(t) is the amplitude modulation and $\phi(t)$ is the phase modulation of the baseband signal. The advantage to model the microwave signal and the linearized PA at baseband is that it simplifies the analysis and reduces dramatically the number of iterations during simulation when the system is analyzed.

In this manner, equation (8) can be treated as an equivalent lowpass signal. Then, in order to map the information into a corresponding set of discrete amplitudes and phases, the signal waveforms may be represented as:

$$x_{bm}(t) = V_m e^{j\phi_m} u(t), \qquad m = 1, 2, 3, \cdots\cdots, M, \tag{9}$$

where $\{V_m, \phi_m, m=1,2,..,M\}$ represent the M possible symbols in the signal-space diagram and u(t) is the waveform impulse response of the pulse shaping filter. In this manner, the lowpass equivalent complex signal that must be transmitted over the PA can be written as:

$$S(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n e^{j\phi_n} u(t - nT). \tag{10}$$

Where $\{V_n, \phi_n\}$ represents the sequence of symbols that change at the signaling intervals nT, n = 1,2,3,..., and T is the period of the symbol .

3.5.2 Real time modeling

In order to capture and eliminate the higher intermodulation levels generated by the PA, equation (10) must be oversampled according to the bandwidth to be compensated. To simplify the analysis, we can model a discrete signal through the impulse sampling representation considering the sample-data as a number occurring at a specific instant of time. In this case, the discret signal may be represented as a sequence of impulse functions of the form:

$$S(n) = \sum_{i=1}^{\infty} V_i e^{j\phi_i} \gamma(n - iT'), \tag{11}$$

where $\gamma(n-iT')$ represents the impulse sampling at the signaling intervals iT' ($i = 1,2,3,\ldots$). T' the sampling period and $\{V_i, \phi_i\}$ the discrete amplitudes and phases of the signal trajectory in the signal-space diagram.

In this manner, using equation (11), the lowpass equivalent of input signal $V_d e^{j\phi_d}$ and the scaled feedback signal $(1/K)V'e^{j\phi'}$ are oversampled to provide a number of data samples, these pairs of complex samples correspond to an ascending list of values of the input signal's amplitude. These values must be spread out to cover the overall range of the input envelope levels and must satisfy:

$$0 \le V_{d0} < V_{d1} < V_{d2} < \cdots\cdots < V_{dq}. \tag{12}$$

Then, the sequences of complex samples can be written as:

$$\sum_{l=1}^{q} V_{dl} e^{j\phi_{dl}} \gamma(n - lT''), \tag{13}$$

$$\sum_{l=1}^{q} V_l'' e^{j\phi'_l} \gamma(n - lT''), \tag{14}$$

where q is the number of samples and $V_l''=(1/K)V'$.

From (12) and (13), the samples of phase distortion can be obtained as:

$$\sum_{l=1}^{q} \phi_l = \sum_{l=1}^{q} \phi'_l - \phi_{dl}. \tag{15}$$

The set of data points (V_{d1},V''_1), (V_{d2},V''_2),.....(V_{dq},V''_q) and (V_{d1},ϕ_1), (V_{d2},ϕ_2),.....(V_{dq},ϕ_q) are used to perform interpolation. This interpolation permits to obtain the functions (16) and (17) representing the memoryless complex gain of the PA as follows:

$$V''(t) = g[V_d(t)], \tag{16}$$

$$\phi = \Phi[V_d(t)]. \tag{17}$$

Figure 3.2 (b) shows a comparison between the measured AM-AM and AM-PM characteristics and the RTM results of class AB power amplifier. To this end, 23 samples of real time modeling were used to interpolate the functions (16) and (17).

3.5.3 Predistorter

Based on the conditions (5) and (6) that must be satisfied to idealy correct the AM and PM distortion, the optimal compensation with predistortion can be achieved when the

compensation envelope transfer function is given by,

$$V_d(t) = g^{-1}[V''(t)] \tag{18}$$

and the compensation phase characteristic is given by,

$$\alpha[V_d(t)] = -\Phi[V_d(t)] \tag{19}$$

Under these conditions, the set of data point of amplitudes (V_{d1},V''_1) are interchanged as (V''_1,V_{d1}) and the set of data point of phase distortion are put in opposition according to (19). The updating of the lookup tables is made as follows:

$$\begin{Bmatrix} V_1'' \\ V_2'' \\ \vdots \\ V_q'' \end{Bmatrix} \rightarrow \begin{Bmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \\ \vdots \\ V_{dq} \end{Bmatrix} \quad \begin{Bmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \\ \vdots \\ V_{dq} \end{Bmatrix} \rightarrow \begin{Bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_q \end{Bmatrix} \tag{20}$$

It means that there are correspondence between input and output values. Figure 3.3 (a) and 3.3 (b) show both the 23 samples from RTM which represent the AM-AM and AM-PM characteristics of the PA and the predistortion functions that have been interpolated according to (20). Note that the AM-AM characteristic of the PA has been normalized relative to the small-signal gain.

A polar representation was chosen to configure the look-up tables and these can be accessed in cascade form where the first and the second tables generate the predistorted amplitude and phase respectively. These tables implement a mapping from the input to the

output, according to the number of sampled pairs, using linear or cubic spline interpolation. If cubic spline interpolation is used, only a small number of sampled pairs are needed. Figure 3.4 shows a possible configuration in a block diagram of the predistorter to obtain the predistorted signal.

3.5.4 Interpolation and curve fitting

When a set of data point such as (x_1,y_1),.....,(x_n,y_n) are known and the abscissas $\{x_k\}$ are distinct, several methods can be used to determine a function $y=f(x)$ that relates these variables [12]. One possibility is to construct a polynomial with coefficients that can be calculated such that the curve passes through the data points. For a successful result, the set of points must be known with a high degree of accuracy which limits the use of this approach. Curve fitting methods, like least-squares polynomial optimization techniques, offer a good accuracy when the set of data points are produced through an experimental set up. However, this case is frequently unsatisfactory, because a polynomial of degree N can have N-1 local extrema and it may exhibit large oscillations when data points do not lie on a polynomial curve. A solution for this problem is to use interpolation by spline functions. In this method, the curve denoted by $S(x)$ is formed by a set of lower-degree polynomials $\{S_k(x)\}$ and interpolation is performed between the successive data points. Linear, quadratic and cubic spline interpolation may be used and can be extended to higher-degree polynomial with more additional computation.

In the case of linear spline and according to purpose which is the interpolation of the predistortion function, a large number of data-points is needed to obtain a good compensation of the distortion. In quadratic spline, the curvature at the even node

(x2k,y2k) changes abruptly and this can cause an undesired distortion. Cubic splines show a good performance and is the most tempting when a smooth curve is required. In addition, only a small number of data-points is needed for a good compensation of distortion. It is known that the drawback of spline interpolation is its difficult control at the edge points.

3.5.5 Delay compensation and spectral magnitude

In order to estimate the delay in the feedback loop, correlation between the input signal of the PA and feedback signals is performed and the delay is compensated. This functional operation has many applications that can be achieved with a special purpose digital processor. One of the applications that arises in radar and sonar systems is in determining the delay of a signal which has been passed through some distorted channel. In our case, the input signal sequence x(k) of the PA and the feedback signal sequence y(k), which is the delayed and distorted version of the input, can be correlated to estimate the delay. In practice, it is possible to access only a finite segment of these sequences. Let N be the longer of these segments, m the delay variable and L the delay between signals, the correlation sequence z(m) can be written as :

$$z(m) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} x(k)y^*(k+m). \tag{21}$$

Then, the sequence z(m) is expected to reach a maximum for m=L. This can provide an accurate measure of the delay time. In our case, because of the memoryless condition of all components in the feedback loop, a delay of $\lambda = 30$ samples have been introduced to validate the algorithm. Figure 3.5 shows the cross correlation function and the sample

counter function. Note that the counter is maintained to the constant value of 29 when the maximum of correlation is reached. The number of samples counted is given by $\lambda = v + 1$, where v is the value of the counter function at the sampling instant.

In addition to estimate the spectral magnitude, the signals have been multiplied by a blackman window function w(k) to smooth the signals frequency spectrum, then, Discrete Fourier Transform (DFT) have been obtained for each signal with N=1024 points as follows:

$$x_w(n) = W(n)x(n), \tag{22}$$

$$X(k) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} x_w(n)e^{-j2\pi k/N}. \tag{23}$$

3.6 Results

As described previously, the entire system has been simulated and the linearization algorithm has been validated using SPW environment and several important analysis results are presented here.

3.6.1 Parameters and conditions of simulation

It is known that distortion due to imperfections from other components are generated and added to the signal and can limit the performance of the linearizer. In order to obtain only the performance of the linearizer, impairments such as gain unbalance, phase unbalance and carrier feed through of the quadrature modulator and demodulator are assumed to be

zero. In the same manner, the DA/AD converting effects as quantization noise is considered to be zero. On the other hand, the spectrally efficient 16QAM modulation method with a baud rate of 24,3 kHz is used as signal source. Hence, 16 different possible symbols form the signal-space diagrams. The pulse shaping filter was a raised cosine having a roll off $\alpha = 0.35$, and the oversampled rate was 16 samples/symbol.

