

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

THÈSE PRÉSENTÉE À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DU
DOCTORAT EN GÉNIE
Ph.D.

PAR
EL-ASMAR MOHAMAD

AMÉLIORATION DE LA LINÉARITÉ ET DU RENDEMENT ÉNERGÉTIQUE DES
AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE DE TOPOLOGIE À DEUX BRANCHES
POUR LES COMMUNICATIONS SANS FIL; CAS D'UN AMPLIFICATEUR LINC

MONTREAL, LE 19 JANVIER 2009

© El-Asmar Mohamad, 2009

CETTE THÈSE A ÉTÉ ÉVALUÉE

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Ammar, Kouki, directeur de la thèse
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Eric, David, président du jury
Département de génie mécanique à l'École de technologie supérieure

M. François, Gagnon, membre du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Fadhel, Ghannouchi, membre externe
Département de génie électrique à l'université de Calgary

M. Denidni, Tayeb, membre externe indépendant
Département de génie électrique à l'INRS

ELLE A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 24 NOVEMBRE 2008

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

REMERCIEMENTS

Premièrement, j'adresse mes remerciements les plus sincères à mon directeur de recherche Mr. Ammar Kouki pour m'avoir proposé le sujet très intéressant de cette recherche. Cette réalisation n'a pu être menée à bien qu'en grande partie grâce à son amabilité et sa coopération. Je lui suis également reconnaissant pour sa disponibilité sans faille et son dynamisme durant la durée entière de cette recherche et pour les compétences scientifiques et pédagogiques de son encadrement sans lesquelles ce travail n'aurait pas vu le jour.

Je tiens également à remercier tous les membres du jury d'avoir accepté de juger et évaluer ce travail de recherche.

J'adresse également de sincères remerciements à tous ceux sans qui ce travail ne serait pas ce qu'elle est, en particulier Ahmad Birafane, aussi bien par les discussions que j'ai eu la chance d'avoir avec eux, leurs suggestions ou leurs contributions.

Je remercie l'ensemble du personnel du laboratoire LACIME, mes amis et mes collègues, pour m'avoir aussi bien accueilli et rendu les conditions de mon séjour très agréables. Je pense ici en particulier à Walid Hamdane et Mohamed Jemai pour m'avoir aidé à l'amélioration de la qualité de rédaction de cette thèse.

Un grand remerciement aux membres de ma famille, d'abord mon épouse 3ourouba, mes deux filles adorées Dania, Zeina, puis mes fils Hassein, Bassam, et Malek.

Je termine ces remerciements par dédier cette thèse à ma petite fille WAFa et ma fille la plus petite HANA qui étaient le grand soutien morale pendant la rédaction de cette thèse.

**AMÉLIORATION DE LA LINÉARITÉ ET DU RENDEMENT ÉNERGÉTIQUE
DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE DE TOPOLOGIE À DEUX
BRANCHES POUR LES COMMUNICATIONS SANS FIL ;
CAS D'UN AMPLIFICATEUR LINC**

EL-ASMAR, MOHAMAD

RÉSUMÉ

Les travaux effectués dans cette thèse portent sur l'amélioration de la linéarité et du rendement énergétique des amplificateurs de puissance pour les communications sans fil. En effet, les amplificateurs de puissance traditionnels à une seule branche ne peuvent pas être efficace et linéaire à la fois. Des techniques qui exigent parfois l'utilisation d'une deuxième branche peuvent aider à l'amélioration de l'efficacité et ou la linéarité. Le cas particulier de ces techniques investigué dans cette thèse est l'amplificateur LINC. C'est une technique qui consiste à convertir le signal à modulation d'enveloppe en deux signaux à modulation de phase et enveloppe constante, amplifier chaque signal efficacement à l'aide d'un amplificateur non linéaire puis combiner les deux signaux pour reproduire un signal linéairement amplifié. Nous avons présenté au début une analyse originale permettant de trouver un modèle simplifié décrivant le comportement du combineur de puissance Chireix. Avec ce modèle l'efficacité et la linéarité sont directement lisibles et la relation entre les différents paramètres de l'amplificateur de puissance avec combineur Chireix est plus facilement interprétée. Nous avons constaté aussi avec ce modèle qu'un compromis entre l'efficacité et la linéarité du système peut être obtenu en optimisant la longueur électrique d'un stub connecté en parallèle à l'entrée du combineur Chireix. Une autre analyse mathématique originale a été effectuée dans cette thèse présentant l'interaction entre le combineur Chireix et l'amplificateur de puissance dans chaque branche du LINC. Comme résultat de cette analyse, une augmentation significative de l'efficacité énergétique du système Chireix peut être obtenue en optimisant la longueur d'une ligne de transmission connectée en série entre l'amplificateur et le combineur. L'avantage de cette technique est que l'amélioration de l'efficacité n'a aucune influence sur la linéarité du système ce qui n'est pas le cas dans la première technique qui optimise la longueur du stub. Le logiciel ADS était utilisé en premier pour valider les résultats de cette étude analytique. Des travaux expérimentaux ont été par la suite effectués au LACIME afin de valider ces résultats. Nous avons fabriqué en premier des combineurs Chireix avec stubs de différentes longueurs afin de mesurer ses paramètres et trouver un compromis acceptable entre l'efficacité et la linéarité. Dans la deuxième partie du travail expérimental, nous avons fabriqué les amplificateurs de puissance et une série des lignes de transmission. Les résultats des mesures obtenues montrent une excellente validité de notre étude analytique.

**AMÉLIORATION DE LA LINÉARITÉ ET DU RENDEMENT ÉNERGÉTIQUE
DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE DE TOPOLOGIE À DEUX
BRANCHES POUR LES COMMUNICATIONS SANS FIL ;
CAS D'UN AMPLIFICATEUR LINC**

EL-ASMAR, MOHAMAD

ABSTRACT

The work performed in this research focused on improving the linearity and efficiency of the power amplifiers for the wireless communications. Indeed, the traditional single ended power amplifiers cannot be efficient and linear at the same time. Some techniques which may require adding a second branch to the amplifier can help to improve the efficiency and or the linearity. In this thesis, we investigate a particular case of these techniques called the LINC amplifier. This technique consist of converting the envelope modulation signal into two phase-modulation signals having constant envelope, each signal is amplified efficiently with a non-linear amplifier and then combine the two signals to reproduce the original signal linearly amplified. We presented at the beginning an original analysis that has finished in finding a simplified model of equations describing the performance of the Chireix Power Combiner. With this model the efficiency and linearity are directly readable and the relationship between various parameters of the power amplifier and the Chireix Combiner are easily understood. We can conclude also from this model that compromise between efficiency and linearity of the system can be obtained by optimizing the electrical length of a stub connected at the input of the Chireix Combiner. Another original mathematical analysis has been done in this thesis showing an interaction between the Chireix Combiner and the power amplifier. As a result of this analysis, a significant increase in efficiency of the Chireix system can be obtained by optimizing the length of a transmission line connected in series between the amplifier and the Combiner. This technique has an advantage that the improved efficiency has no influence on the linearity of the system where this is not the case in the first technique which use the optimization of the stub length. The ADS software is the first tool used to validate the results of the analytical study. Experimental work is also carried out at LACIME to validate these results. We have made firstly, the Chireix combiners with different stubs lengths to measure its parameters and find an acceptable compromise between efficiency and linearity. Secondly, the amplifiers and a series of transmission lines are fabricated. The results of measurements show an excellent validity of the analytical study.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE RF À SIMPLE BRANCHE.....	5
1.1 Introduction.....	5
1.2 L'amplificateur de puissance	6
1.2.1 Bilan de puissance.....	6
1.2.2 Le circuit d'un amplificateur de puissance	7
1.2.3 Caractéristiques DC de l'amplificateur	10
1.2.4 Caractéristique AC de l'amplificateur	11
1.3 Analyse avec angle de conduction réduit.....	12
1.4 Classes d'opération des amplificateurs linéaires.....	15
1.4.1 Performances du groupe linéaire.....	16
1.4.2 Puissance délivrée	18
1.4.3 L'efficacité énergétique	19
1.4.4 Gain en puissance.....	20
1.4.5 Linéarité	21
1.5 Les amplificateurs à découpage (Switched mode).....	24
1.5.1 Amplificateur classe F.....	24
1.5.2 Amplificateur classe E	26
1.6 Conclusion	27
CHAPITRE 2 TECHNIQUES D'AMELIORATION DES PERFORMANCES DES AMPLIFICATEURS RF.....	28
2.1 Introduction.....	28
2.2 Techniques de linéarisation.....	28
2.2.1 Technique de la prédistortion.....	29
2.2.2 Technique de Feedback.....	31
2.2.3 La technique Feedforward.....	34
2.3 Techniques d'amélioration de l'efficacité.....	36
2.3.1 La technique Doherty.....	36
2.3.2 Technique EE&R	39
2.3.3 LINC (Outphasing)	40
2.4 Conclusion	42
CHAPITRE 3 LE SYSTÈME D'AMPLIFICATION LINC-OUTPHASING	44
3.1 Introduction.....	44
3.2 Principe du LINC	44
3.3 LINC avec combineur résistif.....	47
3.4 Performance du LINC avec combineur résistif.....	49

3.5	L'efficacité moyenne	52
3.6	LINC avec combineur Chireix	54
	3.6.1 Le stub dans le combineur Chireix.....	55
	3.6.2 Analyse du combineur Chireix sans stubs	56
	3.6.3 Analyse du combineur Chireix avec stubs.....	60
3.7	Performance du LINC avec combineur Chireix.....	63
	3.7.1 Efficacité du combineur Chireix	64
	3.7.2 Linéarité du LINC avec combineur Chireix.....	65
	3.7.3 Validation des résultats théoriques	66
	3.7.4 Effet du stub sur la performance du combineur.....	69
	3.7.4.1 Effet sur l'efficacité.....	69
	3.7.4.2 Impact sur la linéarité.....	71
3.8	Conclusion	72
CHAPITRE 4 ÉTUDES ANALYTIQUES DU COMBINEUR CHIREIX SANS STUBS		74
4.1	Introduction.....	74
4.2	Combineur Chireix sans stubs.....	74
	4.2.1 Évaluation des impédances	75
	4.2.2 Linéarité du combineur Chireix sans stubs	78
	4.2.3 Efficacité du combineur Chireix sans stubs.....	84
4.3	Combineur et PA désadapté.....	84
	4.3.1 Analyse du combineur Chireix sans stub avec des PAs désadaptés	85
	4.3.2 Impact de la désadaptation sur l'efficacité.....	87
4.4	Adaptation d'impédance entre les PAs et le combineur	90
	4.4.1 Cas de $Z_p = Z_i \neq Z_o$	90
	4.4.2 Cas de $Z_p = Z_i = Z_o$	91
4.5	Amplificateur avec une impédance complexe	94
	4.5.1 Stabilisation du système.....	96
4.6	Conclusion	99
CHAPITRE 5 MODÈLE SIMPLIFIÉ DU COMBINEUR CHIREIX AVEC STUBS.....		100
5.1	Introduction.....	100
5.2	Modèle simplifié du combineur Chireix avec stubs – approche empirique.....	101
	5.2.1 Analyse graphiques	101
	5.2.2 Modèle empirique proposé.....	104
	5.2.3 Validation du modèle empirique du combineur Chireix avec stubs	105
5.3	Modèle simplifié du combineur Chireix avec stubs – approche rigoureuse	107
	5.3.1 Simplification de l'expression de l'efficacité instantanée du combineur Chireix avec stubs	107
	5.3.2 Simplification des expressions des voltages du combineur Chireix avec stubs	109

5.3.2.1	Dérivation de l'expression simplifiée de V_o pour un combineur Chireix avec stubs	110
5.3.2.2	Dérivation des expressions simplifiées de V_{o1} et V_{o2} pour un combineur Chireix avec stubs	113
5.4	Analyse et validation du modèle simplifié du combineur Chireix avec stubs	115
5.4.1	Validation de l'expression simplifiée de l'efficacité de combinaison	115
5.4.2	Validation des expressions simplifiées des voltages.....	118
5.4.3	Analyse du comportement du combineur Chireix avec stubs.....	120
5.5	Application du modèle simplifié à la conception de combineurs Chireix	121
5.5.1	Conception des stubs.....	122
5.5.2	Conception des lignes de transmission	123
5.5.3	Impact de maximisation de l'efficacité moyenne du combineur Chireix sur sa linéarité	124
5.6	Compromis entre efficacité et linéarité dans la conception du combineur Chireix ..	125
5.6.1	Résultat de simulation du combineur Chireix	128
5.6.2	Réalisation et mesures.....	130
5.7	Sensibilité du système LINC à combineur Chireix à la largeur de bande des signaux	134
5.8	Conclusion	138
CHAPITRE 6 L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE DANS LE SYSTÈME CHIREIX		
6.1	Introduction.....	139
6.2	Amplificateur de puissance à charge variable– cas du système Chireix.....	140
6.2.1	Analyse d'un amplificateur de puissance avec une impédance de charge variable.....	140
6.2.2	Sources réelles de l'efficacité globale du système Chireix.....	146
6.2.3	Comparaison de l'efficacité	149
6.2.4	Conditions de linéarité du système Chireix	151
6.3	Validation par simulation à l'aide d'un modèle réel.....	152
6.3.1	Résultats de simulation ADS	154
6.3.1.1	Efficacité.....	155
6.3.1.2	Linéarité	157
6.3.1.3	Puissances DC et RF.....	159
6.3.1.4	Impédance d'entrée du combineur.....	161
6.4	Validation expérimentale – réalisation d'un un système Chireix de 20 watts	164
6.4.1	Conception et réalisation de l'amplificateur de puissance.....	165
6.4.2	Conception et réalisation des transformateurs d'impédance.....	167
6.4.3	Mesures du système Chirex de 20W.....	168
6.5	Conclusion	172
CONCLUSION.....		173
RECOMMANDATIONS ET TRAVAUX FUTURES		177

ANNEXE I Évaluation des voltages (suite du paragraphe 4.2.2.1).....	178
ANNEXE II Expression simplifiée de l'efficacité instantanée (suite du paragraphe 5.3.1).	182
LISTE DE RÉFÉRENCES	187

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 1.1 Point de polarisation pour différents classes d'un amplificateur de puissance ...	16
Tableau 1.2 Comparaison des performances pour différentes classes des amplificateurs.....	24
Tableau 3.1 Efficacité moyenne d'un combineur adapté.....	55
Tableau 5.1 Évaluation du maximum K en fonction de différentes valeurs de Z_c et γ	106
Tableau 6.1 Taux d'amélioration d'efficacité d'un combineur Chireix par rapport à un combineur hybride pour différents types de modulation numérique.	158

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1.1 Les différentes puissances caractéristiques d'un amplificateur.....	7
Figure 1.2 Circuit de base conventionnel d'un amplificateur de puissance.	8
Figure 1.3 Caractéristiques DC d'un amplificateur à transistor FET.	10
Figure 1.4 Caractéristique AC d'un amplificateur de puissance.	12
Figure 1.5 Forme d'onde du courant drain dans un amplificateur de puissance	13
Figure 1.6 Les composantes du courant drain en fonction de l'angle de conduction.	18
Figure 1.7 L'efficacité énergétique de l'amplificateur en.....	19
Figure 1.8 Niveau du voltage d'entrée dans un amplificateur	20
Figure 1.9 Intermodulation d'ordre trois IM_3	22
Figure 1.10 Caractéristique I_d - V_{gs} réelle montrant la non-linéarité d'un amplificateur de puissance autour du point de pincement V_p	23
Figure 1.11 Formes d'ondes obtenues dans un amplificateur classe F.....	25
Figure 1.12 Amplificateur classe F avec LC parallèle.....	25
Figure 1.13 Forme d'onde du courant et du voltage drain en classe E.....	26
Figure 2.1 Dispositif de prédistortion ajouté à l'entrée de l'amplificateur.....	29
Figure 2.2 Caractéristiques AM-AM et AM-PM d'un amplificateur	30
Figure 2.3 Prédistortion à implémentation digital.	31
Figure 2.4 Linéarisation par la technique de Feedback RF.....	32
Figure 2.5 Technique de Feedback d'enveloppe.	32
Figure 2.6 Technique de Feedback à boucle polaire.....	33
Figure 2.7 Technique de Feedback cartésien.	34
Figure 2.8 Technique de Feedforward.	35

Figure 2.9	Schéma de principe d'un amplificateur de puissance Doherty.....	37
Figure 2.10	P_{out} en fonction de P_{in} dans un amplificateur Doherty.....	38
Figure 2.11	Droite de charge variable de l'amplificateur principal du Doherty.....	38
Figure 2.12	Efficacité en fonction de la puissance dans un amplificateur Doherty.....	39
Figure 2.13	Technique EE&R.....	40
Figure 2.14	Architecture typique d'un amplificateur LINC Outphasing.....	41
Figure 2.15	Représentation vectorielle du principe de fonctionnement LINC.....	42
Figure 2.16	Graphique des performances de quelques techniques d'amplification.	43
Figure 3.1	Schéma bloc d'un amplificateur LINC.....	45
Figure 3.2	Deux types de combineurs hybrides adaptés à micro-ruban ; A) Combineur branchline 90° . B) Combineur rat-race 180°	48
Figure 3.3	Combineur Wilkinson adapté à 50 ohms.....	49
Figure 3.4	Amplificateur LINC avec combineur adapté.....	50
Figure 3.5	Efficacité du combineur hybride en fonction	52
Figure 3.6	PDF d'un signal digital modulé en 64QAM.....	53
Figure 3.7	Amplificateur LINC avec combineur Chireix.....	55
Figure 3.8	Circuit équivalent d'une combinaison Chireix.....	56
Figure 3.9	Circuit analytique de la combinaison Chireix.	58
Figure 3.10	Combineur Chireix avec deux stubs $\pm jB$	60
Figure 3.11	Amplificateur LINC utilisant un combineur Chireix avec stubs.....	62
Figure 3.12	Circuit utilisé pour la simulation en ADS d'un combineur Chireix.....	67
Figure 3.13	Validation des équations analytiques d'un combineur Chireix	68
Figure 3.14	Validation des équations analytiques d'un combineur Chireix avec trois différentes impédances caractéristiques et un stub fixe.....	68

Figure 3.15	Optimisation de l'efficacité du combineur	71
Figure 3.16	Linéarité d'un combineur Chireix optimisé et un.....	72
Figure 4.1	Amplificateur LINC avec combineur sans stubs.....	75
Figure 4.2	Les impédances d'entrée d'un combineur Chireix	78
Figure 4.3	Présentation vectorielle de la décomposition du signal d'entrée.....	79
Figure 4.4	Simulation ADS montrant le module et la phase à l'entrée du	83
Figure 4.5	Simulation montrant que le combineur Chireix sans stubs est linéaire.....	83
Figure 4.6	Circuit analytique montrant les impédances dans un amplificateur LINC.....	86
Figure 4.7	Validation des résultats analytiques de l'efficacité instantanée d'un combineur Chireix sans stubs à l'aide de simulation ADS.....	89
Figure 4.8	Adaptation d'impédance entre les amplificateurs	92
Figure 4.9	Abaque de Smith montrant les différentes impédances.....	93
Figure 4.10	Déséquilibre du système Chireix en présence d'une impédance.....	95
Figure 4.11	Compensation de la partie réactive de l'impédance	97
Figure 5.1	Simulation ADS de l'efficacité d'un combineur Chireix ayant la même impédance caractéristique Z_c et trois différents stubs.....	102
Figure 5.2	Variation de l'efficacité de combinaison de combineurs Chireix en fonction de l'impédance caractéristique Z_c pour différents stubs : (a) $\gamma=45^\circ$, (b) $\gamma=20^\circ$ et (c) $\gamma=70^\circ$	103
Figure 5.3	Comparaison de l'efficacité entre le modèle simplifié et la simulation ADS d'un circuit combineur Chireix ayant une impédance fixe et trois différents stubs.	106
Figure 5.4	Comparaison de l'efficacité entre le modèle simplifié et la simulation ADS d'un circuit combineur Chireix ayant un stub fixe et trois différentes impédances.....	106
Figure 5.5	Schéma d'un amplificateur LINC utilisant un combineur Chireix avec stubs et montrant les différents voltages du circuit.	110
Figure 5.6	Simulation ADS du combineur Chireix avec stub.....	115

Figure 5.7	Banc de test pour mesurer l'efficacité du combineur.	116
Figure 5.8	Comparaison de l'efficacité entre le modèle simplifié et mesures expérimentales d'un circuit combineur Chireix ayant une impédance fixe et trois différents stubs. (Figure 5.8).....	117
Figure 5.9	Comparaison de l'efficacité entre le modèle simplifié et mesures expérimentales d'un circuit combineur Chireix ayant un stub fixe et trois différentes impédances.(Figure 5.9).....	117
Figure 5.10	Comparaison entre simulations physiques et modèle simplifié pour le module des deux voltages d'entrée pour trois différents combineurs Chireix.....	118
Figure 5.11	Comparaison entre simulations physiques et modèle simplifié pour la phase du voltage d'entrée des trois différents combineurs Chireix.	119
Figure 5.12	Comparaison entre simulations physiques et modèle simplifié pour le voltage de sortie des trois différents combineurs Chireix.....	119
Figure 5.13	Combineur Chireix optimisé pour un signal modulé en 64QAM.	123
Figure 5.14	Spectre simulé d'un signal 64QAM à la sortie et à l'entrée.....	125
Figure 5.15	Linéarité du combineur Chireix pour quatre différentes	126
Figure 5.16	Efficacité moyenne d'un combineur Chireix avec	127
Figure 5.17	Spectre simulé d'un signal 16QAM à la sortie de combineurs	129
Figure 5.18	Photo d'un combineur Chireix fabriqué.	131
Figure 5.19	Banc de test pour mesurer l'efficacité moyenne	132
Figure 5.20	Diagrammes de constellation 16QAM obtenus en utilisant un combineur Chireix avec stub ayant quatre différentes longueurs électriques.....	134
Figure 5.21	Variation de l'efficacité et du module du voltage de sortie en fonction de la fréquence pour un combineur Chireix sans stubs.	136
Figure 5.22	Efficacité de combinaison pour un spectre de fréquence ayant une bande d'une largeur 20% de la fréquence centrale dans un combineur Chireix.....	137
Figure 5.23	Linéarité pour un spectre de fréquence ayant une bande d'une largeur 20% de la fréquence centrale dans un combineur Chireix.	137

Figure 6.1	Circuit équivalent simplifié d'un amplificateur de puissance.	141
Figure 6.2	Modèle simplifié du fonctionnement d'un	144
Figure 6.3	Efficacité instantanée du LINC utilisant un amplificateur classe B	150
Figure 6.4	Taux d'amélioration d'efficacité en utilisant un combineur Chireix sans stub à la place d'un combineur hybride dans un LINC en classe B.	151
Figure 6.5	Circuit de polarisation classe B du transistor de.....	153
Figure 6.6	Circuit de simulation du LINC avec ADS.....	154
Figure 6.7	Efficacité du système LINC obtenue avec un combineur	155
Figure 6.8	Taux d'amélioration d'efficacité du LINC avec.....	156
Figure 6.9	Linéarité du LINC avec un combineur Chireix sans stub.	158
Figure 6.10	Efficacité et linéarité du système LINC utilisant.....	159
Figure 6.11	Courant drain dans les deux branches du LINC	160
Figure 6.12	Puissance RF et DC dans un système LINC.....	161
Figure 6.13	Un abaque de Smith représentant les deux impédances	162
Figure 6.14	Impact de l'impédance réactive du transistor sur	163
Figure 6.15	Impact de l'impédance réactive du transistor sur l'efficacité instantanée.....	164
Figure 6.16	Le transistor MPHA21010 LDMOS fabriqué par Motorola.	165
Figure 6.17	Photo de l'amplificateur de puissance de 10 watts.....	166
Figure 6.18	Photo du préamplificateur 30 dBm.....	166
Figure 6.19	Circuit LINC avec un transformateur d'impédance optimisée.....	167
Figure 6.20	Représentation graphique du courant drain en fonction du déphasage pour un LINC avec quatre transformateurs différents.....	169
Figure 6.21	Courant drain total dissipé par les deux branches	169
Figure 6.22	Efficacité instantanée d'un LINC utilisant un combineur Chireix sans stub avec différents modèles de transformateur d'impédance.....	170

Figure 6.23 Linéarité d'un LINC utilisant un combineur Chireix sans stub..... 171

LISTE DES SYMBOLES ET DES ABRÉVIATIONS

α	Roll-off d'un filtre Gaussien.
γ	Longueur électrique d'une ligne de transmission
ϵ_r	Constante de diélectrique relative
H	Efficacité énergétique
θ	Phase originale relative à l'enveloppe du signal d'entrée
θ'	Nouvelle phase obtenue à l'entrée du combineur Chireix
λ	Longueur d'onde
$\tau(\theta)$	Taux d'amélioration d'efficacité
φ	Phase du signal modulé
ω	Pulsation du signal modulé en radians
Γ	Coefficient de réflexion
Ω	Unité d'une résistance en Ohm
AC	Courant alternative (Alternative Current)
ACI	Intermodulation aux canaux adjacents (Adjacent Channels Inter-modulation)
AM	Modulation d'amplitude (Amplitude Modulation)
B	Susceptance du stub d'un combineur Chireix
BJT	Transistor bi-jonction (Bi-Jonction Transistor)
CAE	Circuit d'adaptation d'impédance d'entrée d'un amplificateur de puissance
CAS	Circuit d'adaptation d'impédance de sortie d'un amplificateur de puissance
DC	Courant continu (Direct Current)
DSP	Processeur d'un signal numérique (Digital Signal Processing)
EVM	Erreur vectorielle d'un module (Error Vector Magnitude)
f	Fréquence d'un signal en hertz
FET	Transistor à effet de champ (Field Effect Transistor)
G	Gain de tension de l'amplificateur de puissance
g_m	Transconductance de l'amplificateur de puissance
GaN	Gallium Nitride

h	Épaisseur du substrat
I_d	Courant du drain
I_F	Courant de saturation maximum
I_H	Courant des harmoniques
I_q	Courant de polarisation
IMD	Distorsion intermodulation (Inter-Modulation Distortion)
K	Terme constante de l'efficacité
LDMOS	Lateral Diffused Metal Oxide Semiconductor
LINC	Linear amplification with non linear components
MQAM	Multi Quadrature Amplitude Modulation
P_{DC}	Puissance fournie par la source DC
P_{Diss}	Puissance dissipée par l'amplificateur
P_o	Puissance RF transmise
PTAR	Peak To Average Ratio
r	Module de l'enveloppe de signal modulé
R	Partie réelle d'une impédance Z
R_S	Débit de symboles (Symbol rate)
RF	Radio Frequency
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
V_{1,2}	Tension à l'entrée de l'amplificateur de puissance
V_{o1,2}	Tension à l'entrée du combineur
V_o	Tension à la sortie du combineur
X	Partie imaginaire d'une impédance Z
y	Admittance normalisée de l'impédance caractéristique du combineur
Y_{1,2}	Admittance d'entrée du combineur
Z_o	Impédance de charge
Z_{1,2}	Impédance d'entrée du combineur
Z_p	Impédance du combineur correspondante à la crête de l'enveloppe
Z_t	Impédance de sortie de l'amplificateur de puissance

INTRODUCTION

Dans les systèmes de communications sans fil, l'amplificateur de puissance RF représente l'un des facteurs les plus critiques pour le design des transmetteurs sans fil. Il est typiquement situé dans le dernier étage de ces transmetteurs. Pour toutes les applications considérées, tels qu'un portable à faible puissance, une station de base de quelque dizaines de watts ou une station TV transmettant des centaines de watts, l'amplificateur de puissance est fabriqué en tenant compte des mêmes critères principaux comme, l'efficacité énergétique, la linéarité d'amplification, le cout d'un watt et l'encombrement.