3.6.2 Operating point and analysis of results

To evaluate the predistorter performance, three different levels of distortion were considerated in the simulation system. In the two first cases, the characteristics AM-AM and AM-PM of a class AB power amplifier were placed into the look-up tables and two operating points, P_1 and P_2, were used as shown in figure 3.2 (a). In the third case, the operating point was P_2 and the characteristic AM-PM has been deliberately doubled to evaluate the robustness of the linearizer.

In order to analyze the effect of the distortion on the signal and the performance of the linearizer, spectral amplitude, eye diagram and scatter plots have been used as figures of merit. As previously mentioned, the 16QAM baseband signal is shaped by raised cosine filter to a roll-off spectrum characteristics. The resulting signal is given in figure 3.6 (a), (b) and (c). Only a slight ISI is noted which is due to the distortion caused by the band-limiting filter. Using this signal as an input of the system without linearizer, for the first case when operating at P_1, the spectral magnitude of the output signal shows a difference of 30 dB between main and side lobes, figure 3.7 (a). From the time domain analysis results, shown in figure 3.7 (b) and (c), one can note that the out of end symbols show a slight distortion in magnitude and phase. In the second case, the operating point P_2 has

been placed in the saturation region. In Fig. 3.8(a), the spectral amplitude show clearly a degradation in out-of-band emissions where the first and second side lobes are approximately 23 dB and 35 dB below the main lobe, respectively. In Fig.3.8(b), It can be seen that closure of the eye diagram which indicates that the level of distortion increases, and in Fig.3.8(c), the scatter plot is shown where the out of end symbols are compressed and rotated. In order to determine the effect caused by doubling the phase deviation, only the spectral magnitude analysis is used. In Fig.3.9 we can see that introducing more phase distortion seems to degrade the higher intermodulations and no significant effect is noted in the first and second side lobes.

The above analysis clearly shows that the linearization technique must be used to compensate for the distortion. It was found that for the three cases analyzed, the results obtained are approximately identical. Thus, only the worse case is presented in Fig.3.10. By comparing Fig.3.9 and Fig.3.10 , one can deduce that the improvement of the out of band spectral amplitude due to linearization is in the order of 45 dB. It mean that a significant spectral reduction has been achieved and that the out-of-band spectral is approximately 70 dB below the main lobe. On the other hand, a comparison between eye diagram with and without linearization, (see in Fig.3.10(b) and 3.8(b)), shows the ability of the linearized PA to reconstruct the open eye diagram of the input signal at the output of the PA. This is due to the high accuracy and robustness of the compensation technique. In the same manner, Fig.3.6(c), 3.8(c) and 3.10(c), show the constellations where the symbols that were initially mapped to new positions, in the signal-space diagram, due to the distortion, they are mapped back to the original and desired positions when the compensation is performed. In addition, as mentioned in section II (B), a set of data samples are used to perform the real time modeling. Fig.3.11 shows 38 samples of the

input and output lowpass equivalent complex envelopes of the amplifier that are used for modeling purposes. It shows also the amplitude of memoryless complex gain, the phase predistortion and the output normalized to gain.

3.7 Conclusion

In this paper, a new method dedicated to Adaptive Digital Predistorter with real time modeling of AM-AM and AM-PM characteristics is proposed and simulation results using SPW software are presented. The proposed linearization technique is adaptive in the sense that any drift in operating points as in the environment parameters, the system can be self corrected without any iterative procedure. Also, any order of nonlinearity and any modulation format can be supported by this technique.

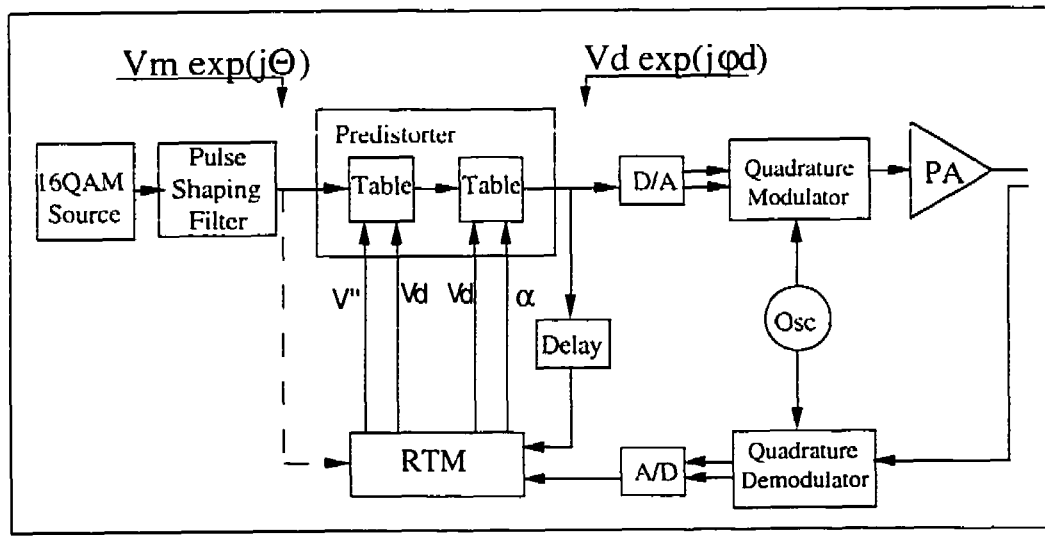
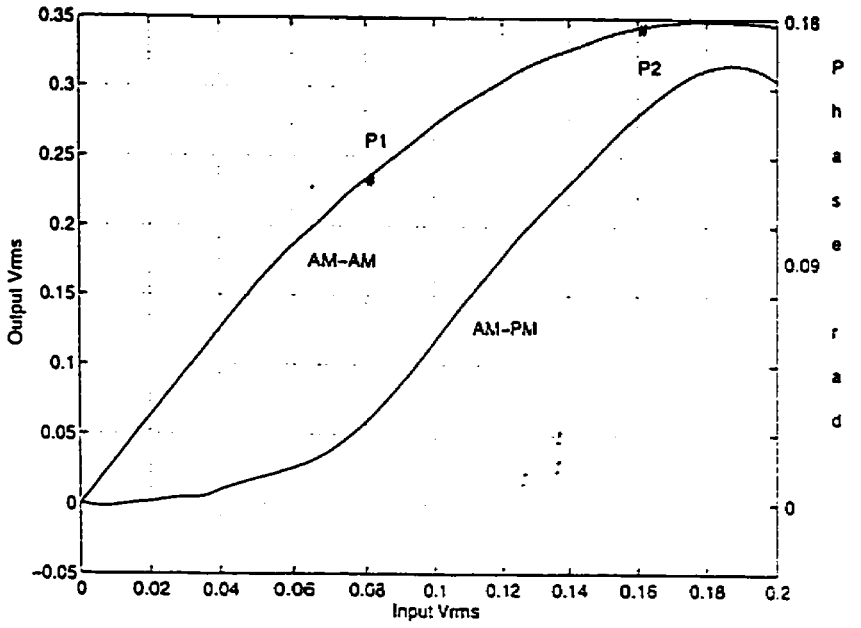
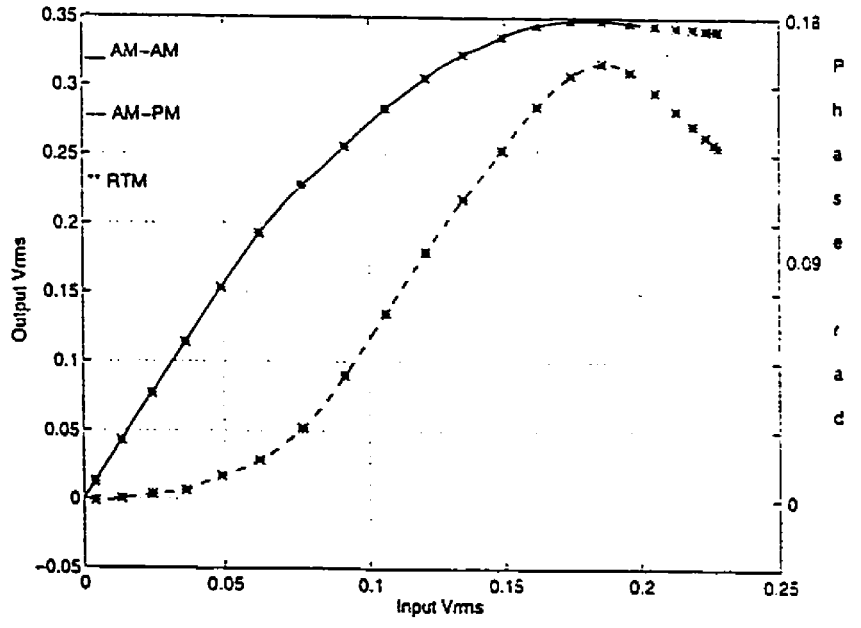


Figure 3.1 Adaptive predistorter diagram

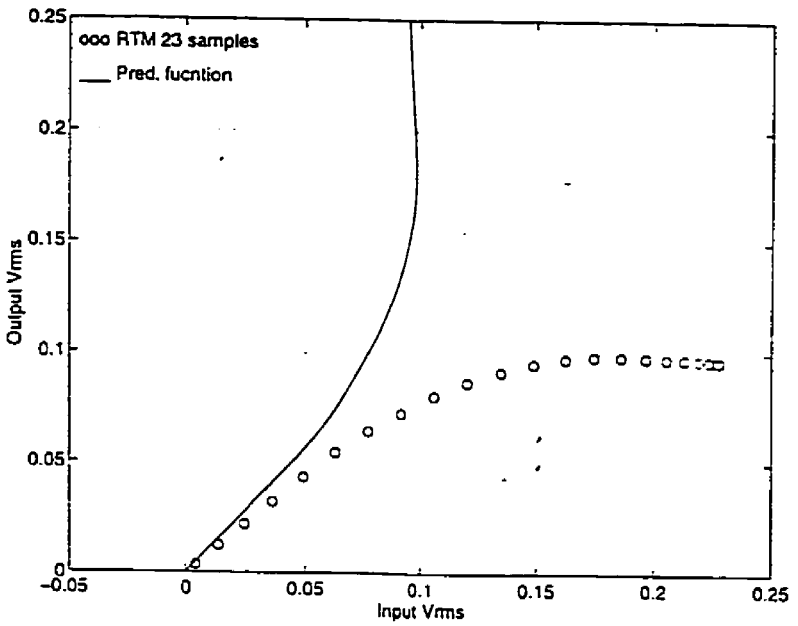


(a)

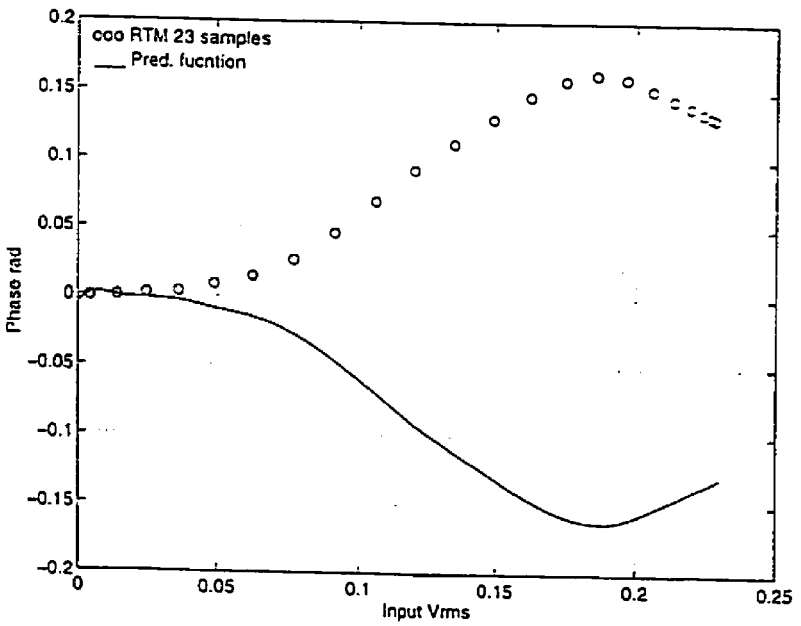


(b)

Figure 3.2 PA non linear characteristics of class AB. a) AM-AM and AM-PM characteristics and operating points P_1, P_2. b) Comparison between characteristics of the PA from measurements and real time modeling (RTM)



(a)



(b)

Figure 3.3 Interpolated predistortion functions and 23 samples from RTM. a) RTM and the amplitude predistortion function. b) RTM and phase predistortion function