Avec la croissance connue ces dernières années dans le marché de communications sans fil, le téléphone portable est devenu un moyen de communication très populaire. Le succès de la technologie numérique dans les années précédentes a favorisé le développement de nouveaux services tel que l'accès à l'internet et la vidéophonie qui nécessitent l'augmentation de débit de données. Or, les systèmes de communications de la deuxième génération installés dans le milieu de l'année 1990 ont été conçus pour les données à faibles débits. Ces systèmes utilisent parfois des techniques de modulation à enveloppe constante en modulant la phase ou la fréquence. On peut citer quelques standards comme le système ; GSM (Globale System for Mobile communication), TDMA IS-54/IS-136 (Time Division Multiple Access) et DCS 1800/1900 (Digital Communication System). Les systèmes de communications de troisième génération, utilisent la modulation de l'amplitude et de la phase afin d'augmenter largement les débits de communication. Parmi ces systèmes on peut citer, le système UMTS (Universal Mobile Telecommunications system), CDMA IS-95 (Code Division Multiple Access), MQAM (Multi Quadrature Amplitude Modulation) et OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). L'avantage avec ces nouvelles techniques est qu'avec un même débit de données, la bande de fréquence utilisée est largement inférieure que celle utilisée par les techniques à enveloppe constante. Par conséquent, on

obtient une efficacité spectrale supérieure. Ce qui est important pour notre travail est l'impact des différentes techniques de modulation et d'accès sur l'étage de l'amplification de puissance. En effet, avec les techniques à enveloppe constante, l'amplificateur de puissance est opéré dans son point de saturation où l'efficacité énergétique est très élevée. Tandis qu'avec les techniques à enveloppe variable, l'amplificateur traditionnel est utilisé dans sa région linéaire en reculant du point de saturation afin de ne pas déformer l'enveloppe utile du signal. Ce recul de puissance a un impact sur l'efficacité énergétique et le niveau de la puissance moyenne transmise. Dans le contexte d'un réseau de téléphonie cellulaire, un des moyens pour remédier à ces limitations est d'augmenter le nombre de cellules utilisées dans la région de communication des portables de façon que la consommation d'énergie soit équivalente à celle qui utilise la modulation à enveloppe constante. Mais cette méthode est très coûteuse du point de vue installation géographique du système. L'alternative donc à trouver une solution permettant d'augmenter l'efficacité avec une linéarité d'amplification acceptable. C'est dans ce contexte que s'inscrit notre travail.

L'objectif de notre travail est de maximiser l'efficacité en maintenant une bonne linéarité en utilisant des amplificateurs à deux branches et en particulier l'amplificateur LINC (Linear amplification using non linear components). Pour atteindre cet objectif, nous commençons par une revue de littérature concentrée sur ce domaine de recherche. Nous étudions en premier les performances d'un amplificateur de puissance traditionnel à une seule branche. Ces amplificateurs ne peuvent pas être efficace et linéaire à la fois. Par la suite, nous investiguons des techniques de linéarisation et d'augmentation d'efficacité. Ces techniques utilisent parfois une deuxième branche qui sert à améliorer le fonctionnement de l'amplificateur pour obtenir une efficacité et une linéarité meilleures. Parmi ces techniques, nous avons adopté d'investiguer et de développer la technique LINC car les publications dans le sujet de cette technique ne sont pas trop claires. Elles contiennent beaucoup de points importants qui sont investigués et étudiés suivant des cas particuliers du système ou présentés d'une façon très complexes.

Cette rédaction est organisée en six chapitres comme suit :

Le chapitre 1 présente l'amplificateur de puissance à une seule branche et ses caractéristiques fondamentales telles que l'efficacité, la linéarité, la puissance, le gain et les classes d'opération.

Le chapitre 2 présente une revue de littérature décrivant les différentes techniques de linéarisation et d'augmentation d'efficacité.

Le chapitre 3 est consacré à la présentation de l'amplificateur LINC en analysant et expliquant les plus importantes publications dans cette technique.

Le chapitre 4 présente une étude analytique originale du système d'amplification LINC montrant ses performances avec l'utilisation d'un combineur de puissance Chireix ainsi que d'un combineur hybride. Ce chapitre constitue une première contribution de cette thèse.

Le chapitre 5 présente un modèle intuitif et simplifié pour prédire les différentes performances du système d'amplification LINC utilisant un combineur Chireix et des amplificateurs idéaux. Avec ce modèle, l'allure de l'efficacité et la linéarité en fonction de l'enveloppe du signal est facilement déterminée. Ce chapitre constitue une deuxième contribution de cette thèse.

Le chapitre 6 présente une étude analytique de la relation réelle entre l'amplificateur de puissance utilisé dans chaque branche du LINC et le combineur Chireix. Nous y donnons une explication originale sur l'interaction entre l'impédance d'entrée du combineur et le courant du drain de l'amplificateur grâce à laquelle l'efficacité énergétique du système peut être largement améliorée sans affecter la linéarité. Des simulations avec ADS et des travaux expérimentaux sont effectuées pour valider cette

étude analytique. Durant ces travaux, nous avons fabriqué différents combineurs Chireix ainsi que des amplificateurs de puissances. Une comparaison entre les résultats des simulations et des mesures avec les résultats théorique a été effectuée et nous avons montré une correspondance exacte entre ces résultats. Ce chapitre constitue la troisième contribution de cette thèse.

CHAPITRE 1

LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE RF À SIMPLE BRANCHE

1.1 Introduction

Le rôle fondamental d'un émetteur dans un système sans fil est de transformer et d'émettre, avec le maximum d'efficacité spectrale et énergétique possibles, l'énergie disponible (batteries, alimentations ...) en énergie radiofréquence modulée par des informations sous forme analogiques ou numériques. Par ailleurs, la transmission doit se faire avec le moins possible de distorsion au niveau de l'enveloppe et de la phase du signal à transmettre qui contiennent les informations utiles. Les amplificateurs de puissance RF forment la partie clef de ces émetteurs, aussi bien pour les systèmes mobiles (téléphone, satellite) que pour les systèmes fixes (stations de base, réseaux hertziens). De nombreux paramètres caractérisent le dimensionnement de ces amplificateurs, tels que la linéarité, l'efficacité énergétique, la bande passante, le coût d'opération, la fiabilité et la disponibilité. L'amplificateur de puissance occupe le dernier étage de la chaîne de transmission sans fil RF. Puisque cet étage consomme la plupart de l'énergie DC pendant l'amplification en puissance du signal RF, il doit être fabriqué d'une manière à utiliser efficacement cette énergie et à minimiser les pertes de puissance. Afin de satisfaire le besoin croissant en terme de débit de transmission, des modulations numériques complexes, comme les modulations CDMA, MQAM et OFDM sont de plus en plus adoptées dans les standards de communication sans-fil. En effet, pour ces types de modulation, les données modulent aussi bien la phase que l'amplitude du signal RF pour assurer une efficacité spectrale élevée. Ainsi, le signal modulé subit une grande variation d'amplitude avec des PTAR (Peak To Average Ratio) allant jusqu'à 12 dB. À cause de cette grande variation de dynamique, l'opération des amplificateurs traditionnels à simple branche avec des modes efficaces peut détruire la linéarité du signal amplifié. Un compromis entre l'efficacité et la linéarité peut être obtenue en reculant un peu le niveau moyen de la puissance de sortie OPBO (Output

Power Back-off). Pour toutes ces raisons, plusieurs architectures complexes ont été développées pour améliorer l'efficacité et ou la linéarité de l'étage d'amplification. Avant de passer en revue ces architectures, on se propose de réviser les notions de base sur l'amplificateur de puissance.

1.2 L'amplificateur de puissance

Dans cette section, nous présentons le circuit fondamental de l'amplificateur de puissance afin de montrer ses caractéristiques DC et AC. Nous nous intéressons par la suite à analyser les paramètres relatifs à l'amplificateur de puissance et nous concluons ce travail analytique par énumérer les classes d'opération des amplificateurs ainsi que leurs propriétés en termes de linéarité, d'efficacité, de puissance délivrée à la sortie et de gain.

1.2.1 Bilan de puissance

La figure 1.1 montre les différentes puissances caractérisant un amplificateur de puissance RF. On peut distinguer deux catégories de puissances ; entrantes et sortantes. Les puissances entrantes sont : la puissance RF d'entrée P_{in} et la puissance fournie par l'alimentation continue P_{DC} . Les puissances sortantes sont : la puissance RF délivrée par l'amplificateur P_{out} qui est le signal utile à transmettre, et la puissance dissipée par l'amplificateur P_{Diss} . Elle représente une puissance perdue qui affecte l'état thermique de l'amplificateur. Ces puissances sont reliées de façon à satisfaire le principe de conservation d'énergie :

$$P_{in} + P_{DC} = P_{out} + P_{Diss} \quad (1.1)$$

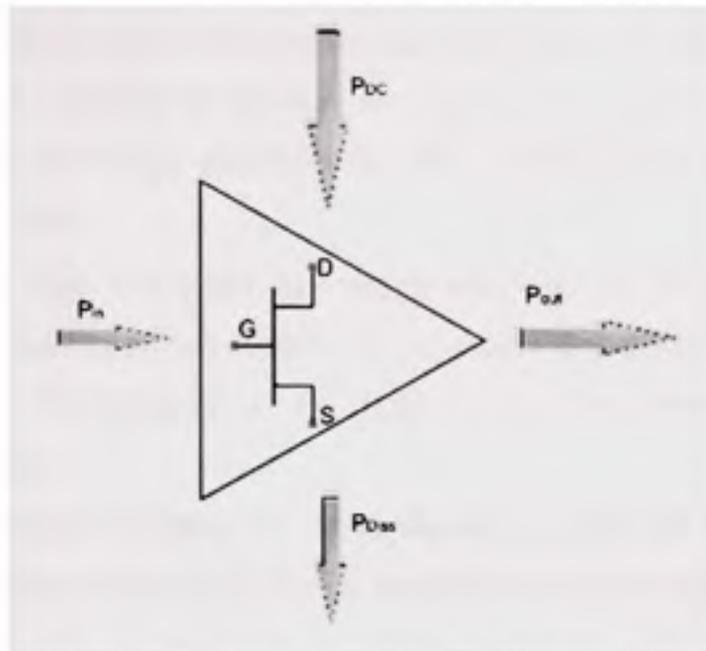


Figure 1.1 *Les différentes puissances caractéristiques d'un amplificateur.*

1.2.2 Le circuit d'un amplificateur de puissance

La figure 1.2 montre le circuit conventionnel d'un amplificateur de puissance avec toutes ses composantes et les deux sources d'alimentation de voltage continu nécessaires (Ghannouchi, 2004). Ces deux sources DC sont utilisées afin de polariser le transistor et par conséquent spécifier la classe d'opération de l'amplificateur (A, AB, B, C, D, E, F...etc.). Les différentes composantes constituant cet amplificateur sont les suivantes :

- Un transistor qui est l'élément actif du circuit, il peut être un transistor bi-jonction (BJT) ou à effet de champ (FET).
- Deux sources de tension continue pour alimenter la grille V_{gs0} et le drain V_{ds0} afin de garantir un bon point d'opération de l'amplificateur.
- Deux inductances en séries avec l'alimentation DC pour assurer la polarisation continue pour la grille et le drain du transistor. De plus, ces inductances présentent un circuit ouvert pour les composantes RF du signal et empêchent ces dernières de fuir dans l'alimentation DC.

- Deux condensateurs ; l'un est en série avec l'entrée et l'autre en série avec la sortie, pour assurer le passage du signal RF à travers l'amplificateur et empêcher le voltage d'alimentation DC d'affecter l'entrée et la sortie de l'amplificateur.
- Un filtre idéal à la sortie de l'amplificateur qui est accordé à la fréquence fondamentale du signal amplifié. Il présente une impédance infinie devant la fréquence fondamentale de ce signal et un court-circuit pour tous autres harmoniques.
- Une résistance de charge R_L est appliquée à la sortie de l'amplificateur dans laquelle il ne circule que le courant fondamental utile du signal amplifié.

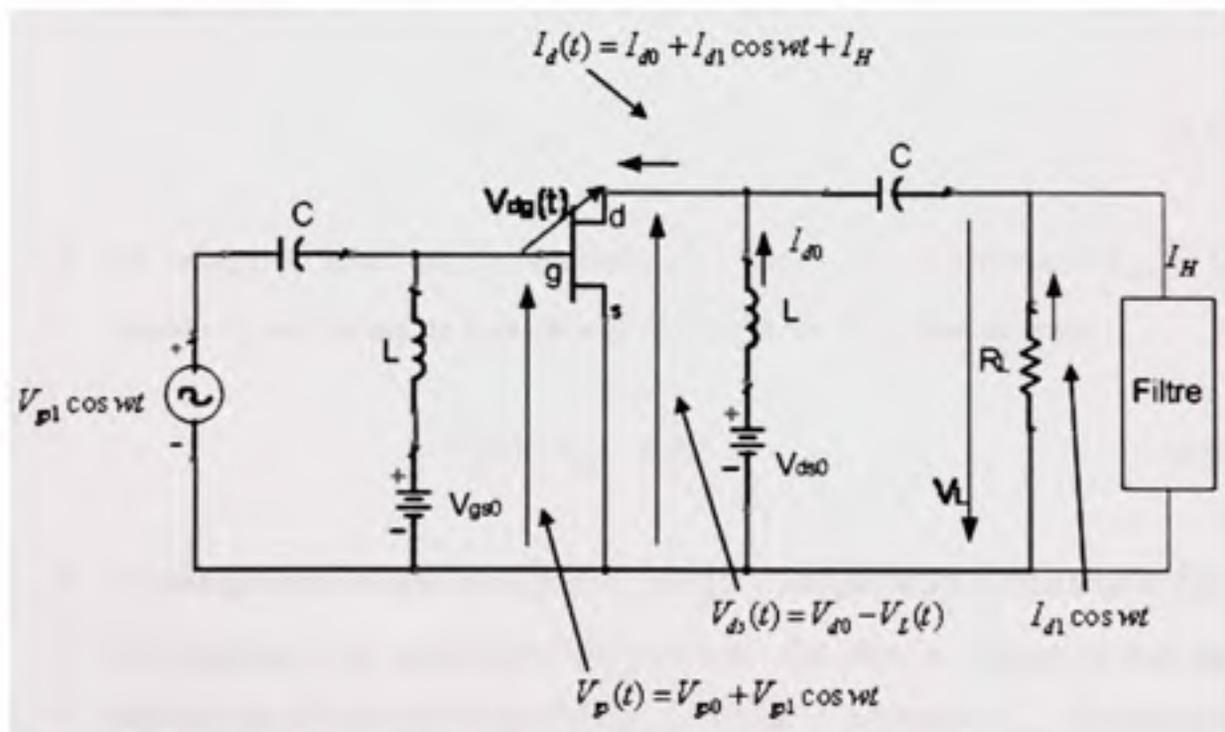


Figure 1.2 Circuit de base conventionnel d'un amplificateur de puissance.

L'analyse du circuit de l'amplificateur de puissance montré dans la figure 1.2 nous donne plusieurs relations entre les différents voltages et courants qui sont distribués aux différents points du circuit. Ces relations sont les suivantes :

- Un signal d'entrée sinusoïdale de la forme suivante :

$$V_{in}(t) = V_{gs} \cos \omega t \quad (1.2)$$

- Sur la grille, on trouve le signal $V_{in}(t)$ avec le voltage de polarisation DC sous la forme suivante :

$$V_g(t) = V_{gs0} + V_{gs} \cos \omega t \quad (1.3)$$

- Le courant du drain qui contient, les composantes DC, fondamentale et harmoniques :

$$I_d(t) = I_{d0} + I_{d1} \cos \omega t + I_H \quad (1.4)$$

- Le voltage du drain qui est représenté en fonction de l'alimentation V_{ds0} et la tension V_L aux bornes de la résistance de charge par l'équation suivante :

$$V_{ds}(t) = V_{ds0} - V_L(t) \quad (1.5)$$

- Le voltage entre le drain et la grille $V_{dg}(t)$ qui a une particularité importante dans la conception d'un amplificateur de puissance. En effet, ce voltage ne doit pas dépasser un niveau spécifique qui est le voltage d'avalanche V_{dgs} (Breakdown voltage).

1.2.3 Caractéristiques DC de l'amplificateur

Les caractéristiques DC de l'amplificateur sont présentées dans la figure 1.3. On observe dans cette figure que le transistor possède trois zones de fonctionnement importantes qui sont :

1. La zone ohmique : c'est la zone où le courant drain I_d augmente linéairement avec la tension du drain V_{ds} . Dans cette zone la tension drain-source se trouve dans une région entre zéro et la tension de coude V_K (Knee voltage) $V_{ds} < V_K$.
2. La zone de saturation : c'est la zone dans laquelle le courant du drain reste constant en fonction de la tension drain-source. C'est la zone de travail utile du transistor. Théoriquement, dans cette zone le courant I_d augmente linéairement en fonction de la tension grille V_{gs} .
3. La zone d'avalanche : dans cette zone le courant du drain augmente rapidement en fonction de la tension drain-source et peut dépasser le courant de saturation maximum supporté par le transistor ce qui peut causer sa destruction.

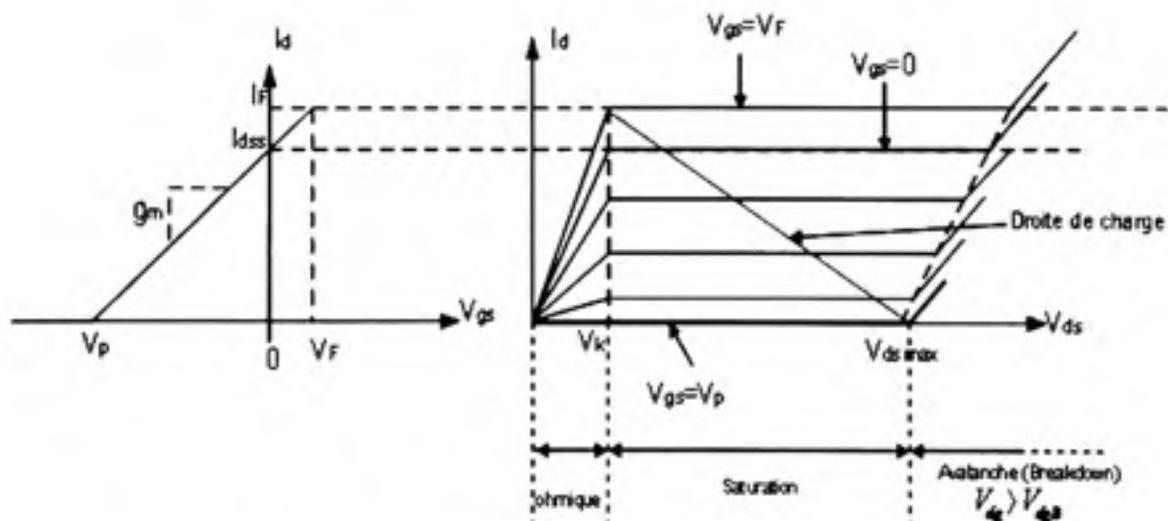


Figure 1.3 Caractéristiques DC d'un amplificateur à transistor FET.

Donc, pour une opération normale du transistor de puissance, la valeur de la tension d'alimentation DC au drain, V_{ds} , doit être choisie au milieu de la zone de saturation afin de garantir une plage d'excitation maximale linéaire pour le signal RF de sortie.

D'autre part, avec un choix normal du voltage d'alimentation V_{ds} au milieu de la zone de saturation, le courant I_d varie en fonction du voltage grille V_{gs} comme montré par la caractéristique $I_d - V_{gs}$ de la figure 1.3. Ce courant est nul pour $V_{gs} < V_p$ et augmente linéairement avec une pente appelée transconductance g_m , en notant que V_p est la tension de pincement du transistor ou Cut-off en anglais. Le courant de saturation maximum du drain est noté par I_F et correspond à la valeur maximale de la tension grille notée V_F . Afin de maintenir une linéarité de l'amplification et pour des considérations thermiques, le dépassement de ce niveau n'est pas toléré pour les classes d'opération classiques (A, B, AB et C). Cependant, dans le cas de fonctionnement dans des classes de commutation (D, E, F, S, ...etc.), il est requis d'avoir ce dépassement pour les deux niveaux V_F et V_p .

1.2.4 Caractéristique AC de l'amplificateur

La figure 1.4 présente l'opération AC d'un amplificateur de puissance. Dans cette figure, on observe que le signal RF d'entrée $V_{gs}(t)$ est excité de façon à atteindre le voltage V_F pour maximiser la puissance délivrée à la charge. Pour cette raison, le choix du point de polarisation grille V_{gs0} aura un impact direct sur la forme d'onde du courant drain. Pour une tension d'entrée sinusoïdale montrée dans la même figure, la tension grille correspondante peut être formulée comme suit :

$$V_{gs}(t) = V_{gs0} + (V_F - V_{gs0}) \cos \omega t \quad (1.6)$$

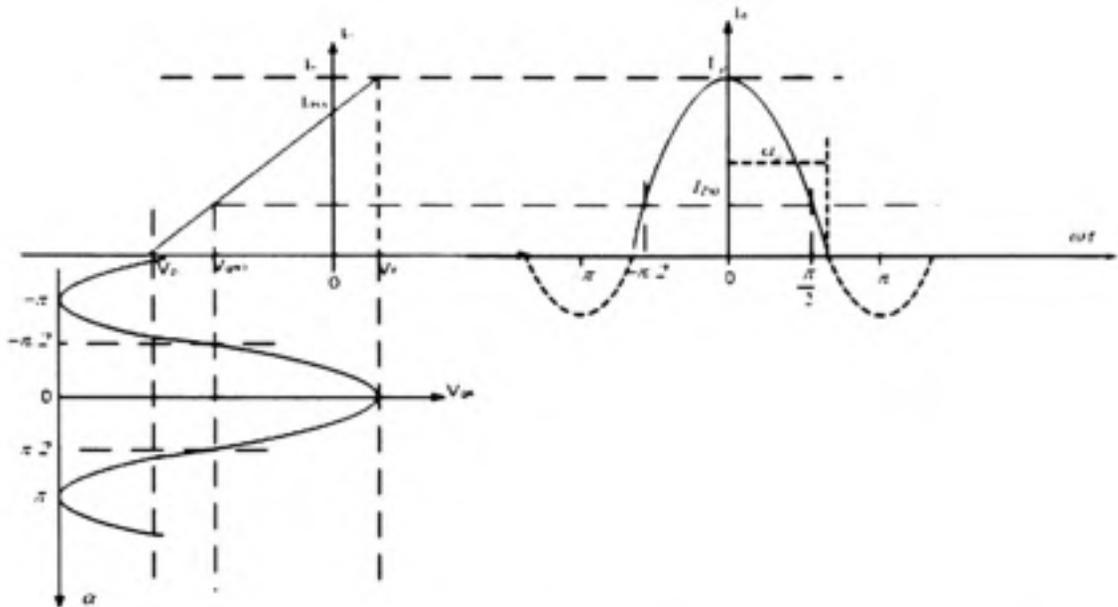


Figure 1.4 Caractéristique AC d'un amplificateur de puissance.