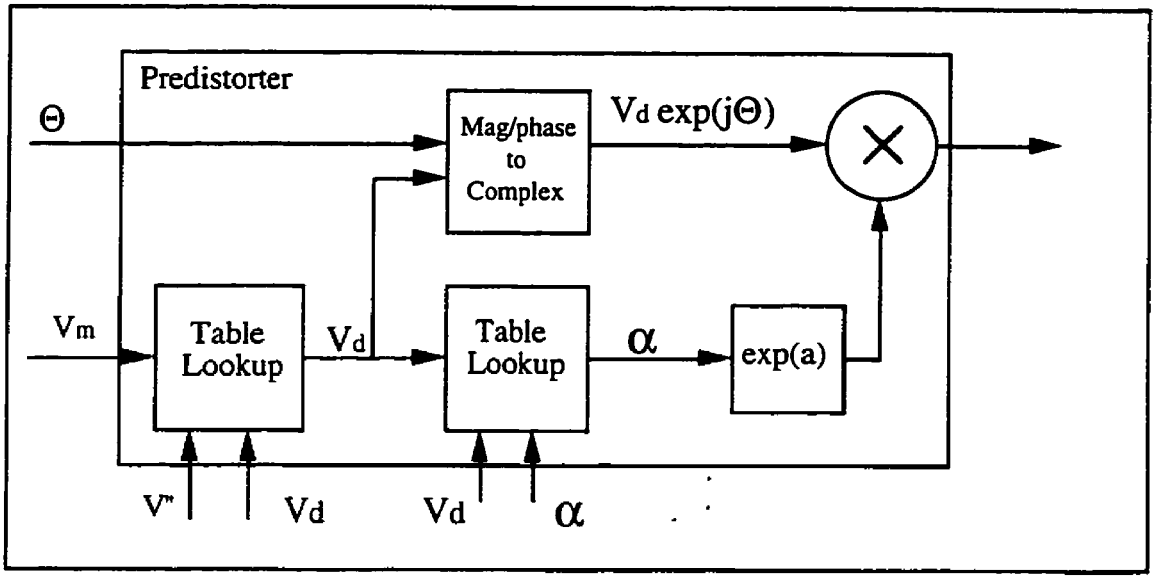


Figure 3.4 Predistorter diagram

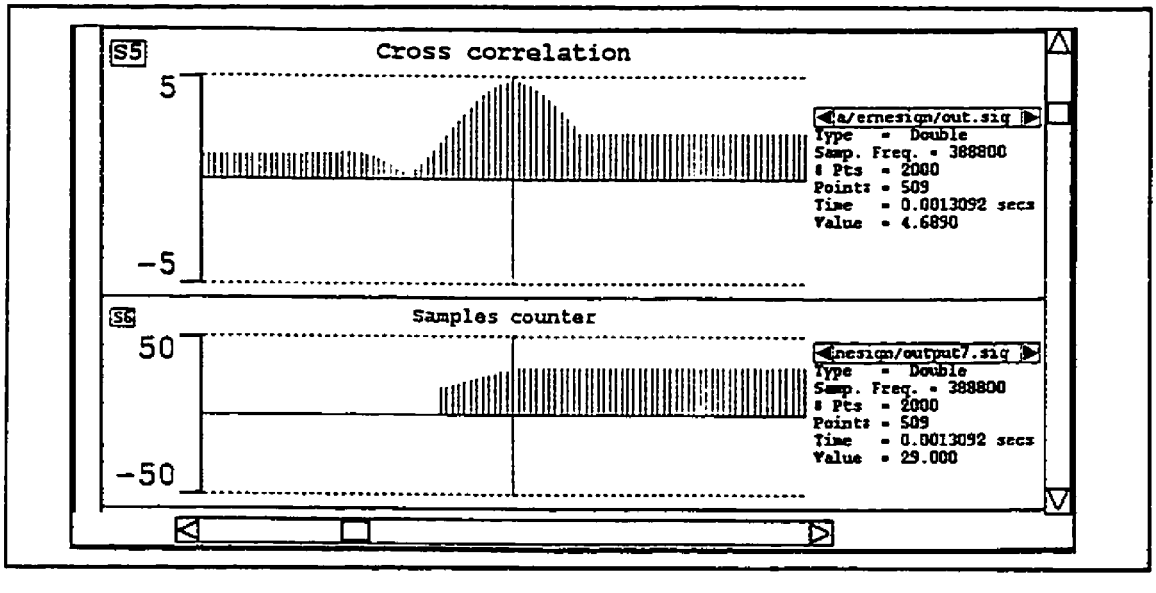


Figure 3.5 Cross correlation function and sample counter function

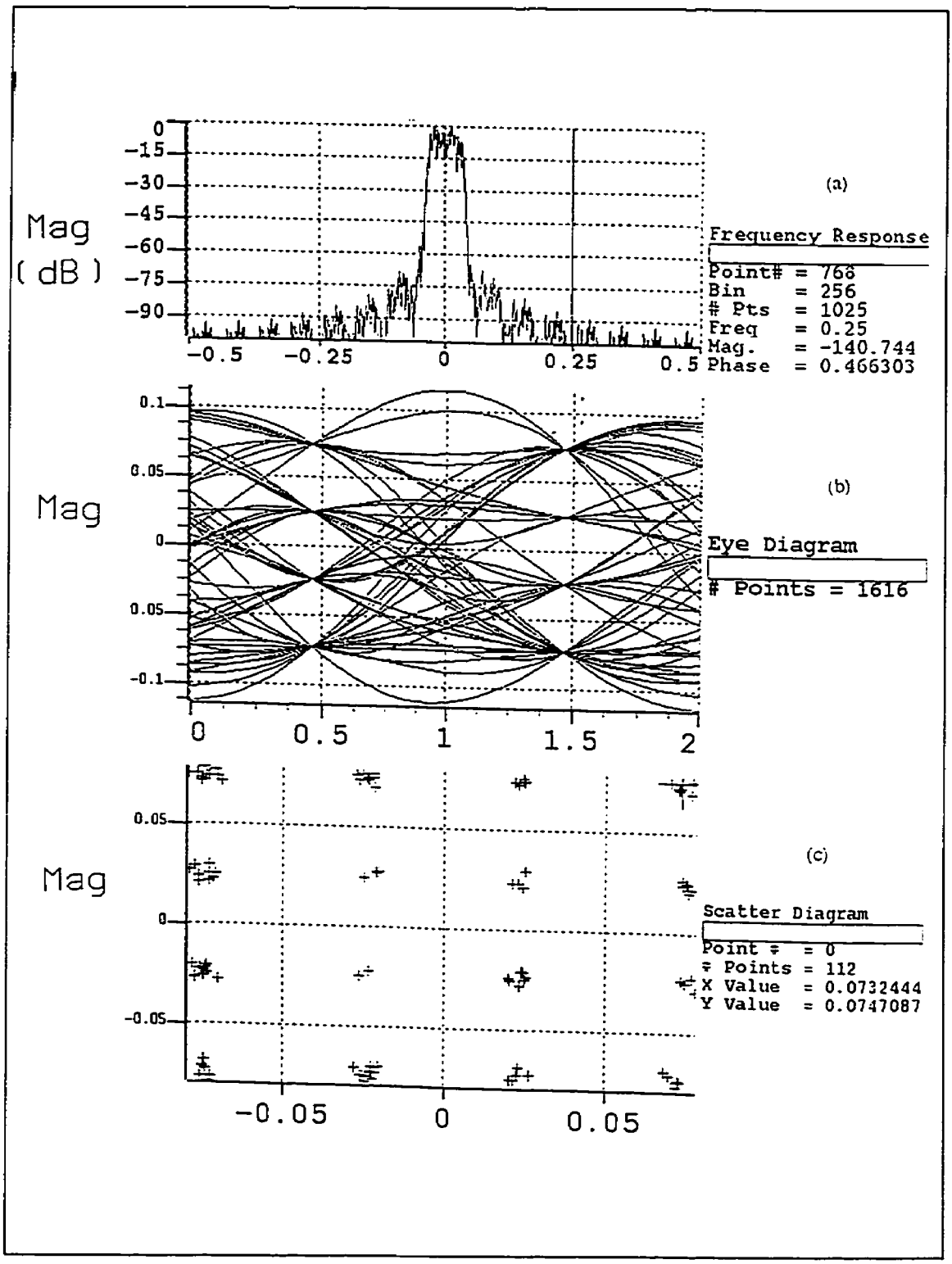


Figure 3.6 The Input signal. a) Spectral diagram. b) Eye diagram. c) Scatter diagram

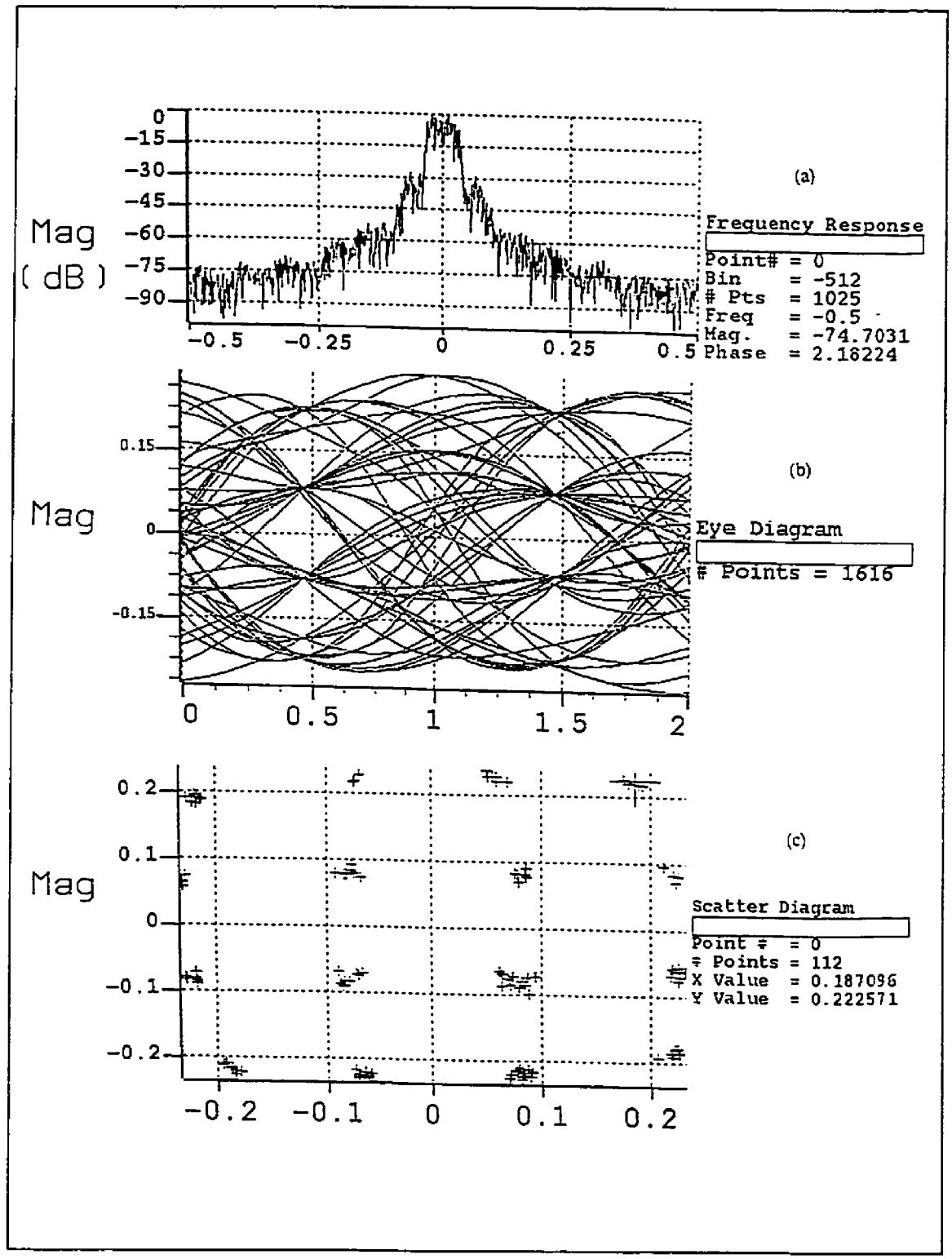


Figure 3.7 The output signal without linearization of operating point P_1 a) Spectral diagram. b) Eye diagram. c) Scatter diagram.

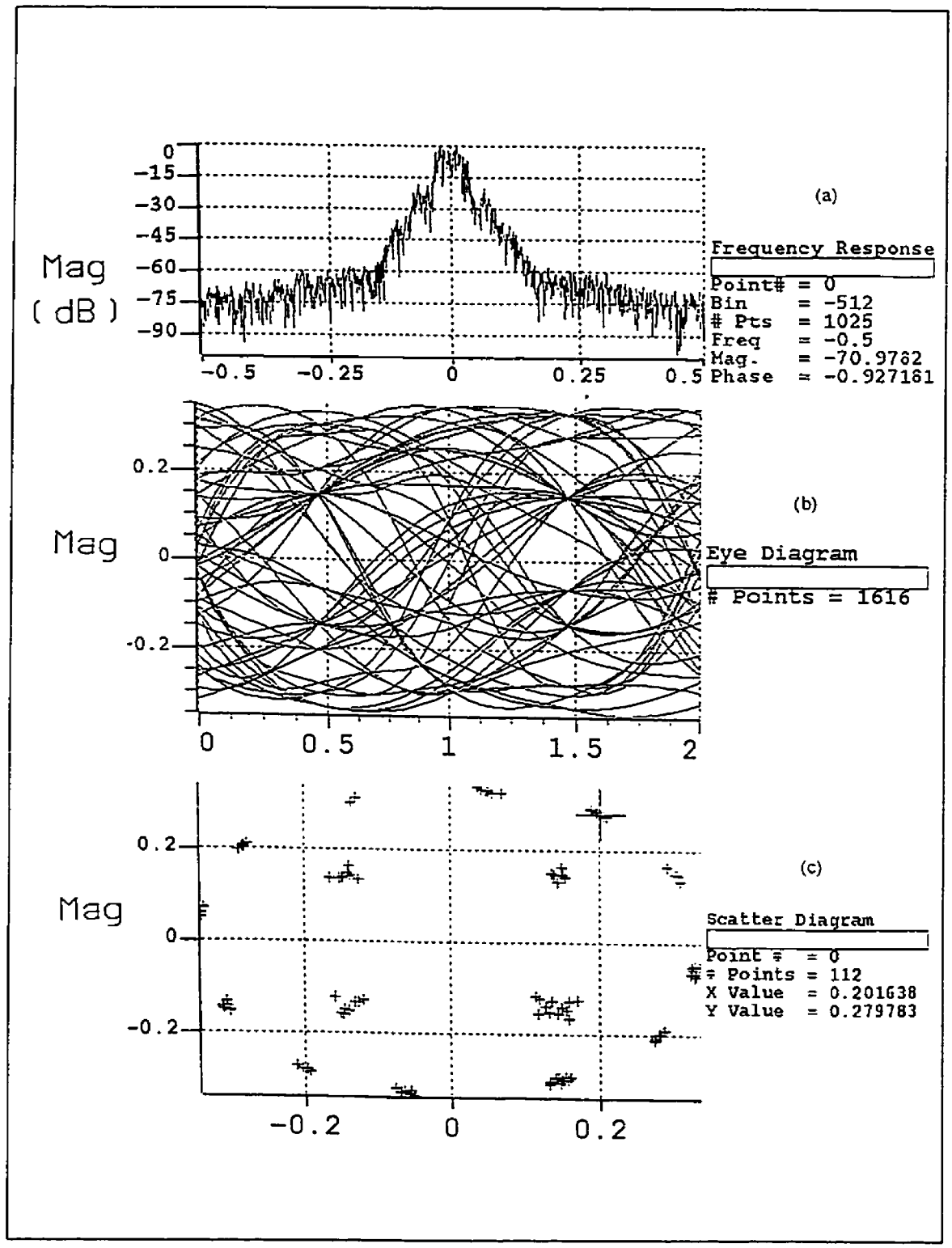


Figure 3.8 The output signal without linearization of operating point P_2. a) Spectral diagram. b)Eye diagram. c) Scatter diagram

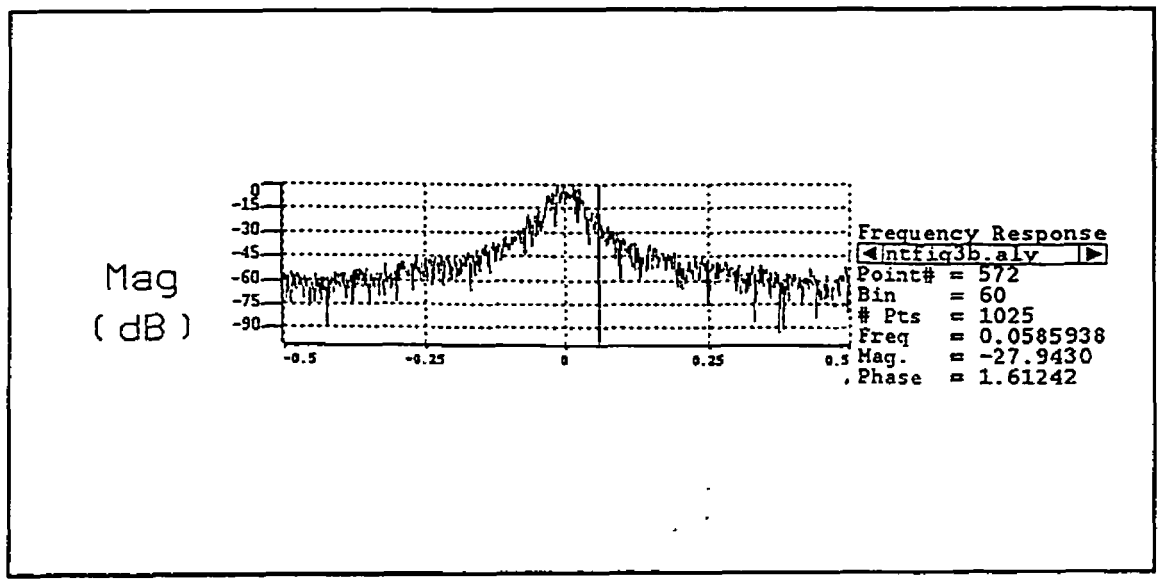


Figure 3.9 The output spectral diagram without linearization of operating point P_2 and the double deviation of the Phase

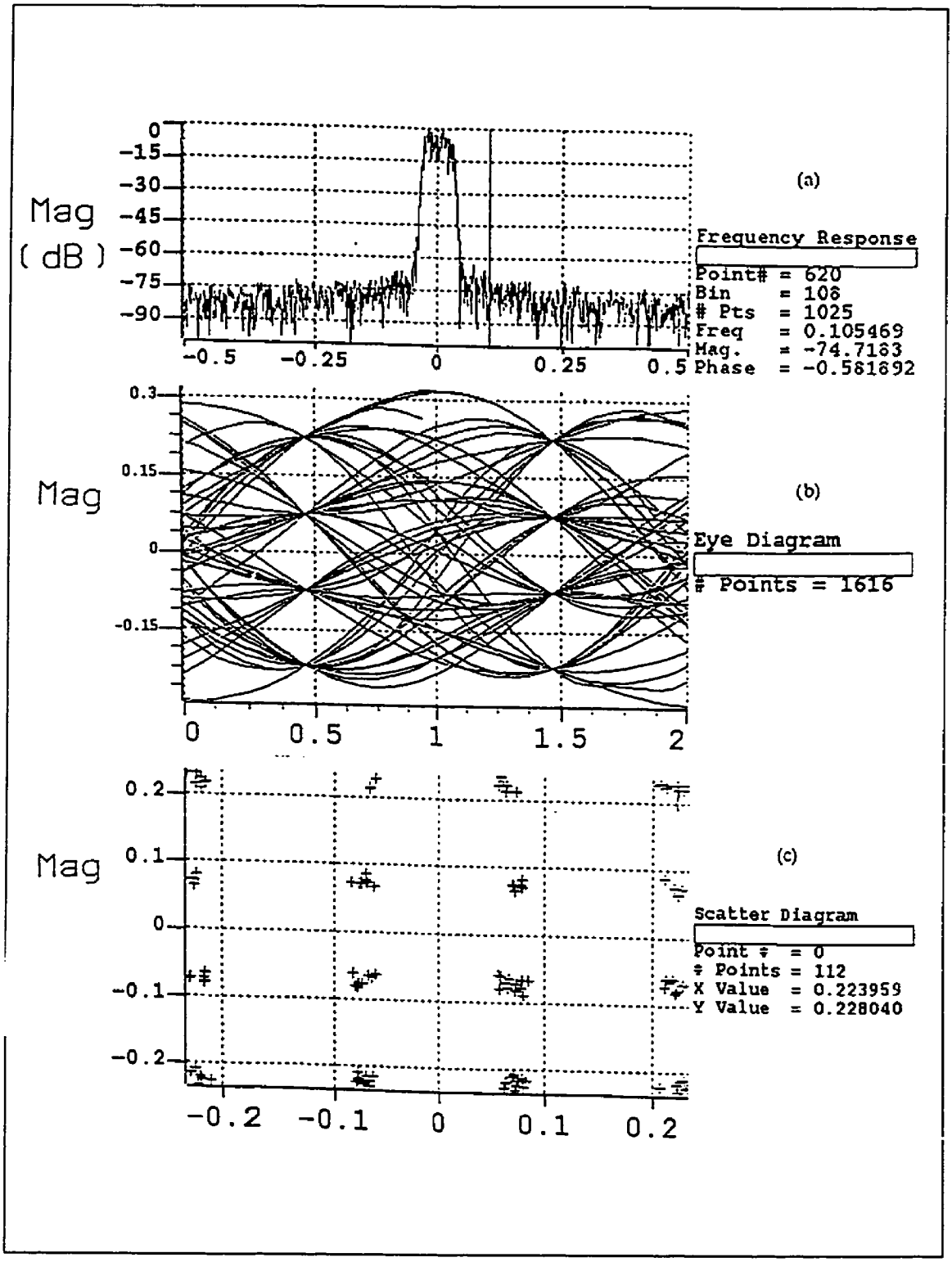


Figure 3.10 The output signal with linearization of operating point P_2 and double deviation of the Phase a) Spectral diagram. b) Eye diagram. c) Scatter diagram