D'autre part, l'opération de l'amplificateur de puissance dans l'une des classes traditionnelles A, AB, B et C exige un signal d'entrée $V_{gs}(t)$ avec une dynamique qui ne doit pas dépasser le plafond V_F . Mais selon la classe, une partie du signal peut passer en dessous du voltage de pincement V_p . Dans ce cas, le transistor ne conduit pas et le courant I_d sera nul.

1.3 Analyse avec angle de conduction réduit

La figure 1.5 montre le courant du drain I_d en fonction du temps. Pour un angle ωt entre zéro et π , le transistor conduit seulement entre zéro et α_0 , qu'on appelle l'angle de conduction du transistor ou l'angle d'ouverture. Analytiquement, pendant la conduction du transistor, le courant drain peut être représenté par l'équation suivante :

$$\begin{cases} I_d(t) = I_{D0} + (I_F - I_{D0}) \cos(\omega t) & 0 \leq \omega t \leq \alpha_0 \\ I_d(t) = 0 & \alpha_0 < \omega t \leq \pi \end{cases} \quad (1.7)$$

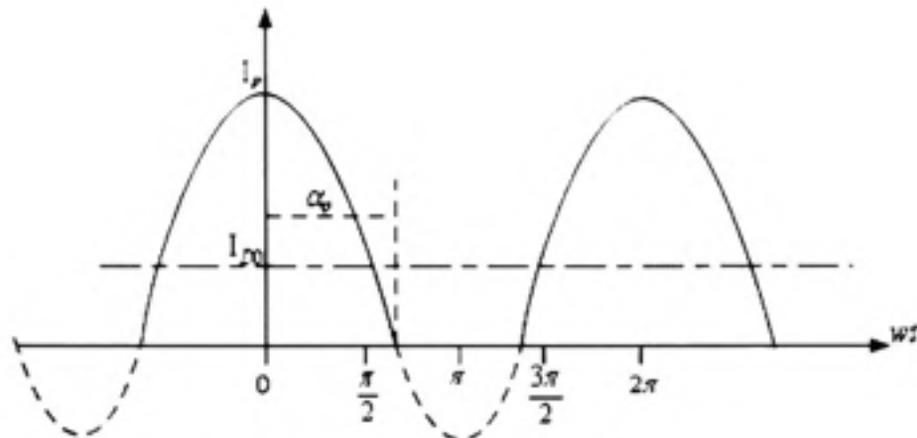


Figure 1.5 *Forme d'onde du courant drain dans un amplificateur de puissance*

Le courant I_{D0} dans cette équation représente le courant de polarisation DC du transistor en absence du signal RF. Il faut le distinguer du courant I_{d0} dans l'équation (1.4) qui est le courant moyen du drain en présence du signal RF. Il est clair dans la figure 1.5 que le courant drain est nul pour un angle égale à α_0 et l'équation (1.7) peut être reformulée de la manière suivante :

$$I_d(\alpha_0) = I_{D0} + (I_F - I_{D0}) \cos \alpha_0 = 0 \quad (1.8)$$

En isolant I_{D0} dans l'équation (1.8), on obtient :

$$I_{D0} = I_F \cdot \frac{\cos \alpha_0}{\cos \alpha_0 - 1} \quad (1.9)$$

On peut maintenant écrire une équation qui peut définir la forme du courant drain dans un état de conduction réduite en combinant l'équation (1.7) avec l'équation (1.9) :

$$I_d(t) = I_F \frac{\cos \omega t - \cos \alpha_0}{1 - \cos \alpha_0} \quad (1.10)$$

En décomposant le signal I_d en série de Fourier, nous obtenons l'équation suivante :

$$I_d(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t \quad (1.11)$$

où

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I_d(t) \cos n\omega t \cdot d\omega t \quad (1.12)$$

Cette expression contient les composantes fréquentielles suivantes; DC, fondamentale et harmoniques. Le terme a_n représente la valeur maximale que peut atteindre l'amplitude de chaque composante. Par conséquent, le courant drain peut être réécrit comme suit :

$$I_d(t) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + a_3 \cos 3\omega t + \dots \text{etc.} \quad (1.13)$$

La composante DC sera calculée donc à l'aide de l'équation :

$$I_{d0} = \frac{a_0}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\alpha_0}^{\alpha_0} I_d(t) \cdot d\omega t \quad (1.14)$$

En utilisant les différentes composantes dans série de Fourier ainsi que l'équation 1.10, nous trouvons pour la composante DC :

$$I_{d0} = \frac{I_F}{\pi} \frac{\sin \alpha_0 - \alpha_0 \cos \alpha_0}{1 - \cos \alpha_0} \quad (1.15)$$

Pour la composante fondamentale du courant $I_d(t)$:

$$I_{d1} = a_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\alpha_0}^{\alpha_0} I_d(t) \cos \omega t \cdot d\omega t \quad (1.16)$$

En appliquant le même calcul précédent, nous trouvons :

$$I_{d1} = \frac{I_F}{\pi} \frac{\alpha_0 - \sin\alpha_0 \cos\alpha_0}{1 - \cos\alpha_0} \quad (1.17)$$

1.4 Classes d'opération des amplificateurs linéaires

Les amplificateurs de puissance à simple branche sont divisés en deux groupes selon le point d'opération du transistor et la dynamique du signal à l'entrée. Le premier regroupe les classes d'opération où le signal à la sortie du transistor ne dépasse pas la saturation comme les classes A, AB, B et C. Ce groupe est dit linéaire car il permet à l'enveloppe variable d'un signal d'être amplifié linéairement. Le deuxième groupe est constitué des amplificateurs à découpage connus en anglais sous le nom "Switching amplifiers" comme les classes F, D et E...etc. Ce sont des amplificateurs non linéaires pour lesquels le signal à la sortie est écrêté des deux cotés. Ce groupe d'amplificateurs est utilisé pour augmenter l'efficacité énergétique d'amplification avec les signaux à enveloppe constante comme les modulations de fréquence (FM) et de phase (PM).

Chaque classe du groupe linéaire est défini par la valeur de la tension de polarisation DC appliquée à la grille V_{gs0} en fonction de la plage de conduction du transistor ($V_F - V_p$). Cette tension de polarisation peut être présentée sous forme normalisée de la façon suivante :

$$V_q = \frac{V_{gs0} - V_p}{V_F - V_p} \quad (1.18)$$

On peut aussi normaliser le courant de polarisation du drain I_{D0} en fonction du courant de saturation I_F et on aura :

$$I_q = \frac{I_{D0}}{I_F} \quad (1.19)$$

Le tableau 1.1 présente le point de polarisation pour chaque classe d'opération d'un amplificateur de puissance.

Tableau 1.1

Point de polarisation pour différents classes d'un amplificateur de puissance

Classe	V_q	I_q	Angle d'ouverture α_0
A	0.5	0.5	π
AB	Entre 0 et 0.5	Entre 0 et 0.5	Entre $\pi/2$ et π
B	0	0	$\pi/2$
C	<0	0	Entre 0 et $\pi/2$

1.4.1 Performances du groupe linéaire

Les classes d'amplifications linéaires sont caractérisées par plusieurs propriétés telles que le niveau de la puissance délivrée, le gain en puissance, l'efficacité énergétique de l'amplificateur et la linéarité d'amplification. L'analyse suivante est importante pour clarifier chacune de ces propriétés.

La puissance du signal délivrée à la résistance de charge peut être calculée comme suit :

$$P_L = \frac{1}{2} R_L I_{d1}^2 = \frac{1}{2} V_{d1} I_{d1} \quad (1.20)$$

V_{d1} est l'amplitude de la tension fondamentale présentée aux bornes de la charge R_L .

La puissance d'alimentation DC peut encore être écrite :

$$P_{DC} = V_{d0} I_{d0} \quad (1.21)$$

En présence de la tension de coude V_K , la tension fondamentale peut être maximisée en choisissant la tension d'alimentation du drain au milieu de l'intervalle V_K - V_{dsmax} . La dynamique de $V_{ds}(t)$ doit couvrir la totalité de cet intervalle et aura donc la forme suivante :

$$V_{ds}(t) = V_{ds0} - V_{ds1} \cos \omega t \quad (1.22)$$

Le signe négatif dans l'équation (1.22) est dû à l'opposition de phase entre le courant et la tension du drain. On peut évaluer la tension d'alimentation DC et l'amplitude maximale de V_{ds} en fonction de cet intervalle et on obtient :

$$V_{ds0} = \frac{V_{dsmax} + V_K}{2} \quad (1.23)$$

$$V_{ds1} = \frac{V_{dsmax} - V_K}{2} \quad (1.24)$$

Par conséquent, l'efficacité énergétique du drain est égale :

$$\eta_d = \frac{P_L}{P_{DC}} = \frac{1}{2} \frac{V_{ds1} I_{d1}}{V_{ds0} I_{d0}} = \frac{1}{2} \frac{(V_{dsmax} - V_K) I_{d1}}{(V_{dsmax} + V_K) I_{d0}} \quad (1.25)$$

L'équation (1.25) représente l'efficacité énergétique réelle du drain en présence de la tension de coude. Dans le cas idéal où la tension de coude est nulle, on aura $V_{ds1} = V_{ds0} = V_{dsmax} / 2$. Donc l'efficacité énergétique idéale du drain aura la forme suivante :

$$\eta_d = \frac{1}{2} \frac{I_{d1}}{I_{d0}} \quad (1.26)$$

En simulant les équations (1.12), (1.14) et (1.16), on obtient le niveau du courant normalisé pour les composantes DC, fondamentale et les cinq premiers harmoniques du courant drain en fonction de l'angle de l'ouverture du transistor tels que montrés dans la figure 1.6 (Cripps, 1999, p. 49).

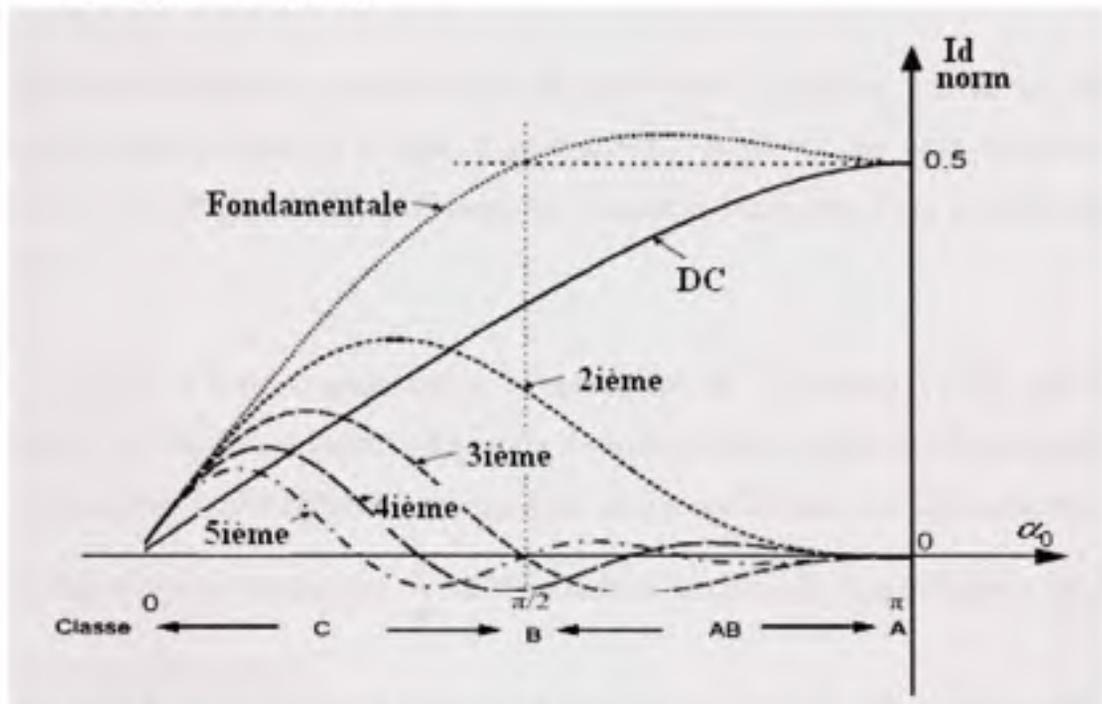


Figure 1.6 Les composantes du courant drain en fonction de l'angle de conduction.

1.4.2 Puissance délivrée

Selon les courbes représentées dans la figure 1.6, on peut conclure qu'en classe A et B le niveau du courant fondamental circulant dans la résistance de charge est le même. En prenant la classe A comme référence, on peut dire que le facteur d'utilisation de puissance PUF (power utilisation factor) de l'amplificateur en classe B est égal à l'unité. En effet, pour cette classe, l'amplificateur délivre le même niveau de puissance que celui de la classe A. D'autre part, on observe qu'en classe AB le PUF dépasse l'unité et peut atteindre 1.2. Ainsi, cette classe d'opération est très utilisée dans les transmetteurs RF afin de réduire le coût d'un watt transmis. Pour un angle de conduction correspondant à

une classe C, on observe que le courant fondamental du drain tombe au dessous du courant en classe A, on obtient donc un faible PUF.

1.4.3 L'efficacité énergétique

En observant l'allure du courant DC du drain dans la figure 1.6 et le courant fondamental en fonction de l'angle d'ouverture du transistor, on peut conclure que l'efficacité énergétique de l'amplificateur de puissance augmente avec la réduction de cet angle.

Dans la figure 1.7 nous présentons la simulation de l'équation (1.26) qui décrit l'efficacité du drain en fonction de l'angle d'ouverture du transistor. C'est un résultat idéal qui montre que l'efficacité énergétique de l'amplificateur en classe A est 50% qu'elle augmente en passant par $\frac{\pi}{4}$ ou 78.5% dans la classe B et qu'elle peut atteindre 100% loin dans le classe C.

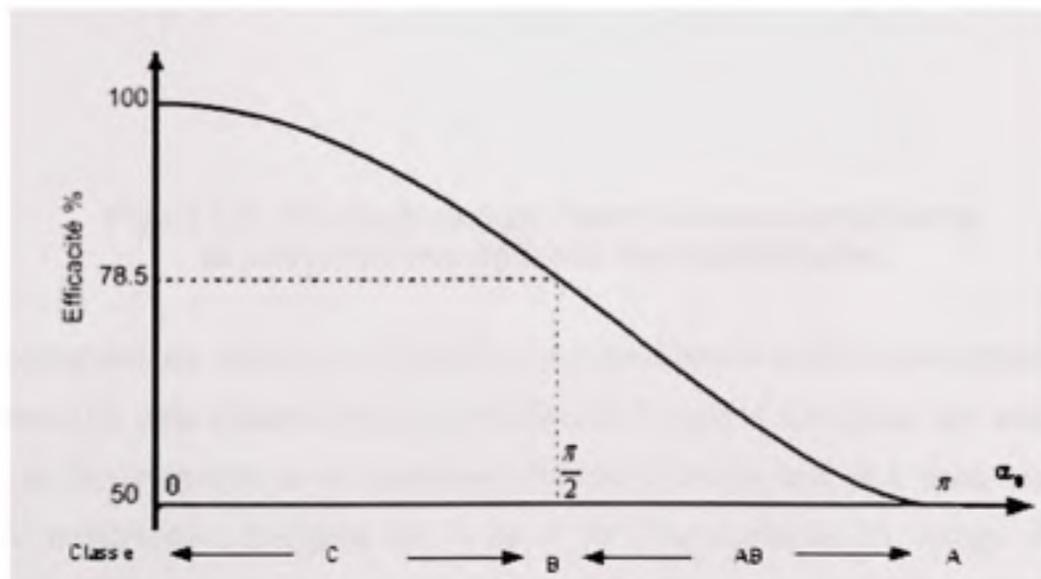


Figure 1.7 L'efficacité énergétique de l'amplificateur en fonction de l'angle d'ouverture du transistor.

1.4.4 Gain en puissance

Le gain en puissance d'un amplificateur est le rapport entre la puissance du signal fourni à la charge et la puissance du signal appliqué à son entrée. La figure 1.8 montre le niveau du signal d'entrée pour chaque classe d'opération. On observe que plus on réduit l'angle de conduction du transistor plus il faut augmenter le voltage du signal d'entrée afin d'atteindre le niveau de saturation V_F .

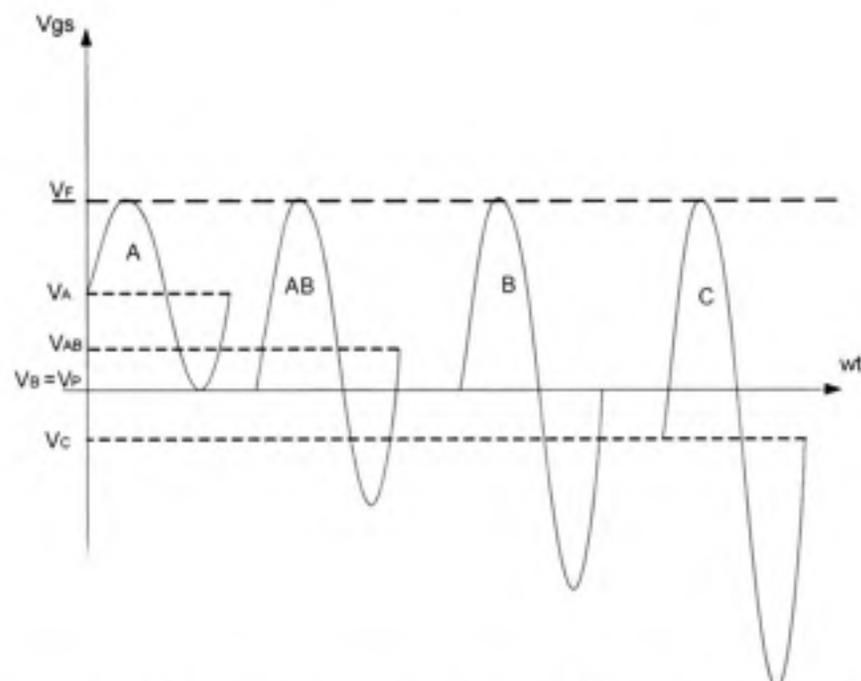


Figure 1.8 Niveau du voltage d'entrée dans un amplificateur de puissance pour différents classes d'opération.

Par conséquent, on trouve que l'amplificateur en classe A offre le plus grand gain de puissance. Ce gain diminue avec la réduction de l'angle d'ouverture, non seulement à cause de la diminution de la puissance délivrée à charge cité plus haut, mais aussi, comme montré dans la figure 1.8, à cause de l'augmentation du voltage du signal d'entrée pour une excitation maximale. Par exemple, en classe B le signal d'entrée est deux fois plus grand qu'en classe A pour une même puissance de sortie. D'où, le gain en classe B est 6 dB plus bas que celui en classe A.

1.4.5 Linéarité

Un amplificateur de puissance est dit linéaire lorsqu'il présente un gain constant indépendant du niveau de puissance à l'entrée. Nous savons que dans la région de conduction du transistor, la relation entre le courant drain et le voltage d'entrée dépend de la pente de transconductance g_m . Cette pente est théoriquement constante mais présente en réalité une faible variation qu'on peut négliger. On dit qu'un amplificateur en classe A est parfaitement linéaire lorsque la dynamique du signal amplifié ne touche pas la saturation ni le point de pincement.

Pour les autres classe AB, B et C, la linéarité d'amplification se dégrade en fonction de l'angle de conduction de chaque classe. Avec les signaux à modulation d'enveloppe, le choix de la classe d'amplification dépend de la valeur minimum que peut atteindre cette enveloppe. Un signal avec une enveloppe ayant un minimum qui passe par zéro par exemple ne peut pas être amplifié linéairement en classe C et il faut un amplificateur en classe AB ou B. Pour les enveloppes qui ont un minimum supérieur, la classe C peut être utilisée afin d'obtenir une meilleure efficacité. Cependant, ceci ne garantit pas pour autant la linéarité. En réalité, l'angle d'ouverture de chaque classe joue un rôle important dans le degré de linéarité d'amplification. Dans l'étude précédente, nous avons vu dans la figure 1.6 que le courant drain contient des composantes de différents niveaux qui dépendent de l'angle d'ouverture de l'amplificateur de puissance. On remarque dans cette figure que les harmoniques en classe A sont nulles, tandis que dans les autres classes les harmoniques augmentent graduellement. Dans le cas d'un signal à une seule fréquence, le problème des harmoniques peut être résolu en utilisant un simple filtre passe-haut entre la sortie et la masse pour les éliminer puisque ces harmoniques sont localisés dans les fréquences multiples de la fréquence fondamentale.

Cependant, dans le cas d'un signal modulé à plusieurs porteuses, en plus des harmoniques, l'amplificateur génère des intermodulations qui sont distribuées dans la

bande même du signal et ses cotés. Figure 1.9 illustre le phénomène d'intermodulation pour un signal à deux porteuses proche f_1 et f_2 . Les intermodulations d'ordre impair sont les plus problématiques car leur produits tombent à l'intérieur et autour de la bande passante du signal utile créant une distorsion dans la bande passante et des interférences indésirables aux canaux adjacents ne peuvent être filtrés. Notons que les produits d'intermodulation d'ordre 3 (IM_3) correspondent à $2f_1-f_2$ et $2f_2-f_1$, dans la figure 1.9, sont les plus critiques et leur minimisation améliore grandement la linéarité d'un amplificateur.

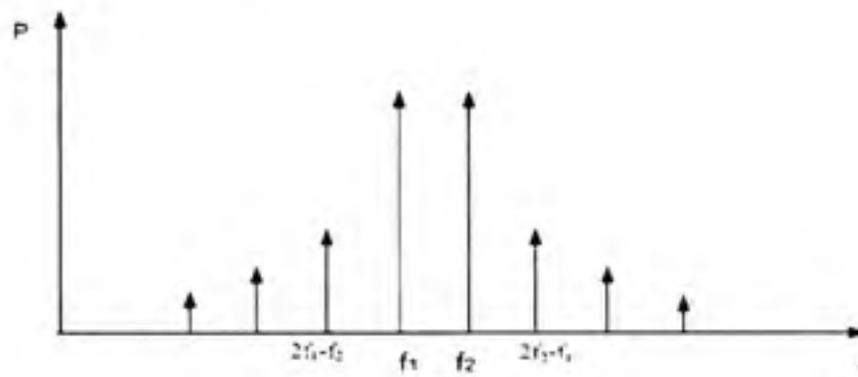


Figure 1.9 *Intermodulation d'ordre trois IM_3 .*

Revenons de nouveau à la figure 1.6, on constate que dans la classe B les harmoniques d'ordre impaires sont nulles et seules les harmoniques d'ordre paires sont présentes. Donc dans cette classe d'opération, les intermodulations d'ordre impaire qui peuvent tomber à l'intérieur de la bande passante sont théoriquement nulle. Pour cette raison l'amplificateur qui fonctionne en classe B est compté parmi les amplificateurs linéaires. En pratique, le seuil de conduction du transistor autour du point de pincement montré dans la figure 1.10 n'est pas linéaire, le courant drain augmente lentement en fonction du niveau d'entrée avant d'atteindre une pente constante. Ceci peut produire des produit d'intermodulation d'ordre impaire (IM_3 , IM_5 ...etc.) d'une intensité plus ou moins grande dépendamment de ce seuil de conduction. En comparant avec la classe AB, on préfère utiliser cette dernière pour compenser l'effet du seuil et donc choisir un point d'opération produisant le minimum possible d' IM_3 .

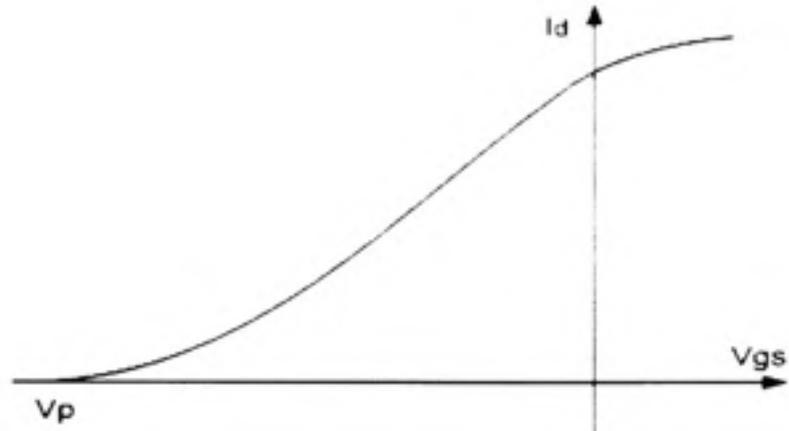


Figure 1.10 Caractéristique I_d - V_{gs} réelle montrant la non-linéarité d'un amplificateur de puissance autour du point de pincement V_p .

Finalement, comme conclusion, le tableau 1.2 présente une comparaison des performances des différentes classes d'opération d'un amplificateur de puissance. Ce tableau est rempli pour des conditions réelles d'un amplificateur de puissance et en présence d'une tension de coude qui peut affecter les différents critères de l'amplificateur. Notons que les critères sont décrits symboliquement de la façon suivante : (**** très bon), (***) bon), (**) acceptable) et (*) faible).

Tableau 1.2

Comparaison des performances pour différentes classes des amplificateurs

Critère	Classe A	Classe AB	Classe B	Classe C
Puissance	****	***	**	*
Gain	****	***	**	*
Efficacité	*	**	***	****
Linéarité	****	***	**	*

1.5 Les amplificateurs à découpage (Switched mode)

Ces amplificateurs sont appelés aussi amplificateurs à commutation. Avec ces modes d'amplification, le signal de sortie est écrêté en dépassant le courant de saturation. Ces types d'amplificateurs sont utilisés pour les signaux à enveloppe constante qui ne sont pas sensibles à la distorsion d'amplitude. Dans le domaine RF, les classes des amplificateurs à découpage les plus utilisés sont les classes F et E.