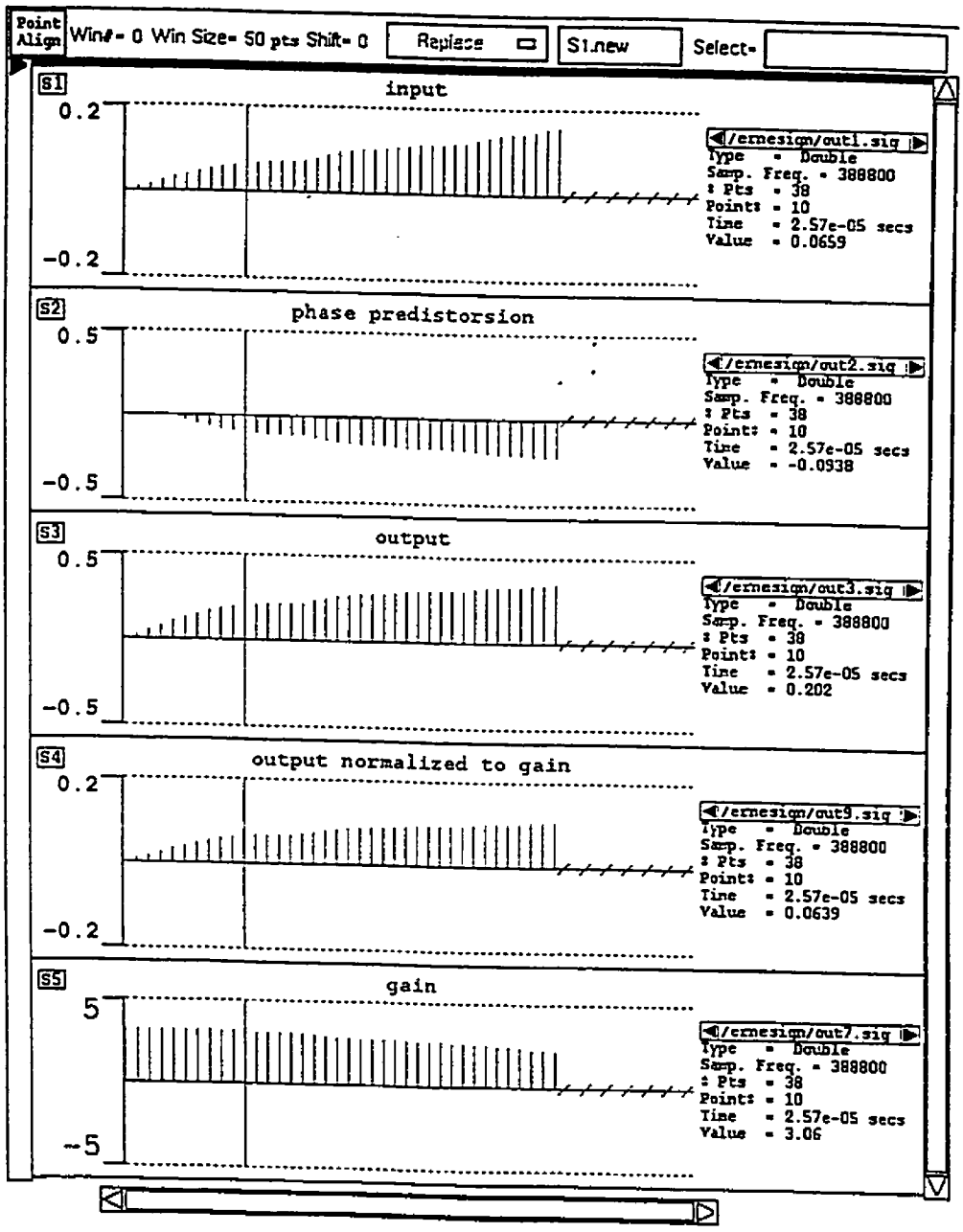


Figure 3.11 Representation of 38 samples: Input signal (S_1). Phase distortion (S_2). Output signal (S_3). Output normalized relative to the gain(S_4). Gain (S_5)

Chapitre IV

Technique de prédistorsion adaptative avec modélisation en temps réel (synthèse)

4.1 Introduction

Dans le chapitre II, le concept de la prédistorsion a été introduit de façon générale, en utilisant la propriété de la réversibilité qui caractérise certaines fonctions. Ensuite, la technique de la table de correspondance pour la génération de la fonction de prédistorsion et le concept de l'action discontinue de l'adaptabilité ont été décrits.

Ces trois éléments, utilisés par les techniques développées jusqu'à présent, constituent la base fondamentale de la technique de prédistorsion numérique adaptative proposée dans ce mémoire. Mais il y a un quatrième élément important qui caractérise la technique à la différence des autres, il s'agit de la modélisation en temps réel "RTM" de l'amplificateur de puissance, qui est utilisé dans le processus de calcul de la fonction de prédistorsion. Ceci a été présenté dans la section 2.5.4 du chapitre II

Ce chapitre présente une synthèse de la technique proposée en mentionnant en premier la méthode de l'enveloppe complexe d'une porteuse modulée.

4.2 Synthèse de la technique

Dans les sections 2.5.2 - 2.5.4 du chapitre II, nous nous sommes limités à décrire les concepts de base de la technique en utilisant, par simplicité, des fonctions d'une variable. Nous signalons que ce raisonnement peut être généralisé pour des fonctions de "n" variables.

Dans notre cas, il faudra considérer la modulation numérique vectoriel en deux dimensions et la translation en fréquence de l'information à travers un modulateur vectoriel. En effet, l'analyse et la simulation de la technique sont réalisées en utilisant la méthode de l'enveloppe complexe, c'est-à-dire, une porteuse modulée peut être analysée à travers l'équivalent complexe en bande de base. Ceci avec la condition que la largeur de bande du signal "B" soit très petite par rapport à la fréquence de la porteuse ω_c ($B \ll \omega_c$).
Soit l'entrée de l'amplificateur:

$$x(t) = Re\left[v(t)e^{j(w_c t+\phi(t))}\right], \tag{1}$$

où v(t) et $\phi(t)$ représentent la modulation d'amplitude et de phase respectivement. L'enveloppe complexe du signal sera donnée par

$$s(t) = v(t)\, e^{j\phi(t)}, \tag{2}$$

où le vecteur s(t), dans le cas d'une transmission numérique, occupe un nombre limité de positions dans le plan complexe. Chaque position représente l'information de n bits appelée symbole. Par exemple, un codeur 16QAM représente seize symboles sur le plan

complexe (I,Q) avec l'information de quatre bits par symbole. La figure 4.1 montre le plan complexe avec la constellation du codeur 16QAM.

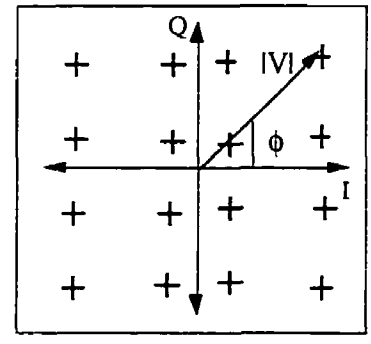


Figure 4.1 Constellation du codeur 16QAM.

4.2.1 Description général

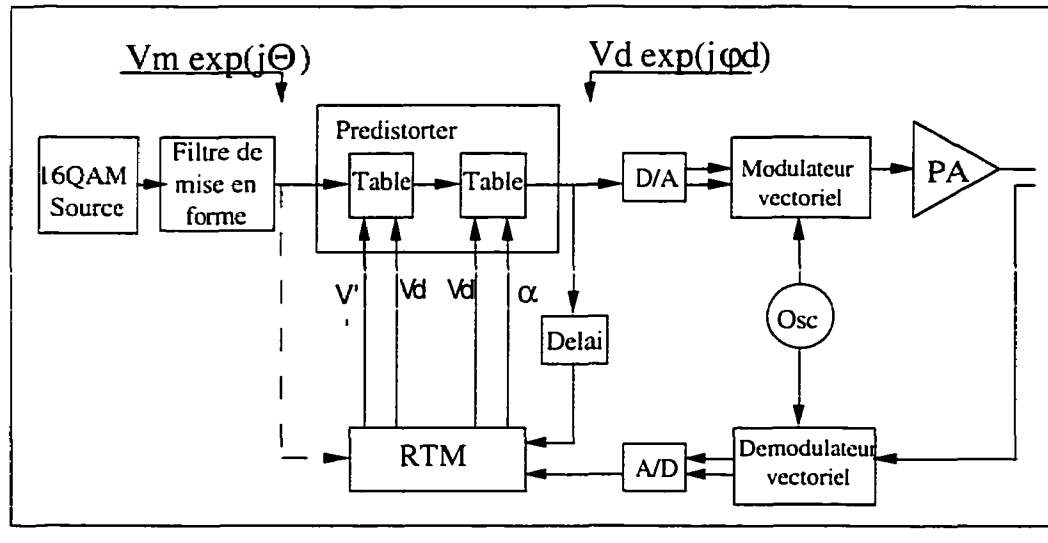


Figure 4.2 Schéma bloc de la technique de prédistortion avec RTM.