1.5.1 Amplificateur classe F

Un amplificateur de classe F est un amplificateur classe B saturé. Il est polarisé de la même façon qu'en classe B sauf que le signal à la sortie du transistor est écrêté de deux côtés produisant des harmoniques de tout ordre. On utilise un ou plusieurs filtres à la sortie du transistor afin de contrôler les harmoniques créées par cet écrêtage et réfléchir l'harmonique du troisième ordre. L'harmonique réfléchi s'ajoute au signal écrêté pour reformer un signal sinusoïdal ayant une plus grande amplitude tout en consommant le même courant DC. La conséquence de cette augmentation d'amplitude est l'amélioration d'efficacité par rapport à une classe B ordinaire. Voir figure 1.11.

La figure 1.12 montre les filtres connectés à la sortie d'un amplificateur de puissance. Ces filtres sont ajustés d'une manière à faire réfléchir quelques harmoniques vers le transistor pour qu'ils s'additionnent de nouveau avec le signal écrêté et réformer un signal sinusoïdal plus large. Théoriquement, l'efficacité de l'amplificateur class F peut atteindre 100% s'il n'y a pas des chevauchements entre la forme d'onde du courant et la tension à la sortie du transistor (Raab, 2001).

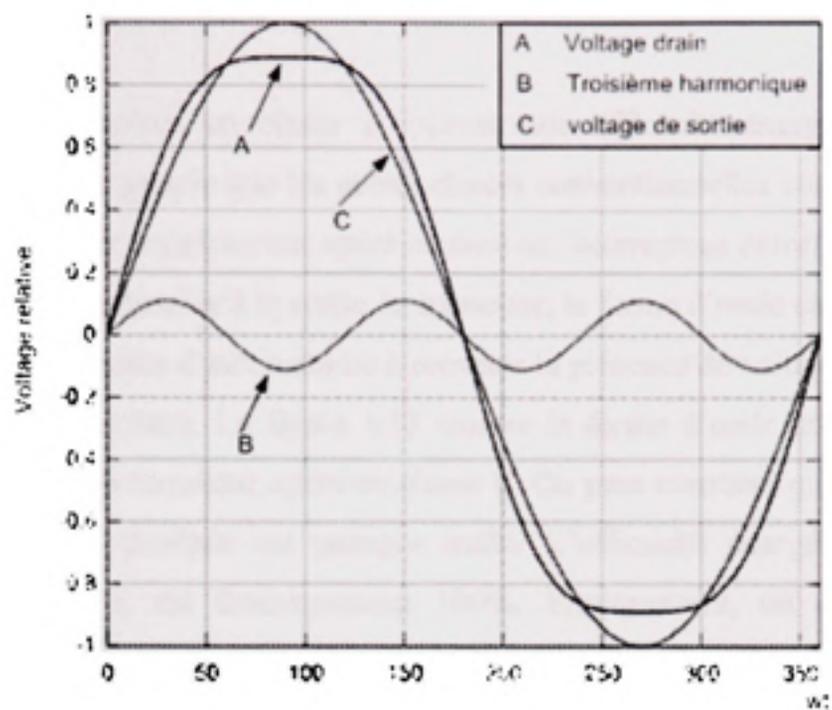


Figure 1.11 *Formes d'ondes obtenues dans un amplificateur classe F*
(Tiré de Wikipédia, 2008)

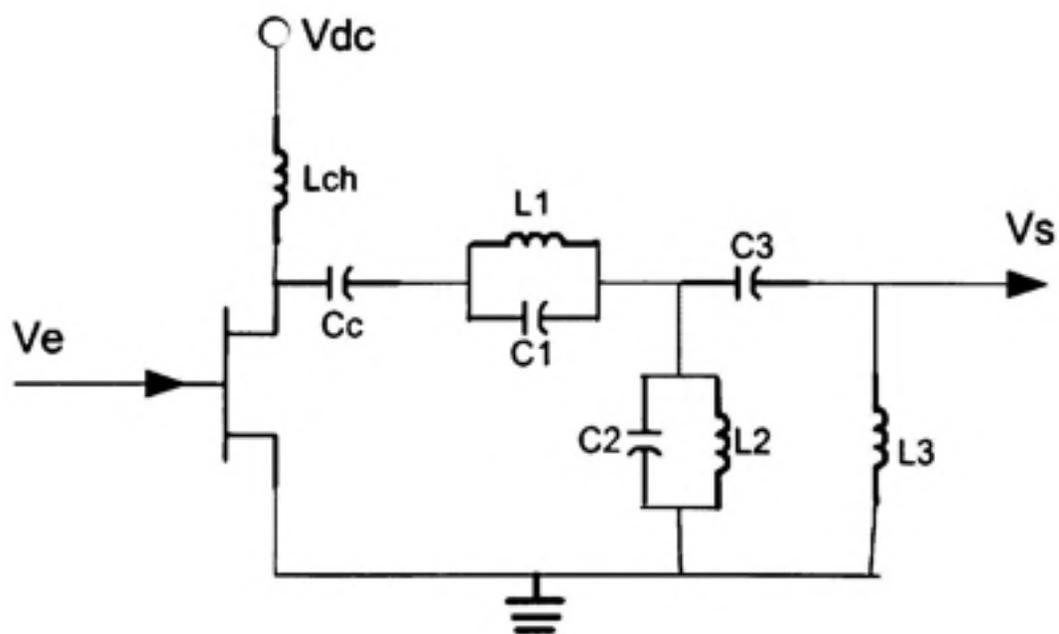


Figure 1.12 *Amplificateur classe F avec LC parallèle.*

1.5.2 Amplificateur classe E

Les amplificateurs opérés en classe E offrent une efficacité énergétique qui est significativement plus grande que les autres classes conventionnelles comme AB, B ou C. Dans le classe E, le transistor est opéré comme un interrupteur on/off. À l'aide d'un circuit d'adaptation particulier à la sortie du transistor, la forme d'onde carrée du voltage et du courant sont ajustées d'une manière à prévenir la présence de voltage et de courant d'un haut niveau simultanément. La figure 1.13 montre la forme d'onde du courant et du voltage sur le drain du transistor opéré en classe E. On peut constater qu'avec ces deux formes la puissance dissipée est presque nulle. L'efficacité énergétique avec un amplificateur classe E est théoriquement 100%. Pratiquement, un chevauchement inévitable se produit entre le courant et le voltage pendant le délai de transition du transistor. Dans ce délai, une dissipation de puissance DC est observée baissant ainsi la valeur théorique du rendement énergétique de l'amplificateur (Sokal, 1975).

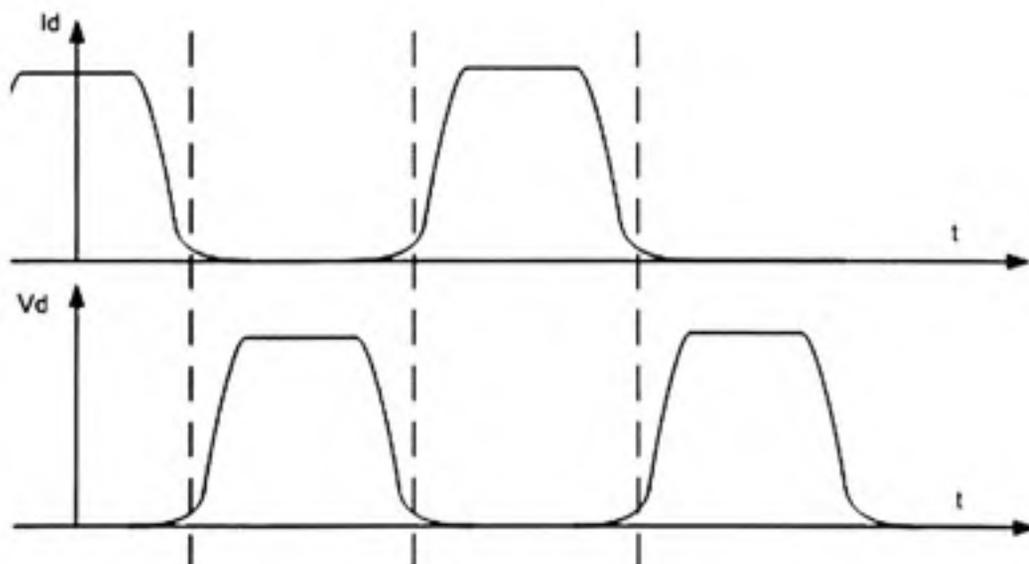


Figure 1.13 *Forme d'onde du courant et du voltage drain en classe E.*

1.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une étude analytique sur les performances des amplificateurs de puissance à simple branche (single ended). Nous avons discuté différents classes d'opération des transistors et nous avons montré l'impact de l'utilisation de chaque classe d'amplification sur l'efficacité, la linéarité, la puissance délivrée et le gain de l'amplificateur. Suite à cette étude nous pouvons conclure que l'efficacité de l'amplificateur augmente avec la réduction de l'angle de conduction du transistor mais sa linéarité se dégrade. Nous pouvons constater aussi que, pour un signal à enveloppe variable, la meilleure performance s'obtient avec les classes AB et B. Pour les signaux à modulation d'enveloppe constante, les amplificateurs à découpage, comme ceux opérés en classes E et F, offrent une meilleure efficacité énergétique sans affecter la linéarité d'information qui est dans la phase du signal.

CHAPITRE 2

TECHNIQUES D'AMELIORATION DES PERFORMANCES DES AMPLIFICATEURS RF

2.1 Introduction

Dans le chapitre 1, nous avons vu qu'un amplificateur de puissance classique ne peut pas être linéaire et efficace à la fois. Un amplificateur de classe A est toujours linéaire, mais il n'est pas efficace et le contraire est vrai pour les autres classe AB, B et C. D'autre part, afin d'obtenir une amplification linéaire pour toute la dynamique d'un signal numérique à modulation d'enveloppe ayant un PTAR de 10 dB, l'amplificateur de puissance traditionnel doit être utilisé en reculant la puissance du signal de sortie 10 dB du point de saturation P_{1dB} . Le recul de puissance de 10 dB dans ces types d'amplificateurs aura un grand impact sur l'efficacité énergétique du drain qui peut chuter jusqu'à 10% de sa valeur à P_{1dB} et ce en plus de diminution de puissance à la sortie. S'il faut garder la puissance à la sortie au même niveau mais tout en étant linéaire l'amplificateur de puissance devrait avoir un P_{1dB} dix fois plus grand que la puissance utile transmise. Des fois on peut trouver un compromis entre la linéarité et l'efficacité, mais lorsque les critères de performances de la chaîne d'amplification sont trop sévères, l'utilisation d'amplificateurs traditionnels en classe A, AB, B ou C ne sera pas possible et le recours à une des techniques d'amélioration de la linéarité ou de l'efficacité sera nécessaire.

2.2 Techniques de linéarisation

Nous présentons dans la suite quelques techniques qui peuvent améliorer la linéarité des amplificateurs de puissance.

2.2.1 Technique de la prédistortion

Le niveau de distorsion dans les amplificateurs de puissance peut être obtenu par l'étude des ses caractéristiques AM-AM (la variation de l'amplitude du signal de sortie en fonction de la variation de l'amplitude du signal d'entrée) et AM-PM (la variation de la phase du signal à la sortie en fonction de l'amplitude du signal d'entrée). La technique de la prédistortion est une des techniques d'amélioration de la linéarité des amplificateurs de puissance la plus employée. Cette technique consiste à introduire un dispositif non linéaire avant l'amplificateur de puissance pour générer des caractéristiques AM-AM et AM-PM. En cascade de ces caractéristiques avec ceux de l'amplificateur de puissance on obtiendra les caractéristiques voulues (AM-AM : gain constant ; AM-PM : phase constante). Un schéma bloc d'un amplificateur de puissance utilisant un dispositif de prédistortion est présenté à la figure 2.1.

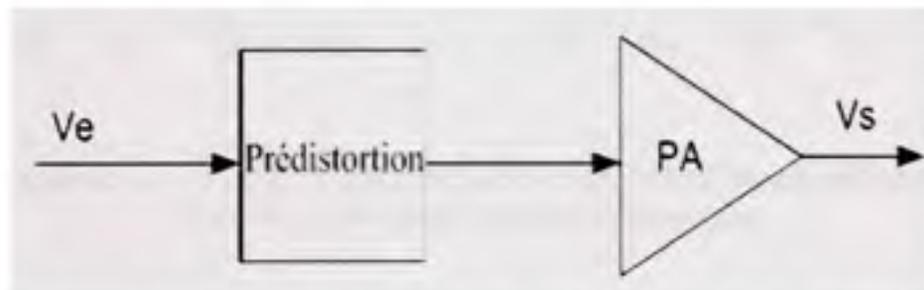


Figure 2.1 Dispositif de prédistortion ajouté à l'entrée de l'amplificateur.

La figure 2.2 – A, montre les graphes AM-AM et AM-PM obtenus à la sortie de l'amplificateur de puissance non linéaire avant prédistortion et sur B, la réponse AM et PM du dispositif de prédistortion ajoutée à l'entrée de l'amplificateur. On remarque bien que ces courbes présentent des allures inverses à celles présentées dans A. Sur la figure 2.2 – C, on obtient le résultat de la linéarisation avec l'utilisation de cette technique de prédistortion (Cripps, 1999. p. 263).

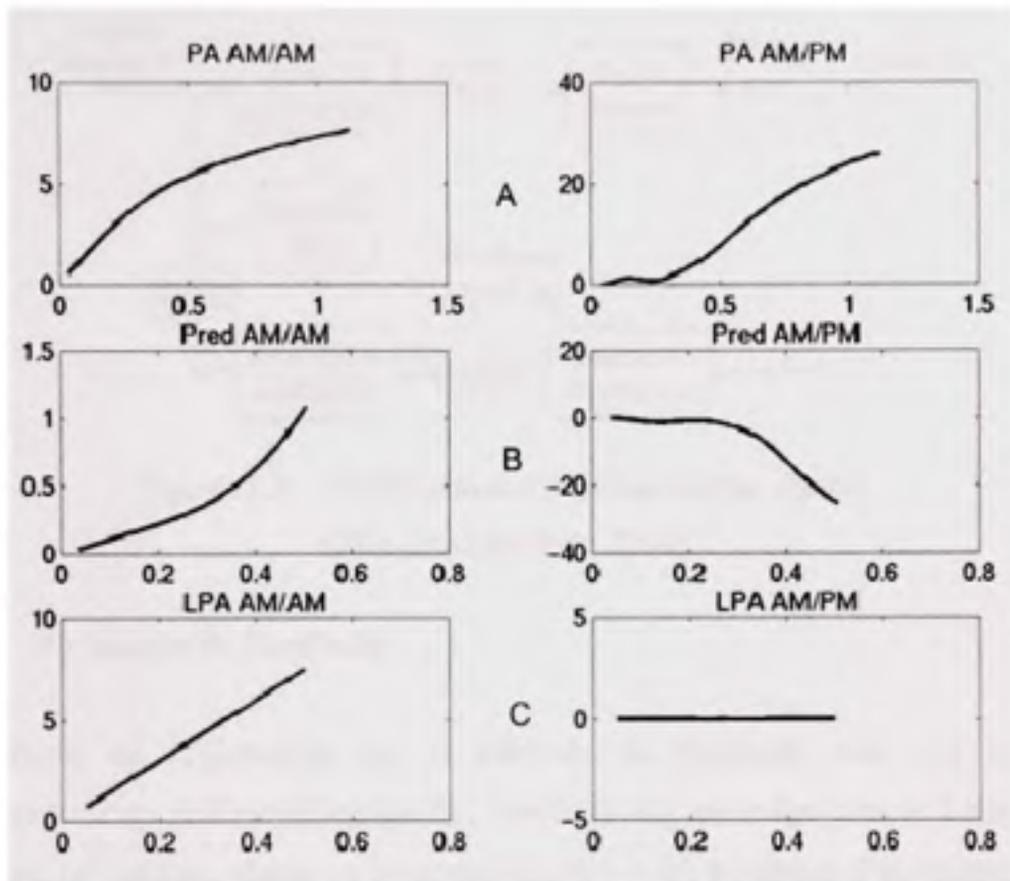


Figure 2.2 *Caractéristiques AM-AM et AM-PM d'un amplificateur de puissance avant et après prédistortion.*

La prédistortion RF est largement utilisée pour la linéarisation des amplificateurs à pente douce comme les amplificateurs à tubes TWTA, il s'agit d'une technologie mature pour une production en masse. Ce type de linéarisation ne dégrade pas beaucoup l'efficacité énergétique de l'amplificateur de puissance. Il améliore la linéarité jusqu'à 10 dB. Pour un meilleur résultat de linéarisation, la prédistortion à implémentation numérique présentée dans la figure 2.3, peut améliorer la linéarité de l'amplificateur de puissance jusqu'à 20 dB. Ce type de prédistortion utilise une boucle d'adaptation afin de gérer la dérive en température des amplificateurs de puissance (Mekechuk, 2004).

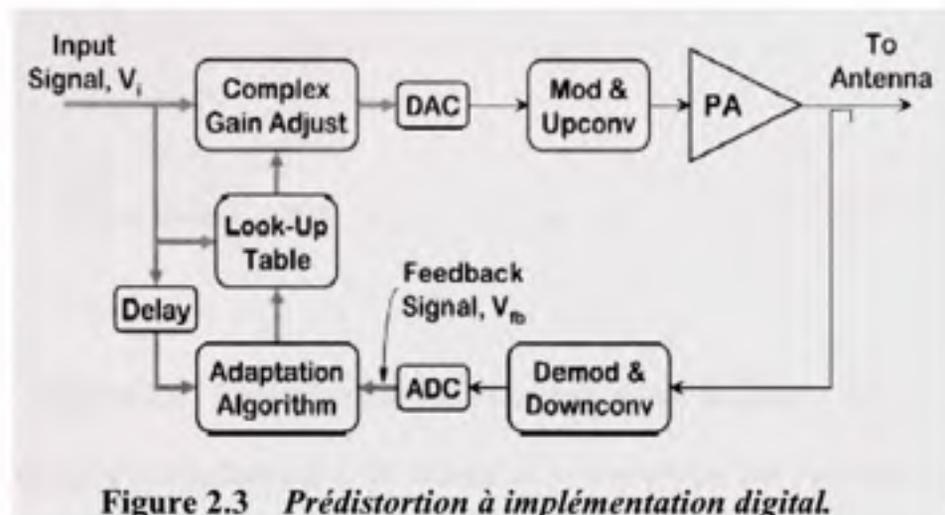


Figure 2.3 *Prédistortion à implémentation digital.*

(Tiré de McKeckuk, 2004)

2.2.2 Technique de Feedback

La technique de linéarisation par la méthode de Feedback peut être appliquée directement autour de l'amplificateur RF, Feedback RF, ou indirectement à partir de la modulation (enveloppe, phase, ou les composantes I et Q), Feedback d'enveloppe.

La figure 2.4 représente la technique de Feedback RF, cette technique est similaire à la contre-réaction négative dans les amplificateurs de fréquence audio. Un échantillon du signal non linéaire de sortie est injecté à l'entrée pour contrôler l'enveloppe du signal et obtenir une amplification linéaire. Un soin considérable doit accompagner l'utilisation de la technique de Feedback RF. Par exemple, le délai parcouru doit être court pour assurer une bonne stabilité du système. Cette technique peut aussi produire une perte sur le gain d'amplification qui est plus significative à très haute fréquence et c'est pour cette raison que cette technique est restreinte pour les fréquences HF et VHF basses.

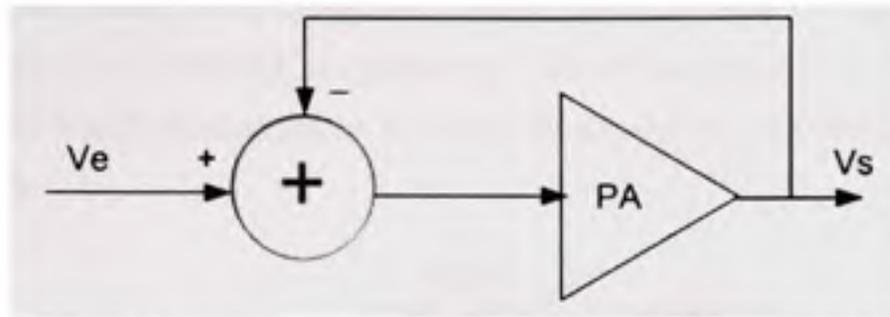


Figure 2.4 *Linéarisation par la technique de Feedback RF.*

La figure 2.5 présente la technique de Feedback à enveloppe qui consiste à réduire la distorsion associée à l'amplitude dans la bande passante. Dans cette technique, le problème de délai obtenu dans la technique Feedback RF précédente est réglé en utilisant l'enveloppe du signal comme un paramètre de contre-réaction. Le Feedback à enveloppe est une technique populaire et simple (Raab, 2003).

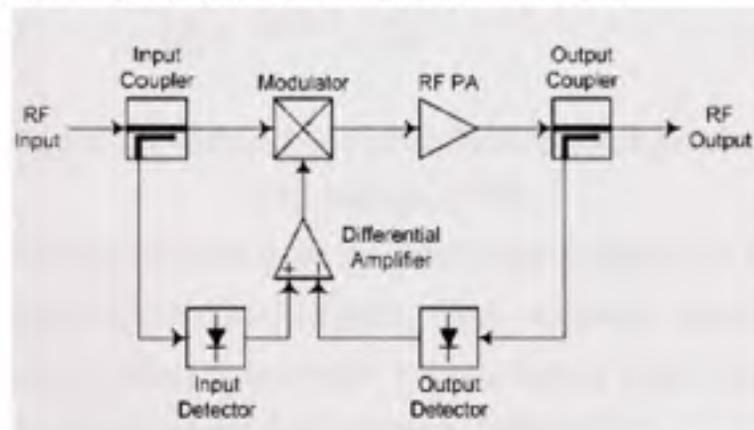


Figure 2.5 *Technique de Feedback d'enveloppe.*

(Tiré de Raab, 2003)

La figure 2.6 présente une autre technique de Feedback connue sous le nom « Polar-Loop Feedback » ou Feedback à boucle polaire. Cette technique est utilisée pour remplacer la technique de Feedback à enveloppe qui souffre d'une incapacité de corriger les effets de distorsion AM-PM. La différence entre les deux est qu'une boucle à verrouillage de phase (phase locked loop) est ajoutée au système de Feedback à enveloppe pour suivre et corriger la distorsion de phase du signal. Cette technique peut

offrir une amélioration de la linéarité de l'ordre de 30 dB pour les signaux à bande passante étroite. Généralement, le désavantage de cette technique est la différence de délai entre la boucle d'enveloppe et la boucle de phase pour les signaux large bande (Raab, 2003).

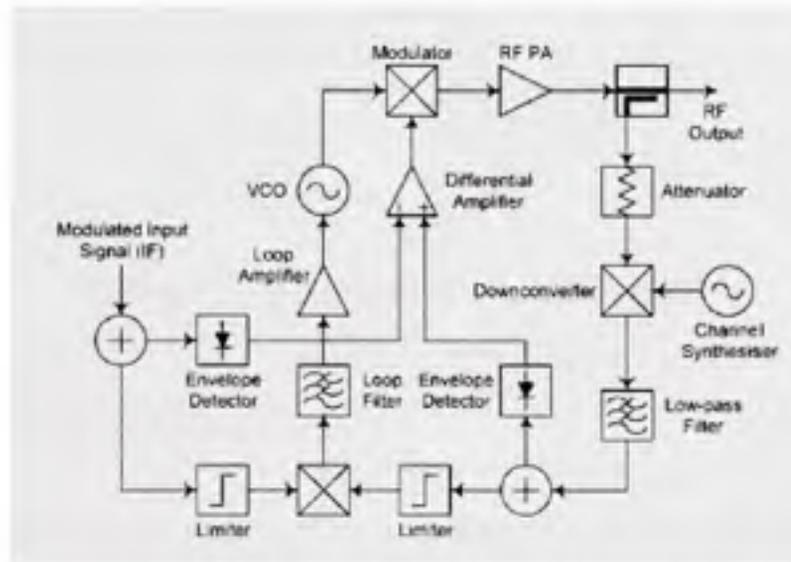


Figure 2.6 *Technique de Feedback à boucle polaire.*

(Tiré de Raab, 2003)

Une dernière technique de Feedback est représentée par la figure 2.7. C'est la technique de Feedback cartésien (Cartesian-Feedback). Cette technique soulage les problèmes associés à la phase du signal large bande par application d'une contre-réaction sous forme de composantes cartésiennes I et Q (Cripps, 1999. p. 261).

La boucle cartésienne fonctionne selon deux processus de Feedback identiques opérant indépendamment sur les deux canaux I et Q du signal. Ces entrées cartésiennes sont appliquées à l'intégrateur différentiel. La différence résultante sera modulée puis amplifiée par l'amplificateur de puissance RF. Un échantillon de la sortie de l'amplificateur de puissance est atténué puis converti dans la bande de base sous forme quadratique tout en étant synchrone avec la conversion RF. Ce signal en quadrature du Feedback forme l'autre entrée de l'intégrateur différentiel complétant les deux boucles de contre-réaction (Raab, 2003).

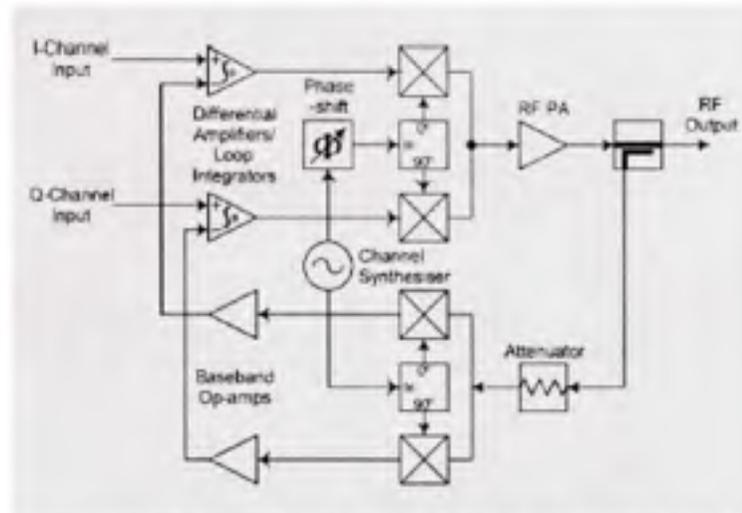


Figure 2.7 *Technique de Feedback cartésien.*
(Tiré de Raab, 2003)

2.2.3 La technique Feedforward

La technique Feedforward est une ancienne technique de linéarisation des amplificateurs de puissance. Elle est apparue dans la même période que la technique de Feedback. Elle consiste en une implémentation différente du même concept de base que la technique Feedback mais la correction est appliquée à la sortie au lieu de l'entrée. La largeur de bande (10 à 100 MHz) requise dans les applications multi-porteuses peut rendre le Feedback inefficace. Dans ce cas, la technique Feedforward peut être utilisée pour réaliser une opération ultra linéaire (Cripps, 1999. p. 267).

La figure 2.8 représente une implémentation de base d'un amplificateur de puissance utilisant la technique de linéarisation Feedforward. Cette technique met en œuvre deux amplificateurs, un principal qui joue le rôle de l'amplification de puissance du signal, et un deuxième pour corriger l'erreur à la sortie de l'amplificateur de puissance accompagné avec le signal. Des coupleurs directionnels sont utilisés pour diviser ou combiner la puissance et des lignes de délai servent à assurer le bon fonctionnement sur une bande passante plus large.

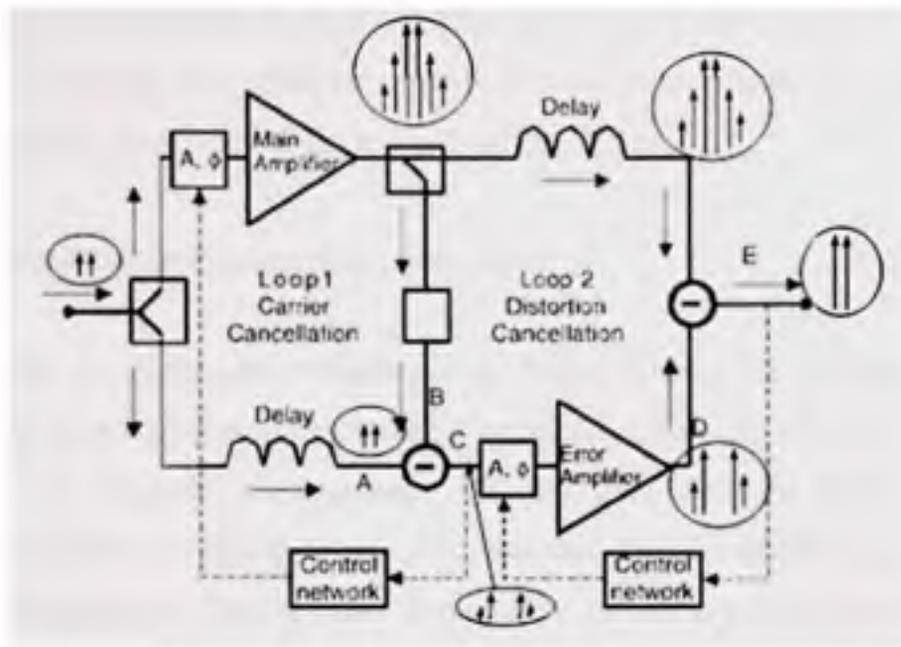


Figure 2.8 *Technique de Feedforward.*

(Tiré de Raab, 2003)

Le principe de fonctionnement consiste à soustraire à l'aide d'un combineur de 180 degrés, un échantillon du signal d'entrée non déformé passant dans une ligne à délai qui compense la propagation dans l'amplificateur de puissance (point A), avec un échantillon de la sortie de l'amplificateur de puissance non linéaire (point B). En absence de distorsion à la sortie de l'amplificateur de puissance, le résultat de la combinaison des deux échantillons A et B produira une sortie nulle en point C. Cependant, n'importe quelle distorsion d'amplitude ou de phase dans l'amplificateur principal résultera en un signal d'erreur RF à ce même point C. Le signal d'erreur est amplifié de nouveau par l'amplificateur d'erreur auxiliaire pour atteindre le niveau original du signal à la sortie de l'amplificateur principal (point D), avec lequel sera combiné de nouveau pour éliminer la distorsion (point E). Ce qu'il faut noter dans cette procédure de correction est que les deux distorsions ; d'amplitude et de phase, sont éliminées. Le processus d'addition et de soustraction sont effectués à la fréquence RF au lieu de la fréquence intermédiaire ou la bande de base. Typiquement, la technique Feedforward donne une amélioration de 20 à 40 dB de linéarité pour un signal large

bande. À cause de l'utilisation d'un amplificateur de puissance auxiliaire, l'efficacité énergétique du système d'amplification se dégrade significativement et ne dépassera pas 10% pour un signal ayant un PTAR de 10 dB (Raab, 2003).

2.3 Techniques d'amélioration de l'efficacité

L'amélioration de l'efficacité énergétique de l'amplification de puissance dans les systèmes sans fil, mobiles ou portables, est d'un grand intérêt afin d'augmenter la durée d'utilisation du dispositif d'alimentation DC qui peut être une pile ordinaire ou rechargeable. Plusieurs techniques ont été présentées dans ce domaine pour améliorer l'efficacité énergétique. Dans les sous paragraphes suivants, nous allons présenter les techniques les plus utilisées dans les systèmes d'amplification de puissance.

2.3.1 La technique Doherty

L'amplificateur Doherty a été inventé en 1936 par William H. Doherty (Doherty, 1936). Le premier transmetteur qui a implémenté cette technique était une station de télévision de 50 kilowatts. Plus tard, il a été incorporé dans la plupart des transmetteurs pour diminuer la consommation en énergie électrique.

La figure 2.9 montre le schéma de principe d'un amplificateur de puissance du type Doherty qui utilise deux amplificateurs de puissance. Un amplificateur principal utilisé en classe B et un amplificateur auxiliaire polarisé en class C. Un diviseur de puissance hybride est utilisé pour acheminer le signal à l'entrée de chaque amplificateur. Une ligne de transmission d'un quart d'onde est placée à la sortie de l'amplificateur principal afin de réaliser une transformation d'impédance nécessaire pour maintenir la linéarité et l'efficacité du système sur la plage importante du signal de sortie. Le déphasage de 90° dans la branche principale est compensé par l'utilisation d'un diviseur hybride ($0^\circ, 90^\circ$) à l'entrée.

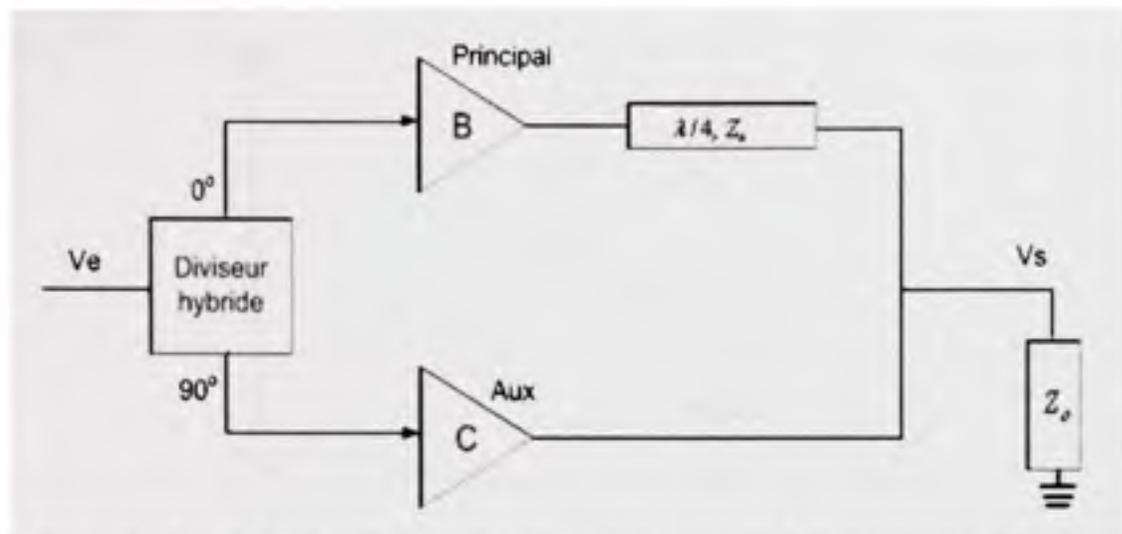


Figure 2.9 Schéma de principe d'un amplificateur de puissance Doherty.

Le fonctionnement de l'amplificateur Doherty se résume en trois étapes. La première étape concerne les faibles puissances du signal d'entrée où seul l'amplificateur principal conduit et fournit de la puissance à la charge alors que l'amplificateur auxiliaire reste sous le seuil de conduction. La deuxième étape s'effectue à un niveau moyen de puissance où l'amplificateur auxiliaire commence à conduire et à fournir de la puissance pour aider l'amplificateur principal qui se sature de plus en plus. Dans la dernière étape, le signal d'entrée atteint sa valeur maximale et les deux amplificateurs deviennent saturés. La figure 2.10 nous montre que la linéarité de l'amplification de puissance est bien améliorée dans le système Doherty.

L'impédance vue par l'amplificateur principal décroît au fur et à mesure que l'amplificateur axillaire commence à conduire. Elle atteint sa valeur minimale à la saturation des deux amplificateurs. Pour cette raison, l'amplificateur principal continue à fournir la puissance malgré sa saturation primaire. Ce phénomène est expliqué par la figure 2.11. Il s'agit d'une droite de charge variable pour l'amplificateur principal. L'ordonné I_{ds} varie alors que l'abscisse V_{ds} est fixe.

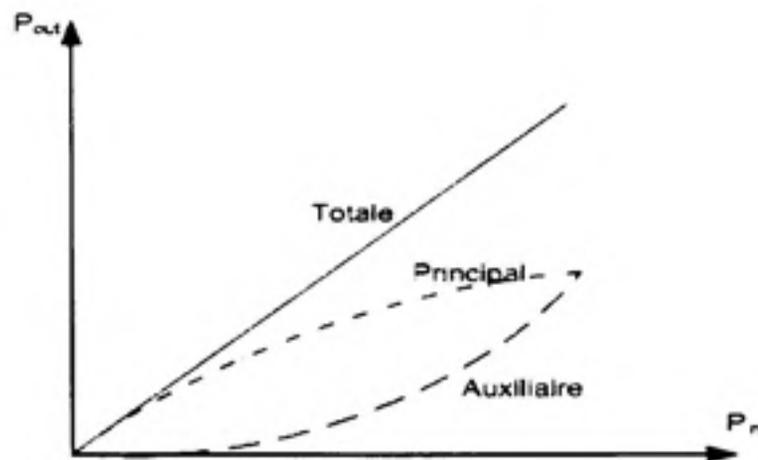


Figure 2.10 P_{out} en fonction de P_{in} dans un amplificateur Doherty.

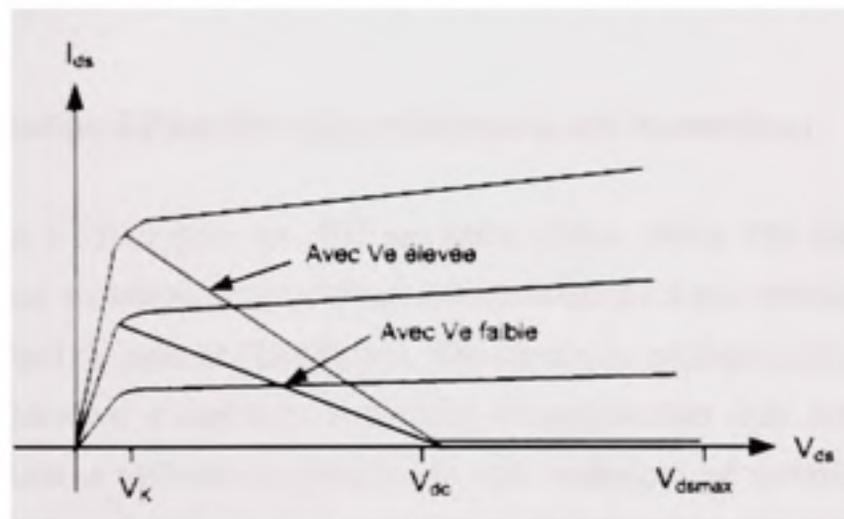


Figure 2.11 Droite de charge variable de l'amplificateur principal du Doherty.

La figure 2.12 nous montre que sur une plage de 6 dB, on aura une excellente amélioration de l'efficacité énergétique pour un amplificateur Doherty par rapport à un amplificateur traditionnel en classe B. Pour pouvoir augmenter d'avantage cette plage, on aura besoin de plusieurs amplificateurs auxiliaires en classe C. Chacun de ces amplificateurs conduit après l'autre. Avec quatre amplificateurs auxiliaires identiques, on peut atteindre une plage de 12 dB d'amélioration (Viswanathan, 2004).

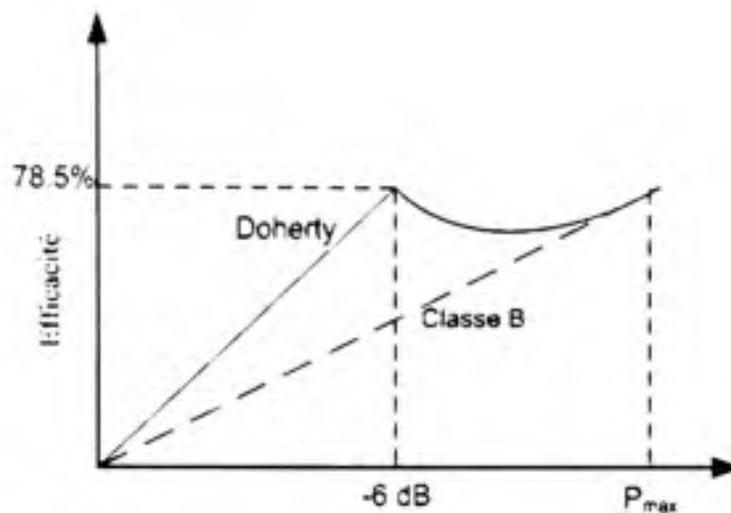


Figure 2.12 *Efficacité en fonction de la puissance dans un amplificateur Doherty.*

2.3.2 Technique EE&R (Envelope Elimination and Restoration)

Cette technique a été inventée en 1952 par Kahn (Kahn, 1952). Elle était développée initialement pour les transmetteurs utilisant une modulation à bande latérale unique, SSB (Single Side Band) et pour la télédiffusion. Elle est encore appliquée dans beaucoup de designs qui cherchent à améliorer l'efficacité d'amplification dans les systèmes de transmission fixes et mobiles. Le principe de cette technique est montré par la figure 2.13. Le signal d'entrée RF à enveloppe variable est divisé en deux à l'aide d'un coupleur ou d'un diviseur de puissance. Une partie du signal RF passe à travers un détecteur d'enveloppe dans la première branche. Le signal de l'enveloppe détecté est amplifié en puissance par la suite pour moduler l'alimentation DC qui fournit la tension de polarisation continue à la deuxième branche. L'autre partie du signal passe par la deuxième branche à travers un limiteur de niveau RF. À la sortie du limiteur, on obtient un signal RF à enveloppe constante qui sera amplifié à l'aide d'un amplificateur de puissance avec une grande efficacité énergétique opérant près du point de saturation, e.g. un amplificateur en classe C ou F. Pour les conceptions originales (tube à vide), l'enveloppe est appliquée à un étage de modulation de sortie pour reconstituer le signal à enveloppe variable (Kahn, 1952). Pour les designs récents, qui utilisent des semi-

conducteurs comme dispositifs d'amplification, il serait plus judicieux d'appliquer l'enveloppe directement à l'étage de l'amplificateur de puissance utilisant l'alimentation DC avec une modulation PWM (Pulse Width Modulation) (Cripps, 1999. p. 246).

L'utilisation d'un amplificateur de puissance d'une classe à haut rendement comme la classe C ou F dans cette architecture produit une très grande efficacité énergétique, typiquement plus que 50% avec des produits d'intermodulation d'ordre trois, IM3, de l'ordre de -30 dBc. La technique EE&R ne contient pas un contrôle de contre-réaction (Feedback). La non idéalité des composants dans l'étage limiteur et modulateur produira une distorsion à la sortie et peut générer des produits d'intermodulation additionnels d'ordre plus élevé.

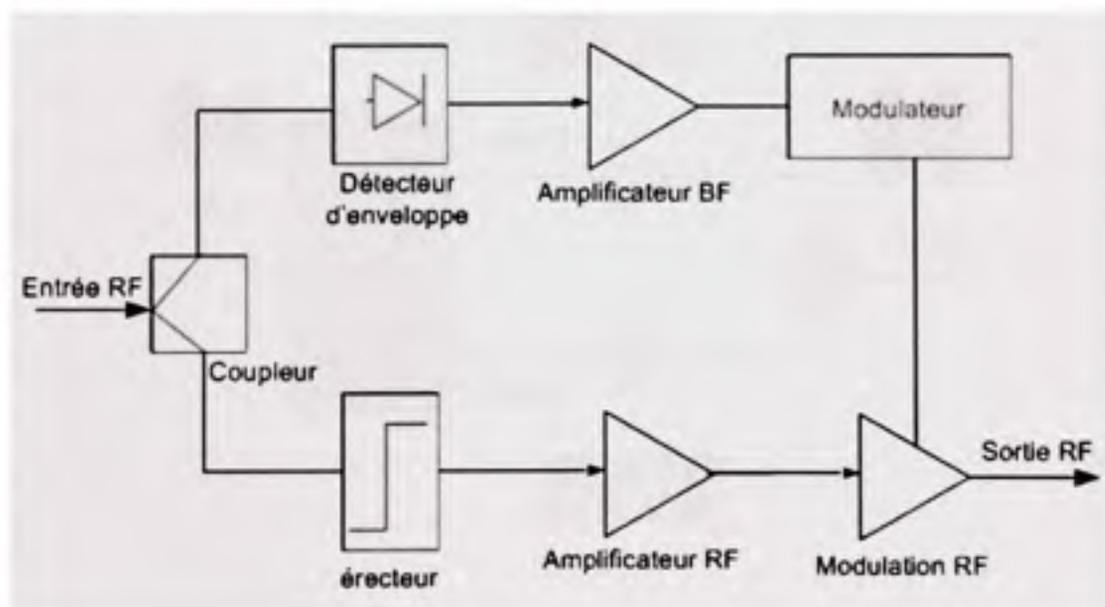


Figure 2.13 *Technique EE&R.*

2.3.3 LINC (Outphasing)

L'amplificateur LINC (Linear amplification using Non-linear Component) est connu aussi comme système d'"Outphasing". C'est un système qui utilise des amplificateurs non linéaires afin de performer une amplification de puissance efficace et linéaire. La

figure 2.14 présente le schéma de principe de la technique d'amplification LINC-Outphasing. Dans cette technique, le signal d'entrée RF à modulation d'enveloppe est divisé à l'aide d'un système de traitement digital (DSP) en deux signaux d'amplitudes constantes $S_1(t)$ et $S_2(t)$ avec une modulation supplémentaire de phase (Cox, 1975). Les deux phases varient d'une façon conjuguée l'une par rapport à l'autre, $+\theta$ et $-\theta$ de manière à ce que la somme des deux signaux reproduise la même variation d'enveloppe original du signal d'entrée. Comme les deux signaux $S_1(t)$ et $S_2(t)$ sont à enveloppe constante, on utilise dans chaque branche un amplificateur de puissance opéré avec un rendement énergétique très élevé comme les classes B, C, F ou E. À la sortie des deux amplificateurs, les signaux sont combinés à l'aide d'un combineur de puissance afin de reconstituer le signal d'entrée avec une amplification linéaire et efficace.

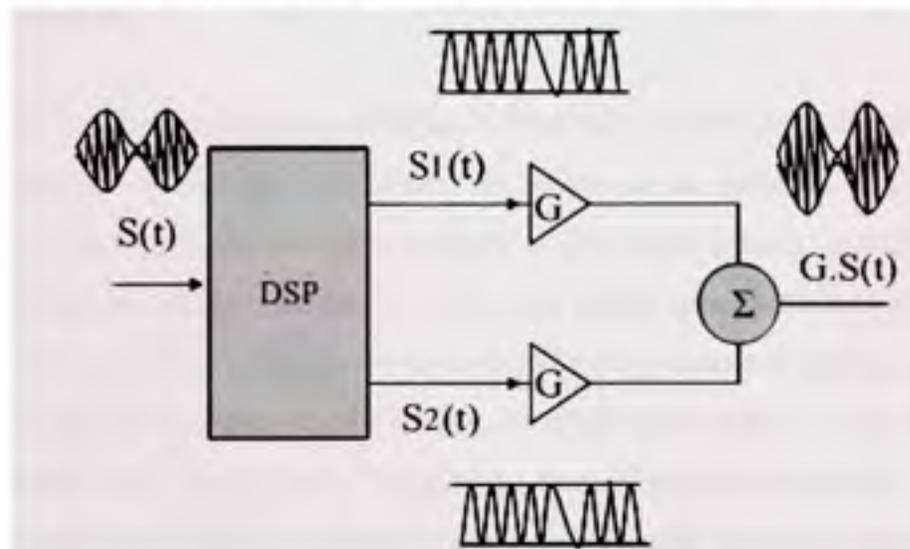


Figure 2.14 Architecture typique d'un amplificateur LINC Outphasing.

À la figure 2.15, on représente vectoriellement le principe de fonctionnement du système LINC. Le module du vecteur $S(t)$ varie proportionnellement en fonction de la variation de la phase $\pm\theta$ entre les deux vecteurs à modules constants $S_1(t)$ et $S_2(t)$.

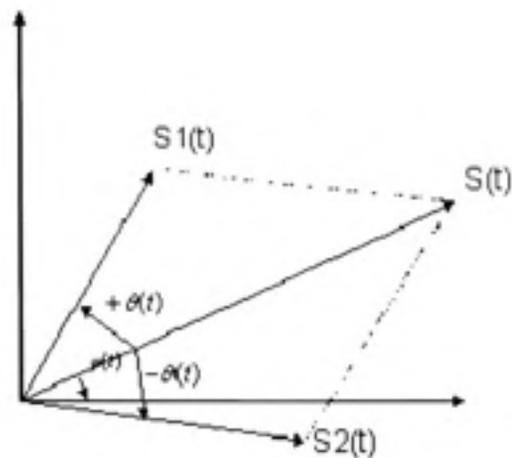


Figure 2.15 *Représentation vectorielle du principe de fonctionnement LINC.*

2.4 Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre quelques techniques qui peuvent aider à améliorer les performances du système d'amplification de puissance du point de vue de linéarité et d'efficacité. Ces techniques ont des avantages et des inconvénients résumés par la figure 2.16 (Ghannouchi, 2004). On observe sur cette figure que la technique Feedforward offre une très bonne linéarité pour les signaux à bande passante moyenne, mais avec une faible efficacité énergétique. La technique feedback ne s'applique que sur une petite bande passante avec une bonne linéarité et une efficacité acceptable. Le reste des techniques offre une linéarité moyenne avec une efficacité acceptable pour le cas de la technique de prédistortion ainsi qu'une très bonne efficacité dans les techniques LINC, EER et Doherty.

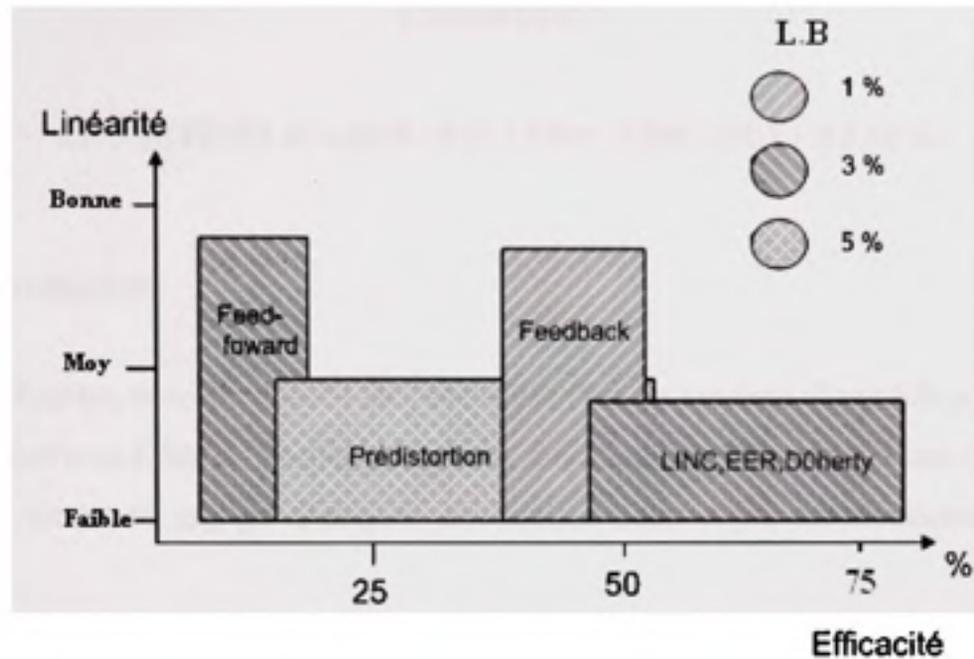


Figure 2.16 Graphique des performances de quelques techniques d'amplification.