Le schéma de la figure 4.2 représente un modèle simple d'émetteur pour transmission numérique où on a inclut le bloc de prédistorsion. Un codeur de signal 16QAM est utilisé pour produire la modulation numérique représentée en forme polaire. Ensuite la variation du vecteur est filtré par un filtre complexe de mise en forme selon les critères de Nyquist

[11]. L'amplitude $|v_m|$ du signal complexe agit sur une table de prédistorsion d'amplitude, qui réalise la correspondance entre celui-ci et son équivalent de distorsion $|v_d|$. Cette dernière est aussi l'entrée d'une table de prédistorsion de phase, elle aura comme sortie la prédistorsion α qu'il faudra additionner à la phase du signal d'entrée. Il faut mentionner que pour pouvoir faire une interpolation linéaire de la fonction de prédistortsion, un minimum de soixante-quatre paires d'échantillons sont requis. Tandis pour une interpolation de troisième ordre (spline cubique), dix paires d'échantillons donnent une performance comparable. Le signal avec prédistorsion est conduit à travers un pair de convertisseurs numérique/analogique D/A. Les deux composantes (i,q) du vecteur, agiront sur un modulateur en quadrature pour générer le signal modulé aux fréquences micro-ondes et amplifié par l'amplificateur de puissance. Une fraction du signal micro-onde pris de la sortie de l'amplificateur à travers d'un coupleur servira comme signal de rétroaction qui passera à travers d'un démodulateur en quadrature et d'un pair de convertisseurs analogique-numérique A/D. Ensuite, en suréchantillonnant le signal de rétroaction et le signal pris à la sortie du bloc de prédistorsion, la non linéarité du dispositif PA est modélisé par le bloc RTM. Comme nous l'avons mentionné dans le chapitre II, l'action de rétroaction sera exécutée chaque fois que la distorsion dépasse le seuil qui détermine la qualité du signal nécessaire.

4.2.2 Particularité de la technique

Afin de distinguer la particularité de la technique, nous allons établir une comparaison à l'aide des schémas bloc qui sont montrés dans la figure 4.6. Les signaux et les systèmes sont représentés selon le concept de l'équivalent complexe en bande de base du système et du signal modulant.

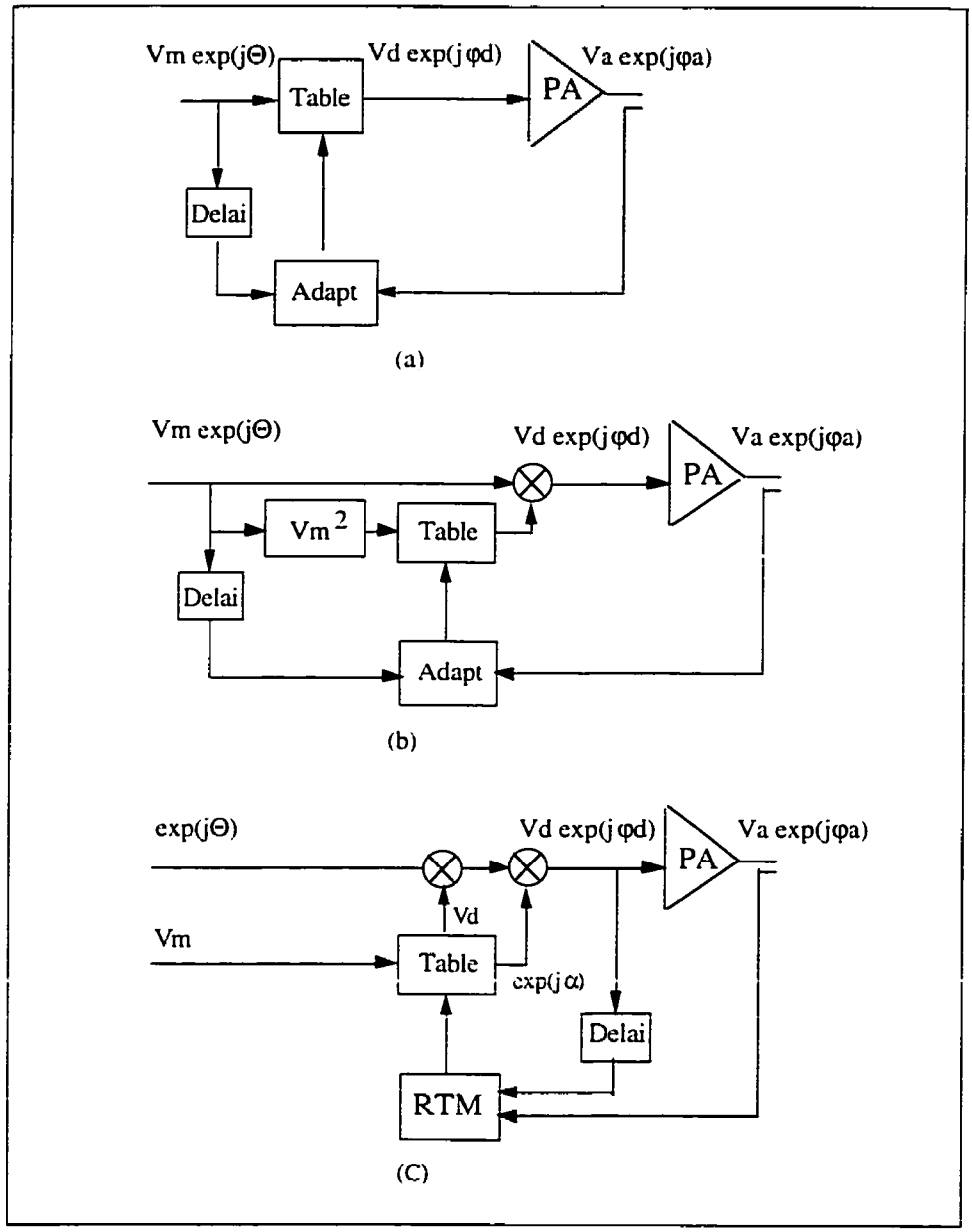


Figure 4.3 Prédistorsion: (a) avec une table à deux dimensions (b) avec une table à une dimension. (c) Predistorsion avec RTM

De point de vue de l'utilisation de la table de correspondance, nous pouvons noter, dans les trois cas (a,b et c), que les tables génèrent le signal complexe $V_d \exp(j\varphi_d)$. Par contre, on observe une différence dans le signal d'excitation de la table. Dans le cas (a)

l'excitation est un signal complexe qui met comme condition le besoin d'une table à deux dimensions tandis que dans les cas (b) et (c), l'excitation est seulement l'amplitude du signal sans tenir compte de la phase, ce qui donne la possibilité de l'utilisation d'une table à une seule dimension. Cette possibilité, basée sur l'effet de la distorsion générée par la variation de l'amplitude du signal dans un amplificateur de puissance, implique une réduction de la mémoire, dans le cas (b) et (c), et une réduction du temps de convergence dans le cas (b). Il est à souligner que le temps de convergence dans le cas (c) est zéro.

De point de vue de la branche de référence où se trouve le bloc délai, sa position dans le cas (a) et (b), oblige l'utilisation des algorithmes itératifs pour résoudre les équations qu'impliquent la condition de prédistorsion, avec un temps de convergence donné. Dans le cas (c), sa position élimine les algorithmes itératifs à travers la modélisation en temps réel et en utilisant une interpolation linéaire ou de troisième ordre "Cubic Spline Interpolation". Ceci élimine le temps de convergence, ce qui donne une amélioration de la performance.

4.3 Conclusion

Ce chapitre a présenté une synthèse de la technique en mettant en évidence le concept de la méthode de l'enveloppe complexe, une description du fonctionnement de la technique et la particularité de la technique à travers une comparaison des algorithmes. Par rapport à la compensation de la distorsion, la technique offre une bonne performance en simulation pour amplificateurs classe AB, B et C avec une diminution de 45 dB sur les produits d'intermodulation (-75 dBc). Il est à souligner que l'utilisation des algorithmes non itératifs pour effectuer le calcul de la fonction de prédistorsion élimine les temps de convergence dont souffrent différentes techniques de linéarisation.

CONCLUSION

L'apparition des circuits numériques et le progrès technologique des processeurs de traitement numérique de signaux a permis le développement des techniques de transmission numérique sous forme matérielle ou sous forme logicielle. Dans le dernier cas, la conception d'opérations de filtrage et de modulations numériques sont obtenues avec une bonne précision grâce à l'avantage de l'exécution des multiplications avec un haut degré de résolution. Ces circuits ont permis l'exécution des modulations numériques linéaires avec une haute compression de l'information en bande de base. Ceci donne une excellente efficacité spectrale.

Étant donné que dans certains cas, l'information doit être transmise en bande transposée aux fréquences micro-ondes, les amplificateurs de puissance deviennent des outils importants à l'égard de la conversion de l'énergie de l'information en haute puissance dans ces fréquences . Dans ce cas, un facteur à privilégier est l'efficacité énergétique que devient optimale quand les amplificateurs opèrent dans la région non linéaire. Mais, comme il a été mentionné, l'amplification non linéaire d'un signal résultant d'une modulation numérique linéaire donne comme résultat, la génération de distorsion d'amplitude AM/AM et de phase AM/PM contenue dans le signal amplifié. Pour résoudre ce problème, on fait appel à l'utilisation des techniques de linéarisation qui permettent d'obtenir un signal amplifié sans distorsion ainsi que l'optimisation de l'efficacité spectrale et de l'efficacité énergétique.