(Tiré de Ghannouchi, 2004)

Parmi ces différentes techniques, on remarque que la technique LINC peut améliorer l'efficacité et la linéarité en même temps. Les travaux rencontrés dans la littérature pour cette technique ne sont pas suffisamment approfondis ce qui soulève plusieurs questions quant à son vrai potentiel. Cela nous amène à mieux investiguer le système LINC. Dans les prochains chapitres, nous présenterons une investigation originale et détaillée de cette technique et des moyens d'amélioration de ses performances.

CHAPITRE 3

LE SYSTÈME D'AMPLIFICATION LINC-OUTPHASING

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous proposons une étude détaillée du système d'amplification LINC et nous décrivons l'état de l'art concernant sa modélisation. C'est suite à une telle étude que nous serons en mesure d'aborder les améliorations et les contributions de notre travail.

3.2 Principe du LINC

Le principe de l'amplificateur *outphasing* ou *LINC* (Linear amplification with Nonlinear Components) est illustré par la figure 3.1 et se constitue de trois blocs principaux. Le rôle du premier bloc est de convertir le signal d'entrée modulé à enveloppe variable $S(t)$ en deux signaux à enveloppe constante et modulés en phase uniquement, $S_1(t)$ et $S_2(t)$. Cette conversion, ou séparation des signaux, peut être accomplie à l'aide de techniques DSP capables de générer ces deux signaux, $S_1(t)$ et $S_2(t)$, en bande de base suivi de conversion en bande RF. Pour garantir un haut rendement en puissance dans le système LINC, ces deux signaux sont amplifiés à l'aide du deuxième bloc constitué de deux amplificateurs de puissance non-linéaires fonctionnant près de la saturation (P_{1dB}) où l'efficacité est maximale. Le troisième bloc est le combineur de puissance qui somme les deux signaux $S_1(t)$ et $S_2(t)$ amplifiés pour reproduire le signal original amplifié. Cette technique d'amplification de puissance RF offre à la sortie un signal amplifié linéairement par rapport au signal original d'entrée tout en offrant une meilleure efficacité énergétique par rapport aux autres techniques d'amplification (Cox, 1974).

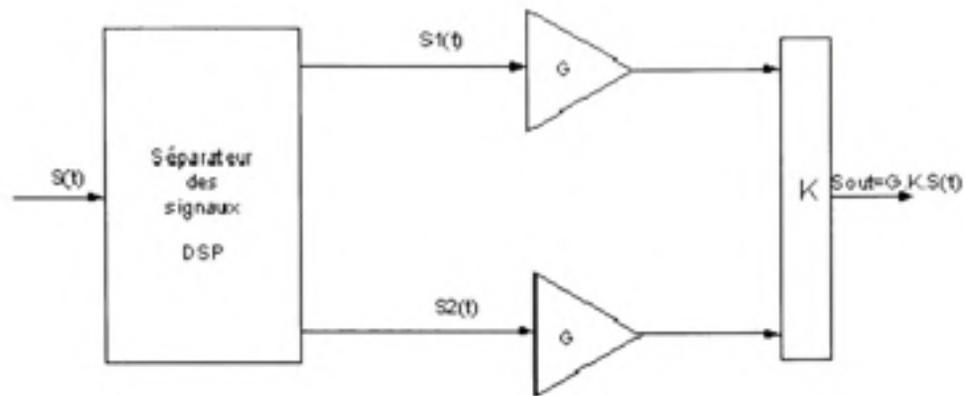


Figure 3.1 Schéma bloc d'un amplificateur LINC.

Analytiquement, le signal d'entrée à enveloppe variable $S(t)$ s'écrit comme suit :

$$S(t) = r(t) \cdot e^{j(\omega t + \varphi(t))} \quad (3.1)$$

En écrivant la modulation d'amplitude de la forme :

$$r(t) = r_{\max} \cdot \cos(\theta(t)) \quad (3.2)$$

où θ est la phase relative à l'amplitude d'enveloppe $r(t)$, r_{\max} est le maximum de l'enveloppe variable $r(t)$, ω est la pulsation RF de la porteuse, $\varphi(t)$ est la modulation de phase du signal original. On remarque qu'on peut la convertir en une modulation de phase supplémentaire et conjuguées sur deux moitiés du signal original. Ce traitement est typiquement effectué en bande de base de sorte qu'à la sortie du séparateur des signaux DSP, les deux signaux RF générés ont la forme :

$$S_1(t) = \frac{r_{\max}}{2} e^{j(\omega t + \varphi(t) + \theta(t))} \quad (3.3)$$

$$S_2(t) = \frac{r_{\max}}{2} e^{j(\omega t + \varphi(t) - \theta(t))} \quad (3.4)$$

où $\theta(t)$, l'angle de modulation de phase additionnelle obtenue par la conversion de l'enveloppe variable $r(t)$, est explicitement utilisé.

Le signal obtenu à la sortie du combineur est l'addition de deux composantes S_1 et S_2 après une amplification efficace par les deux amplificateurs qui ont un gain identique G et on peut écrire:

$$S_{out}(t) = G.K.(S_1(t) + S_2(t)) \quad (3.5)$$

où K est la fonction de transfert du combineur, donc:

$$S_{out}(t) = G.K.\frac{r_{\max}}{2} e^{j(\omega t + \varphi(t))} (e^{j\theta(t)} + e^{-j\theta(t)}) \quad (3.6)$$

$$S_{out}(t) = G.K.\frac{r_{\max}}{2} e^{j(\omega t + \varphi(t))} (2.\cos(\theta(t))) \quad (3.7)$$

Et finalement ;

$$S_{out}(t) = G.K.r_{\max}.\cos(\theta(t)).e^{j(\omega t + \varphi(t))} = G.K.S(t) \quad (3.8)$$

Le résultat de l'équation (3.8) montre que le signal S_{out} à la sortie de l'amplificateur LINC est linéaire en fonction du signal d'entrée à enveloppe variable $S(t)$ à condition que le gain de l'amplificateur G et la fonction de transfert K du combineur ne soient pas affectés par la variation de la phase ajoutée $\theta(t)$, i.e. la variation de l'enveloppe variable du signal. D'autre part, l'efficacité globale de l'amplificateur LINC est affectée directement par le type du combineur utilisé pour additionner les deux signaux $S_1(t)$ et

$S_2(t)$ ainsi que la classe de fonctionnement des deux amplificateurs RF. Cette efficacité globale est le produit de l'efficacité énergétique de l'amplificateur de puissance η_{AMP} et l'efficacité du combineur η_{COMB} :

$$\eta_t = \eta_{AMP} \times \eta_{COMB} \quad (3.9)$$

Tel que discuté dans le chapitre précédent, l'efficacité de l'amplificateur peut être maximisée avec le bon choix du point de polarisation et des impédances aux harmoniques. Par conséquent, c'est sur la deuxième composante de l'efficacité, η_{COMB} , qu'il faut s'attarder pour maximiser l'efficacité globale.

3.3 LINC avec combineur résistif

Le combineur de puissance peut avoir un impact aussi bien la linéarité, par sa fonction de transfert K dans l'équation (3.8), que le rendement énergétique, par son efficacité de combinaison η_{COMB} dans l'équation (3.9). Nous commençons par l'étude et l'analyse de l'impact du système de combinaison à la sortie du système LINC sur la linéarité et l'efficacité globale du système en investiguant différents types de combineurs de puissance.

Plusieurs types de combineurs peuvent être utilisés dans le système d'amplification LINC, ils sont divisés en deux catégories : (i) les combineurs résistifs, que nous appellerons également les combineurs adaptés et isolés, comme les combineurs de Wilkinson et ceux à base de coupleurs hybrides et (ii) les combineur sans perte comme les combineurs Chireix. Le combineur hybride est une jonction à quatre ports qui peut être utilisé également comme diviseur de puissance. Il peut être fabriqué à l'aide de topologie micro-ruban sous forme d'une jonction 90° (jonction branchline) ou 180° (jonction rat-race). Voir figure 3.2 (Pojar, 1998). Dans le cas d'un combineur hybride

90° la jonction est entièrement symétrique et les deux signaux d'entrée doivent être déphasés de 90° , tandis que dans le cas d'un combineur hybride 180° les deux signaux sont appliqués en opposition de phase.

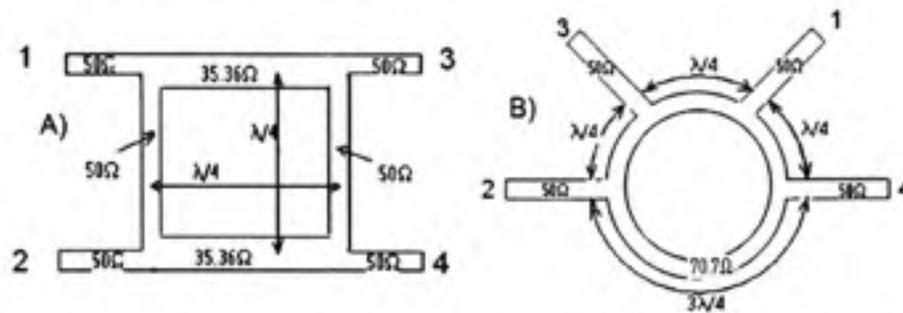


Figure 3.2 Deux types de combineurs hybrides adaptés à micro-ruban ; A) Combineur branchline 90° . B) Combineur rat-race 180° .

La matrice S de chacun de ces deux combineurs hybride s'écrit donc :

$$S_{90} = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad S_{180} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le combineur Wilkinson est une jonction à trois ports qui utilise une topologie micro-ruban moins complexe que celle de l'hybride (Voir figure 3.3). Il est fabriqué à l'aide de deux lignes de transmission d'une longueur $\lambda/4$ et d'impédance caractéristique de $\sqrt{2}Z_o$, qui garantit l'adaptation d'impédance des trois ports à Z_o (Pozar, 1998). Contrairement au combineur hybride, pour obtenir une sommation maximale, les deux signaux doivent être en phase à l'entrée du combineur Wilkinson. Afin d'absorber la puissance résiduelle obtenue par la sommation de deux signaux déphasés d'un angle θ , une résistance de 100Ω est connectée entre le port 1 et 2. À cause de cette résistance qui absorbe la puissance résiduelle, on appelle ces types de combineurs par les combineurs avec pertes.

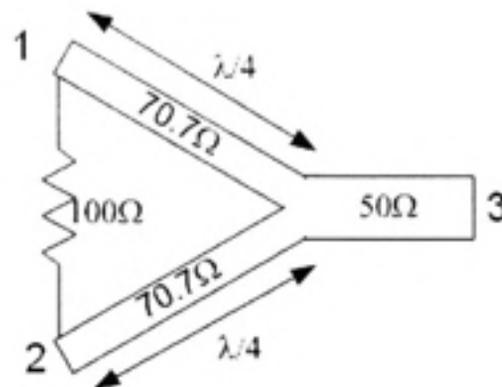


Figure 3.3 *Combineur Wilkinson adapté à 50 ohms.*

La matrice S du combineur Wilkinson s'écrit comme suit :

$$S_u = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 \\ -1 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

Après cette présentation nous observons que chacun des combineurs avec pertes présente une fonction de transfert fixe qui offre $\frac{1}{\sqrt{2}}$ de la somme de deux signaux d'entrée. Donc, avec deux signaux S_1 et S_2 appliqués à l'entrée d'un combineur hybride ou Wilkinson, le signal à la sortie s'écrit:

$$S_{out} = \frac{S_1 + S_2}{\sqrt{2}} \quad (3.10)$$

3.4 Performance du LINC avec combineur résistif

Considérons maintenant un amplificateur LINC utilisant un combineur adapté à la sortie comme l'indique la figure 3.4.

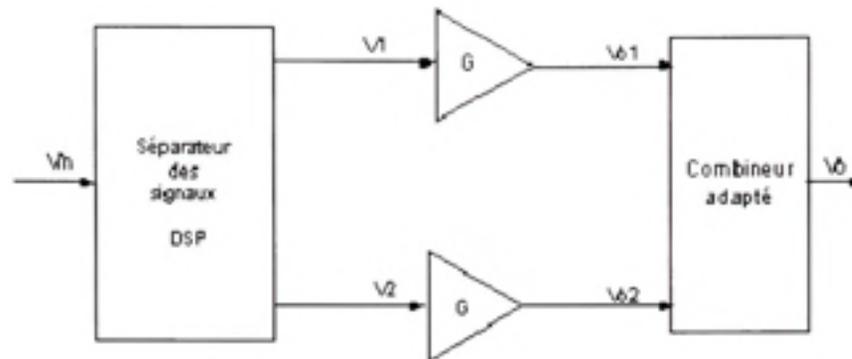


Figure 3.4 Amplificateur LINC avec combineur adapté.

D'après cette figure et l'équation (3.10), on peut écrire:

$$V_o = \frac{V_{o1} + V_{o2}}{\sqrt{2}} \quad (3.11)$$

où $V_{o1} = G.V_1$ et $V_{o2} = G.V_2$.

Pour simplifier l'analyse, et sans perte de généralité, nous reprenons les équations (3.1) à (3.4) en supprimant le phaseur $e^{j(\omega t + \phi(t))}$ commun à toutes les expressions, ce qui donne :

$$V_{in} = r_{\max} \cos(\theta) \quad (3.12)$$

pour le signal d'entrée avant décomposition.

Les deux signaux à enveloppe constante et de phase variable obtenus à la sortie du séparateur des signaux DSP deviennent :

$$V_1 = \frac{r_{\max}}{2} e^{j\theta} \quad (3.13)$$

$$V_2 = \frac{r_{\max}}{2} e^{-j\theta} \quad (3.14)$$

On peut évaluer maintenant V_o en fonction de V_1 et V_2 par l'équation suivante:

$$V_o = \frac{G r_{\max}}{2 \cdot \sqrt{2}} (e^{j\theta} + e^{-j\theta}) \quad (3.15)$$

soit :

$$V_o = \frac{G r_{\max} \cdot \cos\theta}{\sqrt{2}} \quad (3.16)$$

D'après l'équation (3.16), on peut conclure que l'amplificateur de puissance LINC avec combineur adapté offre une amplification linéaire entre le signal de sortie V_o et le signal d'entrée V_{in} avec un gain total de $G/\sqrt{2}$. Cette linéarité est valide à condition que le gain de l'amplificateur de puissance G reste indépendant de la variation de l'enveloppe du signal amplifié.

D'autre part, le rendement énergétique du combineur adapté s'écrit sous la forme:

$$\eta_{COMB} = \frac{P_o}{P_{o1} + P_{o2}} \quad (3.17)$$

Avec $P_o = \left(\frac{G r_{\max} \cos\theta}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot Z_o}$ représentant la puissance total à la sortie et

$P_{o1} = P_{o2} = \left(\frac{G r_{\max}}{2} \right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot Z_o}$ représentant les puissances disponibles aux sorties des deux

amplificateurs avant sommation. En remplaçant chaque terme par sa valeur dans

l'équation (3.17), l'efficacité de la combinaison pour un combineur adapté aura la forme suivante:

$$\eta_{COMB} = \cos^2 \theta \quad (3.18)$$

Le résultat obtenu dans l'équation (3.18) montre que l'efficacité produite par un combineur adapté, qu'il soit hybride ou Wilkinson, est fonction du cosinus carré de la phase additionnelle θ , i.e. l'enveloppe du signal original V_{in} . Ceci veut dire que l'efficacité est 100% pour $\theta=0^\circ$, ce qui correspond au maximum de l'enveloppe, et diminue rapidement avec la diminution de l'amplitude de l'enveloppe du signal atteignant zéro pour $\theta=90^\circ$, ce qui correspond à un nul de l'enveloppe. La figure 3.5 présente la courbe d'efficacité pour les combineurs adaptés.

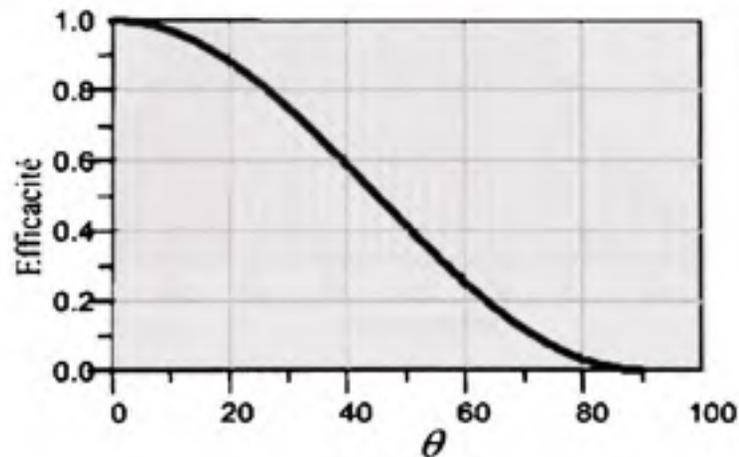


Figure 3.5 *Efficacité du combineur hybride en fonction de l'angle de déphasage.*

3.5 L'efficacité moyenne

Dans l'analyse précédente nous avons trouvé l'efficacité du combineur en fonction de la phase du signal θ , i.e., l'amplitude de l'enveloppe du signal. Cette efficacité est dite instantanée et représente l'efficacité de combinaison pour chaque valeur de l'amplitude de l'enveloppe.

Le PDF (Probability Density Function) d'un signal à enveloppe variable est une information nécessaire afin d'estimer l'efficacité énergétique effective ou l'efficacité moyenne produite par un amplificateur de puissance amplifiant ce signal. C'est la fonction de densité de probabilité de l'enveloppe du signal le long de la modulation. Autrement dit, c'est l'histogramme de probabilités des différents niveaux d'une enveloppe variant aléatoirement dans le temps. La figure 3.6 présente un histogramme qui montre le PDF d'un signal digital modulé en 64QAM. Elle donne la probabilité d'apparition de chacun de cinquante niveaux d'enveloppe choisie pour ce signal.

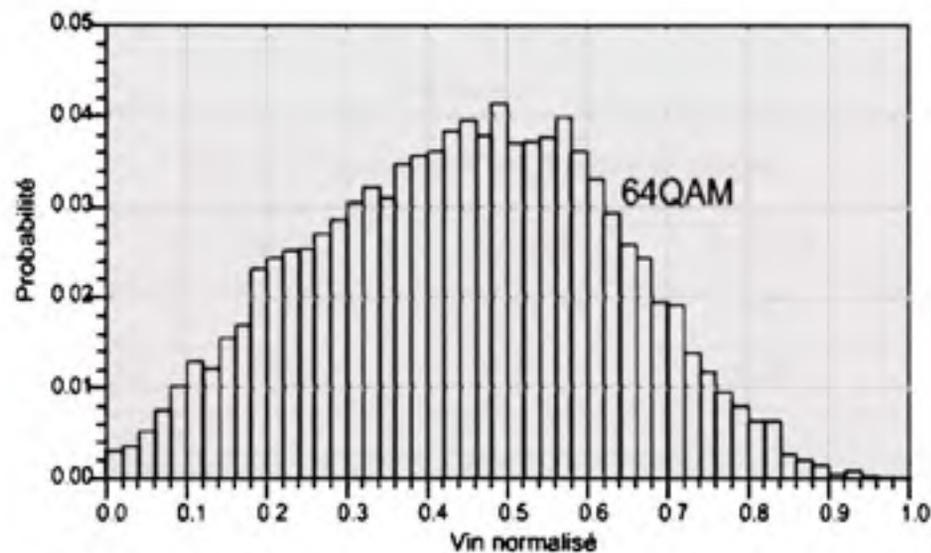


Figure 3.6 PDF d'un signal digital modulé en 64QAM.

L'efficacité moyenne d'un amplificateur de puissance est déterminée par le PDF du signal amplifié et l'efficacité énergétique instantanée de l'amplificateur. Pour le combineur de puissance, cette efficacité peut être calculée numériquement par l'équation suivante :

$$\eta_m = \sum_{i=1}^N P(\theta_i) \eta_{COMB}(\theta_i) \quad (3.19)$$

Pour un combineur adapté qui a une efficacité instantanée défini par l'équation (3.18) et décrite par la figure 3.5, on peut conclure que l'efficacité moyenne qui est défini par l'équation (3.19) se dégrade considérablement en fonction de la dynamique de la variation de l'enveloppe et le type de PDF du signal amplifié. Le tableau 3.1 présente un résultat d'une calculé numérique de l'efficacité moyenne obtenue à la sortie d'un combineur adapté en utilisant l'équation (3.19) pour quatre différents types des signaux digitales à modulation d'enveloppe telle que QPSK, 16QAM, 64QAM et OFDM à base 16QAM. À noter que ces modulations utilisent un filtre cosinus surélevé d'une valeur de roll-off de 0.35.

Tableau 3.1

Efficacité moyenne d'un combineur adapté

Modulation	QPSK	16QAM	64QAM	OFDM
PTAR/dB	3.75	6.43	6.82	11.75
Efficacité moyenne	0.45	0.25	0.24	0.084

Il est clair donc selon le tableau 3.1 que l'efficacité moyenne du combineur adapté se dégrade rapidement avec la dynamique de variation de l'enveloppe du signal. Pour remédier à ce problème, le combineur Chireix avec stub peut être utilisé pour ajuster l'efficacité instantanée de la combinaison afin d'améliorer l'efficacité moyenne du système.

3.6 LINC avec combineur Chireix

La figure 3.7 représente la topologie d'un LINC utilisant un combineur Chireix. Ce combineur est constitué de deux lignes de transmission d'une longueur électrique de $\lambda/4$ et une impédance caractéristique de Z_c . À l'entrée du combineur Chireix (Chireix, 1935),

deux stubs sont ajoutés l'un d'une susceptance de $+jB$ et l'autre de $-jB$ afin de compenser les composantes inductive et capacitive créées à l'entrée du combineur. L'analyse suivante explique ce phénomène ainsi que le besoin de ces deux stubs (Birafane, 2004).

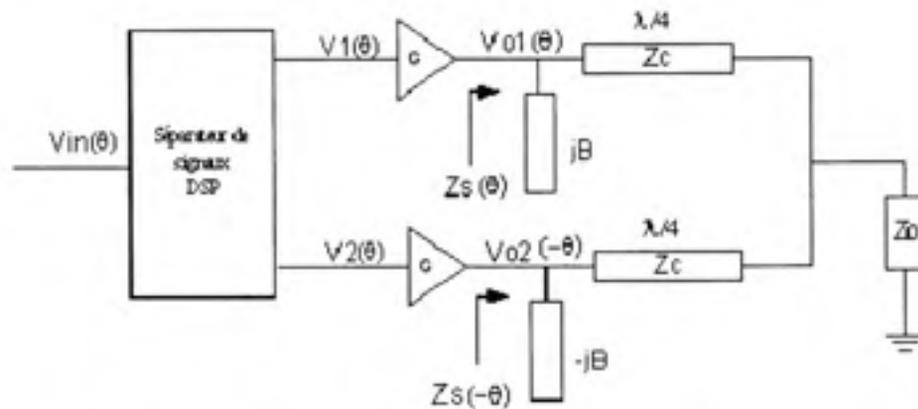


Figure 3.7 Amplificateur LINC avec combineur Chireix.

3.6.1 Le stub dans le combineur Chireix

Le stub peut être fabriqué à l'aide d'une ligne de transmission en circuit ouvert ou en circuit fermé. Pour un stub en circuit ouvert de longueur l et d'impédance caractéristique Z_o , son impédance d'entrée $Z_{oc}(l) = -jZ_o \cot \beta l$, où $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ est la constante de propagation de la ligne. En notant par γ la taille électrique du stub ($\gamma = \beta l$), la susceptance correspondante est donnée par $B = \frac{1}{Z_{oc}} = \frac{1}{-jZ_o \cot \gamma} = j \frac{\text{tg} \gamma}{Z_o}$. On peut estimer encore la susceptance sous forme normalisée par $b = Z_o B = j \text{tg} \gamma$. Le premier stub du combineur Chireix est d'une longueur électrique γ inférieure à 90° avec une susceptance positive égale à $+jB$, le deuxième stub a une longueur électrique de $(180^\circ - \gamma)$ et une susceptance négative $-jB$,

3.6.2 Analyse du combineur Chireix sans stubs

La littérature a présenté différentes méthodes d'analyse du combineur adapté et du combineur Chireix non adapté (Stengel, 2000), (Raab, 1985) et (Cripps, 1999, p. 240). Nous commençons notre analyse par le combineur Chireix en adoptant l'approche de Stengel (2000) comme point de départ. Dans cette analyse, le circuit équivalent du système de combinaison Chireix est représenté dans la figure 3.8.

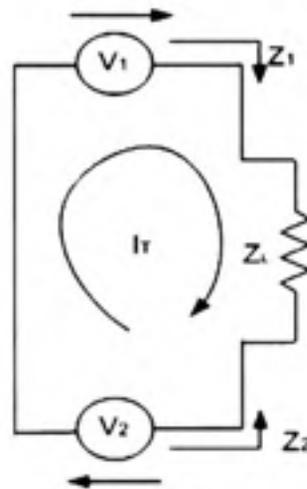


Figure 3.8 *Circuit équivalent d'une combinaison Chireix.*

Le circuit équivalent dans cette figure représente les voltages disponibles à la sortie des deux amplificateurs comme deux sources de tensions constant V_1 et V_2 . Le combineur Chireix sans stubs est représenté par une impédance de charge Z_L qui est connecté en série avec ces deux sources. Les deux sources de voltage constant et en modulation de phase peuvent être exprimées sous la forme normalisée suivante :

$$V_1 = e^{j\theta} = 1|\underline{\theta} \quad (3.20)$$

$$V_2 = e^{-j\theta} = 1|\underline{-\theta} \quad (3.21)$$

Donc, le courant net, I_T , traversant la charge est donné par :

$$I_T = \frac{V_1 + V_2}{Z_L} = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{Z_L} = \frac{2\cos\theta}{Z_L} \quad (3.22)$$

L'impédance effective vue par chaque source sera donc exprimée comme suit :

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_T} = \frac{Z_L \cdot e^{j\theta}}{2\cos\theta} = \frac{Z_L}{2}(1 + j\operatorname{tg}\theta) \quad (3.23)$$

$$Z_2 = \frac{V_2}{I_T} = \frac{Z_L \cdot e^{-j\theta}}{2\cos\theta} = \frac{Z_L}{2}(1 - j\operatorname{tg}\theta) \quad (3.24)$$

Ce résultat des deux équations (3.23) et (3.24), (Stengel, 2000) et (Crips, 1999. p. 243), présente les deux impédances vues par les sources comme fonction d'une impédance Z_L connectée en série et fait abstraction de la structure physique du combineur. Par conséquent, ce travail doit être complété en estimant ces mêmes impédances mais en fonction des éléments d'un combineur Chireix réel. Pour ce faire, nous commençons par le remplacement de l'impédance Z_L de la figure 3.8 par un combineur Chireix sans stubs reliant une impédance de charge à la sortie Z_o aux amplificateurs par deux lignes de transmission d'impédance caractéristique Z_c et de longueur $\lambda/4$. La figure 3.9 montre le nouveau circuit réel du combineur indiquant les différents éléments qui aident à faciliter l'analyse du circuit.

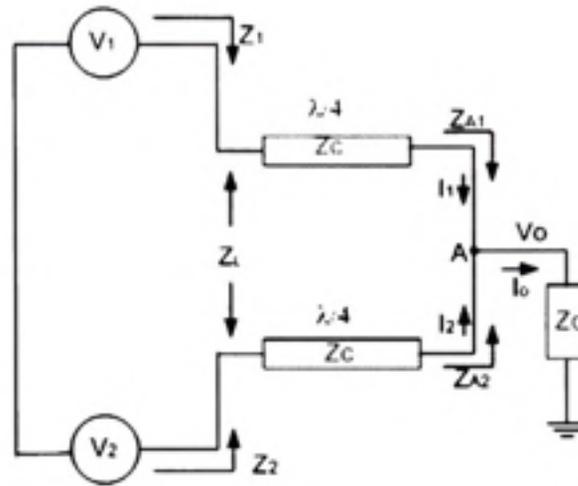


Figure 3.9 *Circuit analytique de la combinaison Chireix.*

Au point A, le point de jonction des deux lignes de transmission, les deux courants I_1 et I_2 s'additionnent pour donner le courant I_o vers l'impédance de charge Z_o . Le voltage à la sortie peut être évalué dans ce cas par :

$$V_o = I_o Z_o = I_1 Z_{A1} = I_2 Z_{A2} \quad (3.25)$$

où Z_{A1} et Z_{A2} représentent les impédances au point A vues par la première et la deuxième branche respectivement comme montré dans la figure 3.9. Avec $\theta=0$, les deux sources de tension V_1 et V_2 sont en phase et les courants fournis peuvent être évalués comme suit :

$$I_1 = I_2 = \frac{I_o}{2} \quad (3.26)$$

Ce qui nous permet d'écrire :

$$I_o Z_o = \frac{I_o}{2} Z_{A1} = \frac{I_o}{2} Z_{A2} \quad (3.27)$$

Ainsi dans le cas où les deux sources sont en phase, les impédances des deux branches au point A auront les valeurs suivantes :

$$Z_{A1} = Z_{A2} = 2Z_o \quad (3.28)$$

Dans ce même cas, les impédances vues par les deux sources à l'entrée du combineur peuvent être évaluées en fonction de l'impédance caractéristique Z_c de la ligne de transmission $\lambda/4$ et les impédances des branches en point A . Donc, on peut écrire :

$$Z_1 = Z_2 = \frac{Z_c^2}{2Z_o} \quad (3.29)$$

On arrive finalement pour évaluer Z_L qui est la somme de Z_1 et Z_2 et aura la forme :

$$Z_L = Z_1 + Z_2 = \frac{Z_c^2}{Z_o} \quad (3.30)$$

Revenons maintenant à l'équation (3.23) et (3.24) et remplaçons Z_L par sa valeur estimée par l'équation (3.30). On trouve alors :

$$Z_1 = \frac{Z_c^2}{2Z_o} \cdot \frac{e^{j\theta}}{\cos\theta} = \frac{Z_c^2}{2Z_o} (1 + jtg\theta) \quad (3.31)$$

$$Z_2 = \frac{Z_c^2}{2Z_o} \cdot \frac{e^{-j\theta}}{\cos\theta} = \frac{Z_c^2}{2Z_o} (1 - jtg\theta) \quad (3.32)$$

Finalement, on peut voir clairement que ces deux équations (3.31) et (3.32) représente les deux impédances d'entrée d'un combineur Chireix sans stubs vues à travers d'une ligne de transmission quart d'onde d'impédance caractéristique Z_c .

3.6.3 Analyse du combineur Chireix avec stubs

Soit maintenant deux stubs l'un d'une susceptance $+jB$ et l'autre d'une susceptance $-jB$ connectés à l'entrée du combineur Chireix comme le montre la figure 3.10.

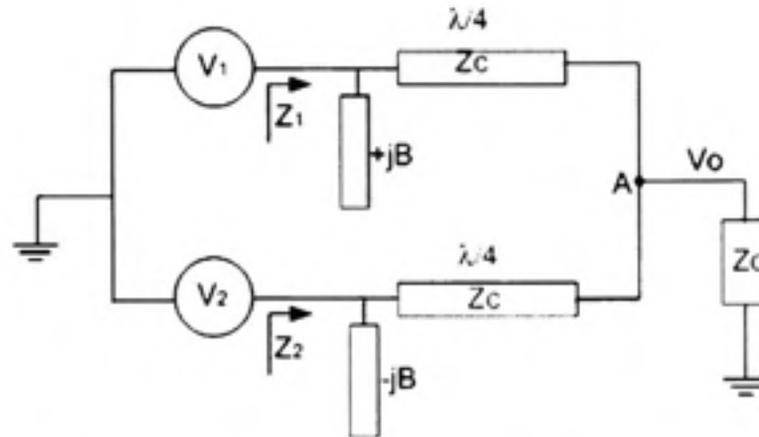


Figure 3.10 *Combineur Chireix avec deux stubs $\pm jB$.*

Dans ce cas les sources V_1 et V_2 voient une impédance qui inclut l'addition en shunt de la susceptance jB à l'admittance obtenue à l'aide de l'équation (3.31) et (3.32) dans le cas sans stub. On peut alors écrire :

$$Y_1 = \frac{2Z_o}{Z_c^2} \cdot \frac{\cos\theta}{e^{j\theta}} + jB \quad (3.33)$$

$$Y_2 = \frac{2Z_o}{Z_c^2} \cdot \frac{\cos\theta}{e^{-j\theta}} - jB \quad (3.34)$$

Ces deux équations montrent que les impédances vues par les deux sources sont conjuguées ce qui nous permet de continuer le calcul en utilisant l'équation (3.33) seulement afin d'évaluer ces deux impédances. En développant l'équation (3.33), on obtient :

$$Y_1 = \frac{2Z_o}{Z_c^2} \times \cos \theta (\cos \theta - j \sin \theta) + jB \quad (3.35)$$

qui peut s'écrire sous les formes :

$$Y_1 = \frac{2Z_o}{Z_c^2} \cdot \cos^2 \theta + j \left(B - \frac{2Z_o}{Z_c^2} \sin \theta \cos \theta \right) \quad (3.36)$$

$$Y_1 = \frac{Z_o \left(2 \cos^2 \theta + j \left(B \frac{Z_c^2}{Z_o} - \sin 2\theta \right) \right)}{Z_c^2} \quad (3.37)$$

d'où on tire :

$$Z_1 = \frac{Z_c^2}{Z_o \left(2 \cos^2 \theta + j \left(B \frac{Z_c^2}{Z_o} - \sin 2\theta \right) \right)} \quad (3.38)$$

$$Z_2 = \frac{Z_c^2}{Z_o \left(2 \cos^2 \theta - j \left(B \frac{Z_c^2}{Z_o} - \sin 2\theta \right) \right)} \quad (3.39)$$

Les équations (3.38) et (3.39) représentent les deux impédances d'entrée du combineur Chireix avec stubs vues par les deux sources idéales V_1 et V_2 en négligeant l'impédance de sortie de l'amplificateur de puissance. En effet, l'impédance de sortie d'un amplificateur de puissance réel peut être faible mais n'est pas nulle et pour un résultat analytique correcte, il faut toujours tenir compte de cette impédance. Une autre analyse à été faite par Birafane (2004) en se basant sur le résultat obtenu par Stengel (2000) et Crips (1999), dans cette analyse on utilise deux sources réelles qui ont une impédance de sortie bien adaptée à Z_o . Dans ce cas et à cause de la variation de deux impédances Z_1 et

Z_2 en fonction de la phase θ , le voltage à l'entrée du combineur Chireix ne sera plus constant et dépendra d'un voltage incident et un voltage réfléchi (Birafane, 2004).

La figure 3.11 présente le combineur Chireix avec stubs et illustre explicitement l'impédance de sortie de l'amplificateur pour aider à clairement identifié l'existence de réflexion.

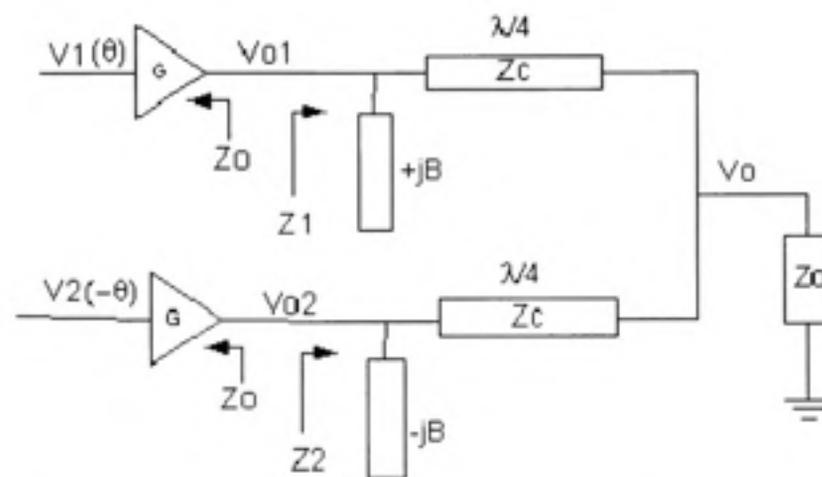


Figure 3.11 *Amplificateur LINC utilisant un combineur Chireix avec stubs.*

Donc, d'après la figure 3.11 et en tenant compte de réflexions, le voltage total à l'entrée du combineur peut être exprimé de la façon suivante (Birafane-1, 2004) :

$$V_{o1} = G.V_1(\theta).[1 + \Gamma_1] = |V_{o1}|e^{j\theta'} \quad (3.40)$$

$$V_{o2} = G.V_2(-\theta).[1 + \Gamma_2] = |V_{o2}|e^{-j\theta'} \quad (3.41)$$

où la nouvelle phase θ' est donnée par l'équation suivante :

$$\theta' = \theta + \text{phase}(1 + \Gamma) \quad (3.42)$$

Les coefficients de réflexion Γ_1 et Γ_2 à l'entrée du combineur Chireix sont évalués comme suit :

$$\Gamma_1(\theta) = \frac{Z_1 - Z_o}{Z_1 + Z_o} \quad (3.43)$$

$$\Gamma_2(-\theta) = \frac{Z_2 - Z_o}{Z_2 + Z_o} \quad (3.44)$$

En utilisant ces nouvelles expressions de voltage à l'entrée du combineur et en répétant la même analyse précédant, les deux expressions d'impédances d'entrées des équations (3.38) et (3.39) peuvent être écrites en fonction de la nouvelle phase θ' par les expressions suivantes (Birafane, 2004) :

$$Z_1 = \frac{Z_c^2}{Z_o \left(2 \cos^2 \theta' + j \left(B \frac{Z_c^2}{Z_o} - \sin 2\theta' \right) \right)} \quad (3.45)$$

$$Z_2 = \frac{Z_c^2}{Z_o \left(2 \cos^2 \theta' - j \left(B \frac{Z_c^2}{Z_o} - \sin 2\theta' \right) \right)} \quad (3.46)$$

3.7 Performance du LINC avec combineur Chireix

Nous avons vu dans l'analyse précédente qu'une nouvelle phase θ' est générée au lieu de la phase originale θ à cause de la désadaptation d'impédance entre le combineur et le PA. Un voltage réfléchi est créé à l'entrée de chaque branche du combineur qui s'ajoute au voltage incident disponible à la sortie de chaque amplificateur de puissance, ce qui résulte en un signal à enveloppe variable qui dépend de la variation de la nouvelle phase θ' . Ce phénomène de désadaptation d'impédance aura un impact sur la performance du LINC du point de vue efficacité instantanée et linéarité d'amplification.

3.7.1 Efficacité du combineur Chireix

L'expression de l'efficacité instantanée doit être maintenant réexaminée à la lumière de l'analyse précédente en tenant compte de l'effet de la désadaptation d'impédance entre le PA et le combineur Chireix. La puissance obtenue à la sortie du combineur peut être écrite sous forme de l'addition de deux puissances transmises par le combineur en présence d'un coefficient de réflexion par l'équation suivante:

$$P_o = P_1(1 - |\Gamma_1|^2) + P_2(1 - |\Gamma_2|^2) \quad (3.47)$$

où P_1 et P_2 sont les deux puissances disponibles à la sortie des deux PA et Γ_1 et Γ_2 sont les deux coefficients de réflexion à l'entrée du combineur. Strictement parlant, le combineur Chireix somme, sans pertes, les deux puissances qui sont livrées à ses entrées, soit $P_1' = P_1(1 - |\Gamma_1|^2)$ et $P_2' = P_2(1 - |\Gamma_2|^2)$. Ainsi, son efficacité intrinsèque est de 100%, en admettant qu'il soit idéal, i.e., fait de conducteurs et isolants parfaits. Cependant, c'est la présence même du combineur Chireix qui est à l'origine des puissances réfléchies qui fait en sorte que seulement une partie des puissances disponibles se trouvent sommées à la sortie. En attribuant cette perte de puissance disponible au combineur, nous pouvons définir l'efficacité instantanée du combineur en fonction de θ' par l'équation suivante:

$$\eta(\theta') = \frac{P_1(1 - |\Gamma_1|^2) + P_2(1 - |\Gamma_2|^2)}{P_1 + P_2} \quad (3.48)$$

En observant les deux équations (3.45) et (3.46), on peut conclure que les deux impédances à l'entrée du combineur sont conjuguées. Par conséquent, les deux coefficients de réflexion Γ_1 et Γ_2 ont le même module avec des phases opposées. Ceci nous permet de modifier l'équation (3.48) pour obtenir :

$$\eta(\theta') = \frac{(P_1 + P_2)(1 - |\Gamma_1|^2)}{P_1 + P_2} = 1 - |\Gamma_1|^2 \quad (3.49)$$

Explicitement, après le traitement de l'équation (3.49) en utilisant les équations (3.43) et (3.45), l'efficacité instantanée peut être écrite, en posant $y = Z_o / Z_c$, comme :

$$\eta(\theta') = \frac{8.y^2.\cos^2 \theta'}{(1 + 2.y^2.\cos^2 \theta')^2 + (B.Z_o - y^2.\sin 2\theta')^2} \quad (3.50)$$

La relation entre θ et θ' défini par l'équation (3.42) peut être exploitée pour obtenir une autre relation reliant les différents éléments du combineur. En utilisant les équations (3.43) à (3.46), on peut écrire la relation entre θ et θ' de la forme suivante (Birafane, 2004):

$$\cos \theta' = \frac{B.Z_o \operatorname{tg} \theta + 1}{\sqrt{(B.Z_o \operatorname{tg} \theta + 1)^2 + (\operatorname{tg} \theta + 2y^2 \operatorname{tg} \theta - B.Z_o)^2}} \quad (3.51)$$

3.7.2 Linéarité du LINC avec combineur Chireix

La linéarité de l'amplificateur de puissance LINC est déterminée par la relation entre le signal V_o à la sortie du combineur et le signal V_{in} à l'entrée du séparateur de signaux DSP. Pour une bonne linéarité, le système d'amplification LINC doit présenter un gain constant pour toute variation d'enveloppe du signal d'entrée V_{in} . À la sortie des deux amplificateurs de puissance, les deux signaux sont donnés par les deux équations (3.40) et (3.41) en tenant compte de la réflexion. Il est clair que le module de chacun de ces signaux n'est plus constant à cause de la réflexion dû à la désadaptation des impédances entre le combineur Chireix et les PAs. Ces modules variables sont donnés par (Birafane, 2004) :

$$|V_{o1}| = G \frac{r_{max}}{2} |1 + \Gamma_1| \quad (3.52)$$

$$|V_{o2}| = G \frac{r_{max}}{2} |1 + \Gamma_2| \quad (3.53)$$

La combinaison des tensions décrites par les deux équations (3.40) et (3.41) à travers le combineur Chireix avec stubs donne la tension totale suivante :

$$V_o = y \cdot (|V_{o1}| e^{j\theta'} + |V_{o2}| e^{-j\theta'}) \quad (3.54)$$

Il faut noter que la multiplication par $y = Z_o / Z_c$ dans cette équation est nécessaire car la somme de voltage à travers deux lignes de transmission d'une longueur $\lambda/4$ est fonction de l'impédance caractéristique de cette ligne Z_c par rapport à Z_o (Poza, 1998) et (Birafane, 2004). Équation (3.54) peut être explicité par :

$$V_o = y \cdot \left(G \frac{r_{max}}{2} |1 + \Gamma_1| e^{j\theta'} + G \frac{r_{max}}{2} |1 + \Gamma_2| e^{-j\theta'} \right) \quad (3.55)$$

Et avec les deux impédances Z_1 et Z_2 conjuguées où $|\Gamma_1| = |\Gamma_2|$ on obtient :

$$V_o = y G \frac{r_{max}}{2} |1 + \Gamma_1| (e^{j\theta'} + e^{-j\theta'}) \quad (3.56)$$

$$V_o = y \cdot G r_{max} \cdot |1 + \Gamma_1| \cdot \cos \theta' \quad (3.57)$$

3.7.3 Validation des résultats théoriques

L'analyse théorique que nous avons présentée nous a permis de dériver deux nouvelles expressions pour l'efficacité instantanée et le signal à la sortie du système LINC utilisant un combineur Chireix avec deux stubs. Ces deux expressions, (3.50) et (3.57), sont données en fonction d'une nouvelle phase θ' qui est reliée à la phase originale θ par une

relation complexe donnée à l'équation (3.51). Afin de valider ce travail théorique, plusieurs simulations ont été faites à l'aide du logiciel ADS (Agilent, 2005) afin de comparer les résultats de ces expressions complexes avec les résultats d'un circuit LINC physique présenté dans la figure 3.12. Les figures 3.13.a et 3.13.b présentent successivement les résultats de simulation des équations théoriques (3.50) et (3.57) ainsi que ceux résultant des simulations du circuit physique par ADS. Ces résultats ont été obtenus pour trois valeurs différentes du stub, i.e., pour trois valeurs de susceptance normalisée $b = Z_o B$, soit $b=0.364$, $b=1$ et $b=2.75$, avec une impédance caractéristique normalisée du combineur $z_c = 1$.

On observe d'après la figure 3.13 que les graphes obtenus par les équations théoriques et par la simulation du circuit LINC sont identiques pour toutes les valeurs des stubs. Ces résultats correspondent à une impédance caractéristique du combineur Z_c égale à Z_o .

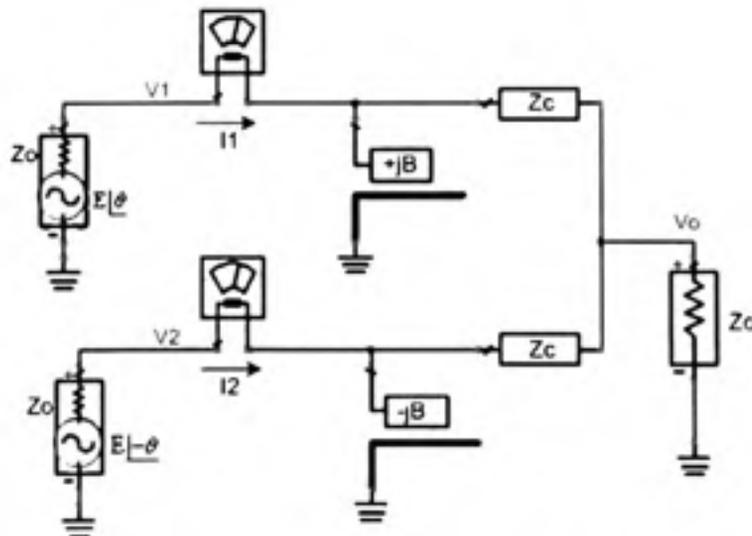


Figure 3.12 *Circuit utilisé pour la simulation en ADS d'un combineur Chireix.*

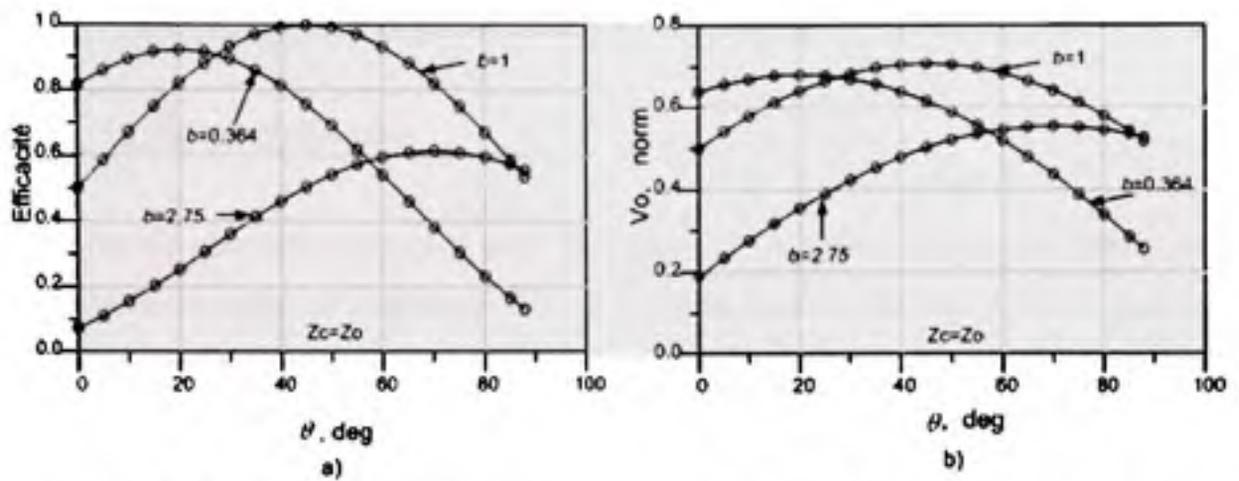


Figure 3.13 *Validation des équations analytiques d'un combineur Chireix avec trois différents stubs et une impédance fixe.*

La figure 3.14 présente une autre simulation pour valider les expressions théoriques, mais cette fois nous avons fixé la susceptance normalisée du stub à 0.364 en utilisant trois différentes impédances caractéristique Z_c , soit, $0.5Z_0$, $0.7Z_0$ et $1.4Z_0$. On observe encore que le résultat théorique des équations analytiques et celui de la simulation du circuit physique sont confondus ce qui valide les résultats analytiques de l'efficacité et de la linéarité du combineur Chireix présentés par les deux équations (3.50) et (3.57).