Ce mémoire a présenté une technique de linéarisation par la méthode de prédistorsion numérique adaptative pour les amplificateurs de puissance micro-ondes et a suivi les

normes et procédures concernant les mémoires par articles intégrés de l'École Polytechnique.

Nous avons traité de façon globale l'évolution des systèmes de radiocommunications mobiles en mettant l'accent sur la problématique de la distorsion causée par l'incompatibilité entre une modulation linéaire et une amplification non linéaire.

Ensuite, nous avons survolé l'état actuel des recherches et des développements sur le sujet. La description des techniques a été présentée à travers une même structure composée d'une partie analogique, source de distorsion, et d'une partie numérique (circuit DSP) où sont exécutés les différents algorithmes qui caractérisent chaque technique.

Les techniques de prédistorsion numérique avec table de correspondance à une et deux dimensions ont servi comme base au démarrage de notre projet. L'objectif principal du projet a été l'élimination des algorithmes itératifs utilisés par ces techniques en permettant de minimiser la quantité de mémoire et d'éliminer le temps de convergence.

Le concept de la prédistorsion à travers une non linéarité complémentaire, la détermination de cette non linéarité à l'aide d'une interpolation inverse et la modélisation en temps réel de l'amplificateur de puissance ont représenté une introduction à la technique que nous avons proposé. De plus, une représentation fonctionnelle a été utilisée pour clarifier la compensation de la non linéarité.

Ensuite, notre technique de compensation a été présentée sous forme d'un article où les fondements mathématiques des algorithmes ont été expliqués.

De point de vue qualitatif, nous avons souligné comme points importants: l'évolution des systèmes cellulaires pour la radiotéléphonie sans fils vers l'ère des communications personnelles, la saturation du spectre électromagnétique dans la région de RF, le développement des différants techniques de linéarisation et l'utilisation des circuits DSP dans la technologie des micro-ondes qui devient de plus en plus un thème d'importance capitale et qui représente l'intégration des deux technologies, DSP/ micro-ondes.

Pour mentionner les faits saillants de notre technique, nous pouvons dire que nous avons développé dans les algorithmes quatre concepts importants:

1. la prédistorsion définie par la propriété de réversibilité de la fonction non linéaire qui permet de calculer la fonction de prédistorsion à l'aide d'une interpolation inverse;

2. la méthode de la table de correspondance, formée de valeurs discrètes, qui permet de générer la fonction de prédistorsion en faisant appel à une interpolation de type linéaire ou à "spline" cubique;

3. l'action discontinue de l'adaptabilité qui permet que la linéarisation soit faite de façon indépendante de la mise à jour de la table de correspondance;

4. le concept de la modélisation en temps réel RTM, qui permet de déterminer la fonction non linéaire du dispositif à être compensé, chaque fois qu'il soit nécessaire.

En ce qui concerne la performance de la technique que nous avons proposé, le concept de la modélisation en temps réel "RTM" de l'amplificateur de puissance a permis

l'élimination des algorithmes itératifs en utilisant une interpolation linéaire ou de troisième ordre. Ceci élimine le temps de convergence, réduit la quantité de mémoire et donne une amélioration de 45 dB sur les produits d'intermodulation pour atteindre un niveau de -75 dBc pour le rapport signal/ intermodulation (I/C). En plus, la technique est appropriée pour les amplificateurs classe AB, B et C.

RÉFÉRENCES

[1] MEYER, R., ESCHENBACH, R. and EDGERLEY, W. Jr." A Wide-Band Feedforward Amplifier", IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. sc-9, No. 6, pp. 442-428, December 1974.

[2] CAVERS, J. "Adaptation Behavior of a Feedforward Amplifier Linearizer", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 44, no. 1, pp. 31-40, February 1995.

[3] BATEMAN, A., HAINES, D. and WILKINSON, D. "Direct Conversion linear Transceiver Design", IEE Fifth International Conf. on Mobile Radio and Personal Communication (Conf. Publ. no. 315), London, UK, Dec.1989. pp. 57-58

[4] IMAI, N., NOJIMA, T. and MURASE, T. "Novel Linearizer Using Balanced Circulators and Its Application to Multilevel Digital Radio Systems", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, no 8, pp. 1237-1243, August 1989.

[5] NAGATA, Y. "Linear Amplification Technique for Digital Mobil Communications", in Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., San Francisco, CA, 1989, pp. 159-164.

[6] CAVERS, J. "Amplifier Linearization Using a Digital Predistorter with Fast Adaptation and Low Memory Requirement", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 39, no 4, pp 374-382, November 1990.

[7] FAULKNER, M., MATTSSON, T. and YATES, W. "Adaptive Linearization Using Predistortion" in Proc. 40th IEEE Veh. Technol. Conf. 1990. pp. 35-40.

[8] WILKINSON, T. "An Assessment of the Performance of Linearization Schemes in the Australian Mobilesat System by Simulation", IEE 6th Int. Conf. on Mobile Radio London 1991, pp.74-76.

[9] KAYE, A., GEORGE, D. and ERIC, M. " Analysis and Compensation of Bandpass Nonlinearities for Communications", IEEE Transactions on Comm., pp. 965-972, October 1972.

[10] SIGNAL PROCESSING WORKSYSTEM (SPW) Alta Groupe of Cadence Design System, Inc.

[11] PROAKIS, J.G. "Digital Communications", McGraw Hill 1983.

[12] MATHEWS, J.H. "Numerical Methods", for Computer Science, Engineering, and Mathematics.

[13] GIRARD H. and FEHER, K. " A new baseband linearizer for more efficient utilization of earth station amplifiers used for QPSK transmission." IEEE J. Select. Areas Commun., vol. SAC-1, no. 1, 1983.

[14] FEHER, K. "Digital Ccommunication Microwave Applications". Prentice-Hall, Inc., 1981.

[15] MAAS, S.A. "Nolinear Microwave Circuit", Artech House, Inc., 1988.

[16] KREYSZIG, E. "Advanced Engineering Mathematics", John Wiley & Sons, Inc.,1988.

[17] ZIEMER, R.E. and PETERSON, R.L. "Introduction to Digital Communication" Macmillan, Inc., 1992.

[18] ZHAO, G., GHANNOUCHI, F.M., BEAUREGARD, F. and KOUKI, A.V. "Digital Implementations of Adaptive Feedforward Amplifier Linearization Techniques," IEEE MTT-S 1996 International Microwave Symposium, San Francisco, CA, June 1996.

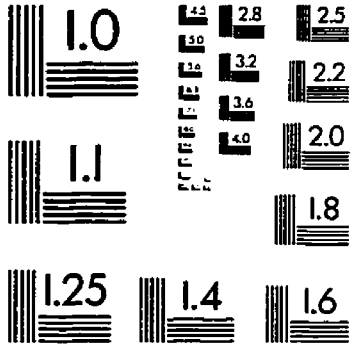
[19] MILLMAN, J. and HALKIAS, C.C. "Integrated Electroniquecs Analog and Digital Circuits and Systems", McGraw-Hill Book Company 1972.

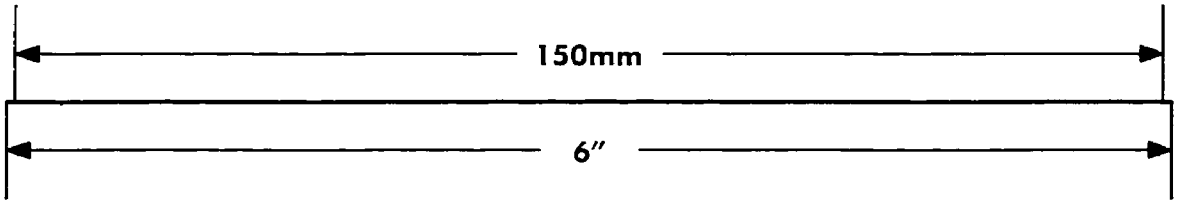
[20] CARDINAL, J.S. and GHANNOUCHI, F.M. "A New Adaptive Double

Envelope Feedback (ADEF) Linearizer For Solid State Power Amplifiers," IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, vol. 43, no. 7, July 1995.

[21] JECKELN, E.G., GHANNOUCHI, F.M. and SAWAN, M. "Adaptive Digital Predistorter for Power Amplifiers with Real Time Modeling of Memoryless Complex Gains", IEEE MTT-S 1996 International Microwave Symposium, San Francisco, CA, June 1996.

TEST TARGET (QA-3)





APPLIED IMAGE, Inc
1653 East Main Street
Rochester, NY 14609 USA
Phone: 716/482-0300
Fax: 716/288-5989

© 1993, Applied Image, Inc., All Rights Reserved