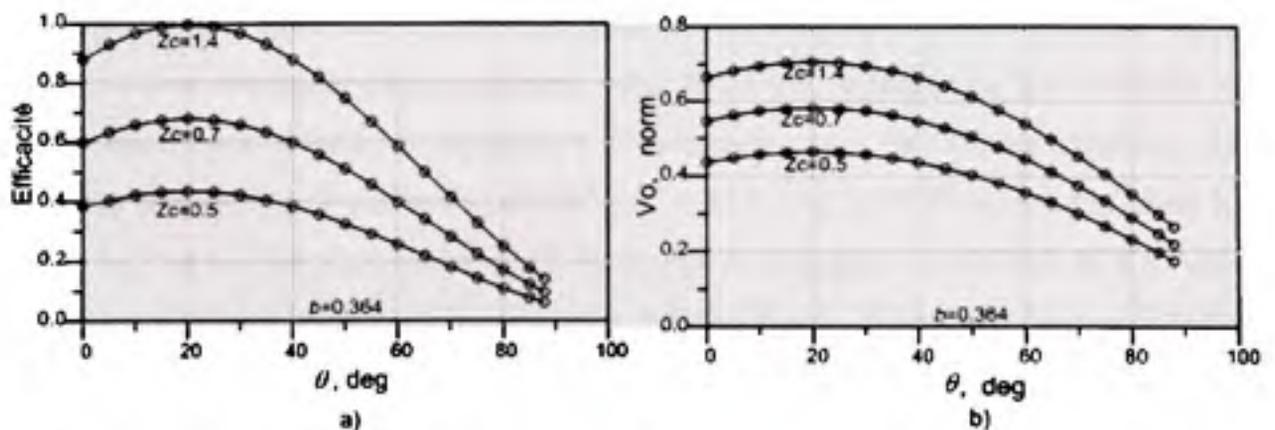


Figure 3.14 *Validation des équations analytiques d'un combineur Chireix avec trois différentes impédances caractéristiques et un stub fixe.*

3.7.4 Effet du stub sur la performance du combineur

3.7.4.1 Effet sur l'efficacité

Le résultat de simulation présenté dans la figure 3.13.a montre que le maximum de l'efficacité instantanée du combineur Chireix varie en fonction du stub utilisé et que ce maximum n'atteint pas une valeur 100% pour tous les stubs. D'autre part, la figure 3.14.a montre que pour un stub d'une susceptance de 0.364, le maximum de l'efficacité instantanée peut atteindre le 100% en optimisant la valeur de l'impédance caractéristique du combineur Z_c et ce maximum se produit toujours à la même phase de 20° pour toute valeur de Z_c . Nous avons pu observer la même chose pour le cas des stubs $b=2.75$ où le bon choix de l'impédance caractéristique permet d'atteindre un maximum de 100% d'efficacité instantanée de combinaison à 70° .

Ainsi, il est possible, grâce à un choix judicieux des stubs et de l'impédance caractéristique de placer un maximum de combinaison à l'angle θ voulue et de maximiser sa valeur à 100%. Cette flexibilité du combineur Chireix peut aider le système d'amplification de puissance LINC à maximiser l'efficacité moyenne du système face aux différents signaux à modulation d'enveloppe ayants différentes types de PDF. Pour expliquer plus clairement cette flexibilité, considérons par exemple le signal numérique 64QAM à modulation d'enveloppe qui a un taux de symboles de 150KHz et filtrés par un filtre de roll-off égal à 0.35 dont le PDF est présenté dans la figure 3.6. Le tableau 3.1 indique que l'enveloppe de ce signal a un PTAR de 6.82 dB. Afin de maximiser l'efficacité moyenne du système Chireix, définie par l'équation 3.19, pour ce signal, l'efficacité instantanée du combineur Chireix doit être maximisée autour de la moyenne de l'enveloppe du signal, i.e., où se concentrent les informations transmises par ce type de modulation. En d'autre terme,, il faut déplacer l'efficacité instantanée du combineur Chireix pour que son maximum de 100% se produise à la moyenne du signal. Pour arriver à cet objectif, des calculs préliminaires doivent être faits afin de spécifier les paramètres de ce combineur (B et Z_c) qui aide à optimiser cette

efficacité. La clé de ces calculs est d'estimer la valeur moyenne du signal par rapport à sa crête à partir de l'information de PTAR donnée.

Avec un signal d'une $PTAR = 20 \log \frac{r_{max}}{r_m} = 6.82 dB$, le niveau moyen r_m du signal se trouve à 45.6% de son niveau maximum r_{max} . D'autre part, d'après l'équation d'un signal à enveloppe variable $r(t) = r_{max} \cdot \cos \theta$ on peut écrire :

$$\frac{r_m}{r_{max}} = \cos \theta_m = 0.456 \quad (3.58)$$

Ce qui veut dire que le niveau moyen de l'amplitude correspond à une phase moyenne de $\theta_m = 62.87^\circ$. Par conséquent, le maximum de l'efficacité instantanée du combineur doit se produire à cette phase. Plusieurs simulations sur ADS ont été faites sur le circuit LINC présenté dans la figure 3.12 pour placer le maximum de l'efficacité instantanée du combineur Chireix à une phase de 62.87° . Le stub optimum trouvé par ces simulations a une susceptance normalisée de 1.95 qui vaut $1.95/50 = 0.039$ Siemens en ordinaire. Cependant, le maximum de cette efficacité atteint une valeur de 100% en optimisant la valeur de l'impédance caractéristique du combineur avec $Z_c = 0.65Z_0$.

La figure 3.15 présente le PDF d'un signal modulé en 64QAM et l'efficacité instantanée du combineur Chireix optimisée pour maximiser l'efficacité moyenne du système d'amplification LINC. On peut observer sur cette figure que l'efficacité du combineur atteint une valeur maximum de 100% autour du niveau moyen du signal, i.e., à $V_{in} = 0.456 r_{max}$.

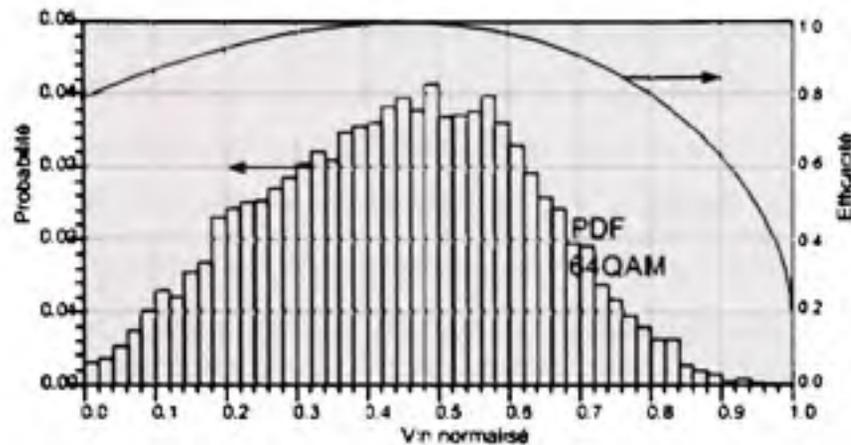


Figure 3.15 Optimisation de l'efficacité du combineur Chireix pour un signal 64QAM.

L'efficacité moyenne du combineur Chireix peut être calculée numériquement en utilisant l'équation $\eta_m = \sum_{i=1}^N P(v_i) \cdot \eta_{COMB}(v_i)$ où N est le nombre d'intervalle des niveaux entre 0 et 1 de l'amplitude normalisé du signal, $P(v_i)$ est la probabilité que le i eme niveau du signal soit présent et $\eta_{COMB}(v_i)$ et l'efficacité du combineur à l'instant de présence du i eme niveau du signal. Pour le signal 64QAM présenté dans la figure 3.15, l'efficacité moyenne du combineur Chireix optimisé atteint à 95% tandis qu'avec un combineur adapté comme le combineur Wilkinson ou hybride, l'efficacité moyenne pour le même signal est seulement de 24%.

3.7.4.2 Impact sur la linéarité

Afin d'étudier la linéarité de combineur Chireix optimisé, nous avons effectué une simulation sur ADS pour montrer la relation entre le voltage à la sortie du combineur et le voltage du signal d'entrée.

La figure 3.16 montre la relation graphique entre le voltage à la sortie, V_o , et le voltage d'entrée, V_{in} , pour deux types de combineurs : un combineur Chireix optimisé pour un signal 64QAM et un combineur de Wilkinson. On peut facilement conclure que la linéarité de V_o est totalement perturbée par l'utilisation d'un combineur Chireix avec

stub optimisé, tandis qu'avec combineur adapté, la combinaison des signaux est parfaitement linéaire. D'autre part, nous avons vu que l'efficacité moyenne tirée par le combineur Chireix est 95% tandis que l'efficacité tirée par le combineur adapté pour le même signal digital est 24%. Par conséquent, un compromis doit être fait entre l'efficacité et la linéarité du combineur Chireix afin de présenter un système d'amplification Chireix ayant une bonne efficacité moyenne et une linéarité acceptable respectant les spécifications de transmission notamment en termes de BER.

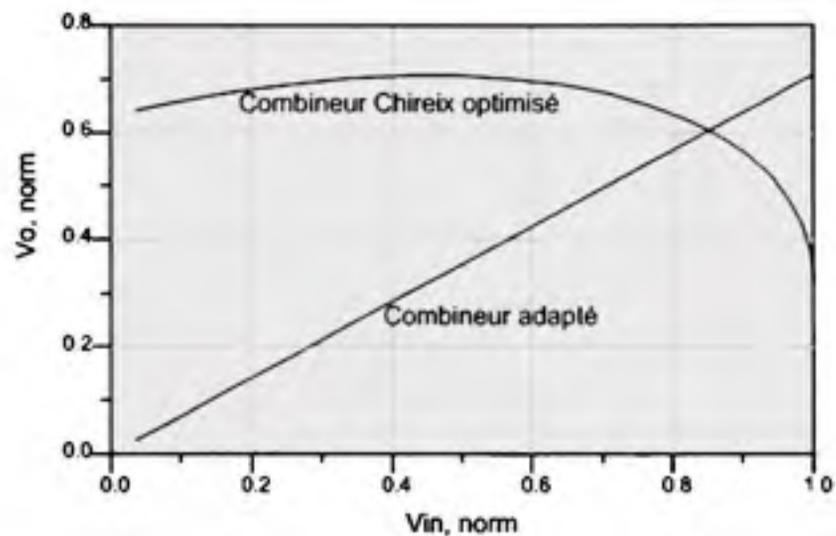


Figure 3.16 Linéarité d'un combineur Chireix optimisé et un combineur adapté pour un signal 64QAM.

3.8 Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre une présentation qui résume la révision de la littérature au sein de la technique LINC utilisant deux types de combinaison ; le combineur adapté et le combineur Chireix. Nous avons signalé plusieurs contributions dans ce domaine en commençant par Raab (1985), Crips (1999) et Steingel (2000) qui ont présenté une étude analytique sur le système Chireix utilisant un amplificateur de puissance idéal ayant une impédance de sortie nulles. Cette analyse a abouti à un modèle mathématique caractérisant les performances du LINC sans prendre en considération le coefficient de

réflexion entre le combineur Chireix et l'amplificateur de puissance. La dernière contribution dans ce sein et celle du Birafane (2004) qui a présenté une étude analytique sur le LINC avec l'utilisation d'un amplificateur de puissance réel ayant une impédance adapté à Z_o . Le résultat de cette étude était un modèle d'équations différent qui montre l'impact du coefficient de réflexion obtenue entre le combineur Chireix et l'amplificateur de puissance réel sur la performance du système LINC. À cause de ce coefficient de réflexion, ce dernier modèle, bien que rigoureux, présente d'une manière complexe l'efficacité instantanée du système et les voltages d'entrée et de sortie du combineur Chireix en introduisant une nouvelle phase θ' au lieu de la phase originale θ .

CHAPITRE 4

ÉTUDES ANALYTIQUES DU COMBINEUR CHIREIX SANS STUBS

4.1 Introduction

Nous avons présenté dans le chapitre précédant une révision de l'état de l'art qui montrait deux types d'analyse des performances de l'amplificateur LINC avec combineurs Chireix. La première analyse présentait les performances d'un tel système d'une manière simpliste qui ne tenait compte ni des impédances de sortie des amplificateurs de puissance ni de la présence d'un coefficient de réflexion à l'entrée du combineur Chireix. La deuxième analyse était plus rigoureuse et permettait de décrire les performances du système en tenant compte des réflexions mais seulement pour des amplificateurs adaptés. Cette analyse a donné lieu à des expressions complexes qui sont difficiles à exploiter pour la conception de combineurs sans pertes qui permettraient d'atteindre un bon compromis entre la linéarité et l'efficacité du système.

Dans ce contexte, le manque d'un modèle rigoureux et complet, i.e., tenant compte de l'impédance de l'amplificateur de puissance, mais aussi simple des différents combineurs sans pertes demeure un obstacle vers la pleine exploitation de la technique LINC. Dans ce chapitre, nous développons un tel modèle pour le combineur Chireix sans stubs alors que le chapitre suivant est dédié au combineur Chireix avec stub. Dans les deux cas, nous considérons le combineur uniquement et nous traitons les amplificateurs comme des sources de tension idéales dont le comportement n'est pas affecté par la variation d'impédance engendrée par le combineur Chireix.

4.2 Combineur Chireix sans stubs

Nous avons présenté dans le paragraphe 3.5.2 une analyse estimant les deux impédances d'entrée du combineur Chireix en l'absence des stubs en utilisant deux amplificateurs de

puissance idéaux qui ont une impédance de sortie nulle. Ceci rend le voltage à la sortie de chaque amplificateur non affecté par la modulation de la charge en fonction de la phase. Par conséquent le coefficient de réflexion qui se produit ne peut pas varier ce voltage. Autrement dit, on suppose que tout le voltage disponible à la sortie de l'amplificateur est transmis à travers le combineur. Comme cela ne représente pas la réalité physique des amplificateurs, il faut tenir compte de leurs impédances. La figure 4.1 présente la topologie du combineur sans stub qui sera analysé dans ce paragraphe. Cette analyse sera effectuée en présence d'un amplificateur de puissance ayant une impédance de sortie non nulle adapté à Z_o .

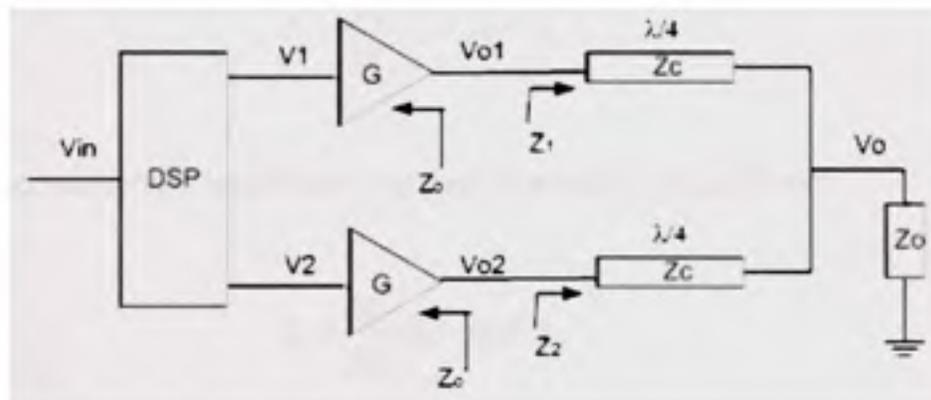


Figure 4.1 *Amplificateur LINC avec combineur sans stubs.*

4.2.1 Évaluation des impédances

Pour le cas d'un amplificateur de puissance réel adapté à Z_o , les deux impédances d'entrée du combineur Chireix avec stubs sont présentées par les équations (3.45) et (3.46). Ces expressions sont données en fonction d'une phase θ' différente de la phase originale θ avec une relation entre les deux donnée par l'équation (3.51).

Puisque ces deux impédances sont conjuguées l'une à l'autre, considérons Z_1 dans l'équation (3.45) et posons $B=0$ afin d'estimer l'impédance d'entrée du combineur Chireix en absence de stubs de la figure 4.1. On aura donc :

$$Z_1 = \frac{Z_c^2}{Z_o (2 \cos^2 \theta' - j \sin 2\theta')} \quad (4.1)$$

qui peut s'écrire sous la forme :

$$Z_1 = \frac{Z_c^2}{2Z_o} \cdot \frac{1}{\cos \theta' (\cos \theta' - j \sin \theta')} = \frac{Z_c^2}{2Z_o} \cdot \frac{e^{j\theta'}}{\cos \theta'} \quad (4.2)$$

ce qui donne :

$$Z_1 = \frac{Z_c^2}{2Z_o} (1 + j \operatorname{tg} \theta') \quad (4.3)$$

D'une façon similaire, l'impédance vue dans la deuxième branche est :

$$Z_2 = \frac{Z_c^2}{2Z_o} (1 - j \operatorname{tg} \theta') \quad (4.4)$$

Considérons maintenant l'équation (3.51) et évaluons θ' en fonction de θ avec le même cas particulier $B=0$. Nous pouvons alors écrire :

$$\cos \theta' = \frac{1}{\sqrt{1 + [(1 + 2y^2) \operatorname{tg} \theta]^2}} \quad (4.5)$$

En posant $\cos^2 \theta' = \frac{1}{1 + \operatorname{tg}^2 \theta'}$, on obtient :

$$\operatorname{tg} \theta' = (1 + 2y^2) \operatorname{tg} \theta \quad (4.6)$$

Comme $y = Z_o / Z_c$, l'équation (4.6) donne :

$$\operatorname{tg}\theta' = \left(1 + \frac{2Z_o^2}{Z_c^2} \right) \operatorname{tg}\theta \quad (4.7)$$

En utilisant l'équation (4.7) pour remplacer θ' par θ dans les deux équations (4.3) et (4.4), on peut maintenant évaluer l'impédance d'entrée du combineur Chireix sans stubs en fonction de la phase originale du signal θ et on aura :

$$Z_1 = \frac{Z_c^2}{2Z_o} \left(1 + j \left(1 + \frac{2Z_o^2}{Z_c^2} \right) \operatorname{tg}\theta \right) \quad (4.8)$$

Donc :

$$Z_1 = \frac{Z_c^2}{2Z_o} + j \left(\frac{Z_c^2}{2Z_o} + Z_o \right) \operatorname{tg}\theta \quad (4.9)$$

$$Z_2 = \frac{Z_c^2}{2Z_o} - j \left(\frac{Z_c^2}{2Z_o} + Z_o \right) \operatorname{tg}\theta \quad (4.10)$$

Nous pouvons conclure de ce résultat que le module de l'impédance d'entrée du combineur augmente avec la phase du signal, en commençant par $\frac{Z_c^2}{2Z_o}$ à $\theta=0^\circ$, et tend vers l'infini, ou un circuit ouvert, lorsque θ tend vers 90° . D'autre part, l'adaptation du combineur Chireix sans stubs avec l'amplificateur de puissance ayant une impédance de sortie Z_o s'effectue seulement lorsque les deux voltages V_{o1} et V_{o2} sont en phase, i.e., avec $\theta=0^\circ$. Dans ce cas on pose $Z_o = \frac{Z_c^2}{2Z_o}$ et on trouve l'impédance caractéristique du combineur qui effectue la meilleure adaptation d'impédance entre l'amplificateur de puissance et le combineur Chireix sans stub :

$$Z_c = \sqrt{2} \cdot Z_o \quad (4.11)$$

La figure 4.2 montre l'allure de chaque impédance d'entrée du combineur Chireix sans stubs en fonction de la phase du signal θ dans le cas d'adaptation d'impédance à Z_o . On observe dans cette figure que les deux impédances sont conjuguées et varient entre Z_o et l'infini pour une variation de θ entre 0° et 90° .

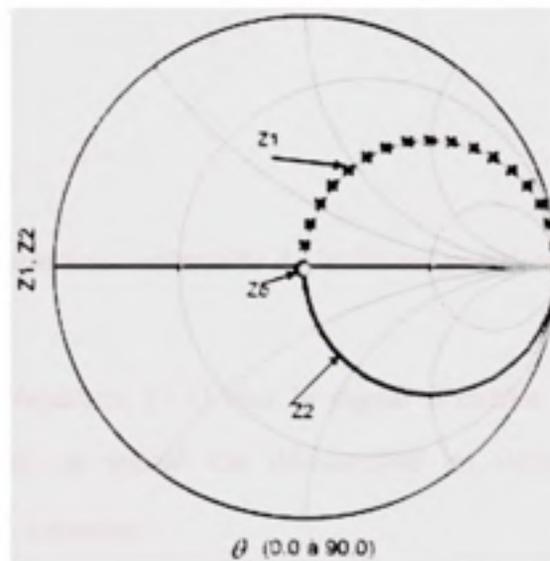


Figure 4.2 *Les impédances d'entrée d'un combineur Chireix sans stubs en fonction de la phase.*

4.2.2 Linéarité du combineur Chireix sans stubs

Prenons la figure 2.15, en éliminant la phase $\varphi(t)$ du signal pour simplifier l'analyse, on obtient dans la figure 4.3 la présentation vectorielle de la décomposition du signal d'entrée en deux signaux V_1 et V_2 avec deux phases opposées $\pm\theta$.

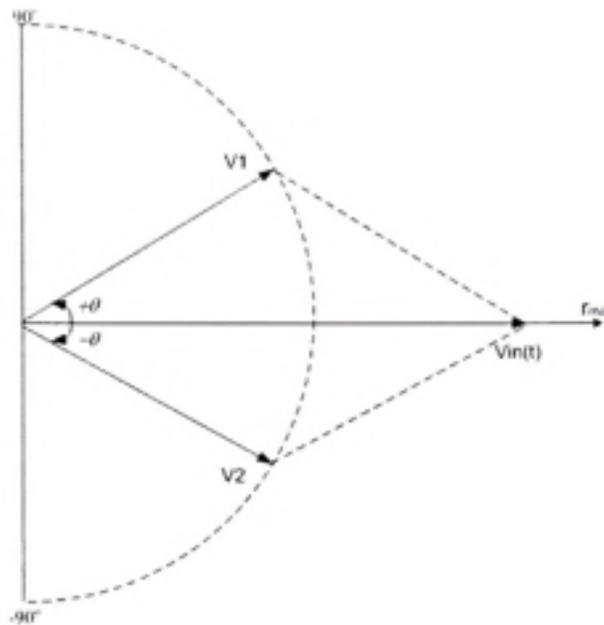


Figure 4.3 *Présentation vectorielle de la décomposition du signal d'entrée.*

Nous savons d'après l'équation (3.2) que le signal d'entrée à enveloppe variable est $V_{in}(t) = r_{max} \cos \theta$ et que ce signal est décomposé en deux signaux à enveloppes constantes de la manière suivante:

$$V_1 = \frac{r_{max}}{2} e^{j\theta} \quad (4.12)$$

$$V_2 = \frac{r_{max}}{2} e^{-j\theta} \quad (4.13)$$

À la sortie de deux amplificateurs de puissance, on obtient deux signaux amplifiés V_{o1} et V_{o2} qui représentent les sommes des voltages incidents GV_1 et GV_2 et des voltages réfléchis $\Gamma_1 GV_1$ et $\Gamma_2 GV_2$. On peut exprimer ces deux voltages comme suit :

$$V_{o1} = G \frac{r_{max}}{2} [1 + \Gamma_1] e^{j\theta} \quad (4.14)$$

$$V_{o2} = G \frac{r_{\max}}{2} [1 + \Gamma_2] e^{-j\theta} \quad (4.15)$$

Puisque Γ_1 et Γ_2 sont conjugués, les voltages V_{o1} et V_{o2} sont aussi conjugués. On aboutit après un long calcul effectué en partant de l'équation (4.14) aux expressions suivantes (voir détails en annexe I):

$$V_{o1} = G \cdot r_{\max} \cdot \left(\frac{Z_c^2}{(Z_c^2 + 2Z_o^2)} \cos \theta + j \sin \theta \right) \quad (4.16)$$

$$V_{o2} = G \cdot r_{\max} \cdot \left(\frac{Z_c^2}{(Z_c^2 + 2Z_o^2)} \cos \theta - j \sin \theta \right) \quad (4.17)$$

À la sortie du combineur, on trouve le voltage suivant :

$$V_o = \frac{Z_o}{Z_c} (V_{o1} + V_{o2}) \quad (4.18)$$

En utilisant les deux équations (4.16) et (4.17) pour remplacer V_{o1} et V_{o2} dans l'équation (4.18), on obtient :

$$V_o = \frac{2Z_o Z_c}{(Z_c^2 + 2Z_o^2)} \cdot G \cdot r_{\max} \cos \theta \quad (4.19)$$

Comme $V_{in} = r_{\max} \cos \theta$, l'équation (4.19) peut être écrite :

$$V_o = \frac{2Z_o Z_c}{(Z_c^2 + 2Z_o^2)} \cdot G \cdot V_{in} \quad (4.20)$$

En écrivant l'équation (4.20) en fonction de l'impédance normalisée $z_c = \frac{Z_c}{Z_o}$ et on obtient :

$$V_o = \frac{2z_c}{z_c^2 + 2} \cdot G \cdot V_{in} \quad (4.21)$$

En observant ce résultat, nous constatons que le combineur Chireix sans stubs a une fonction de transfert $K = \frac{2z_c}{z_c^2 + 2}$ qui ne dépend pas de la variation de la phase θ . Cette fonction montre que la relation entre le signal de sortie V_o et le signal d'entrée V_{in} est parfaitement linéaire à condition que le gain G de l'amplificateur de puissance soit fixe et qu'il ne dépend pas de la variation de l'angle θ .

Considérons maintenant cette fonction de transfert K de plus près. On remarque d'abord que le combineur peut être optimisé en ajustant la valeur de son impédance caractéristique z_c pour maximiser le gain total du système LINC. Le traitement analytique de K montre que le maximum de cette fonction peut être atteint avec une impédance normalisée $z_c = \sqrt{2}$, qui donne :

$$K = K_{\max} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707 \quad (4.22)$$

Avec ce maximum, le voltage à la sortie du LINC aura la forme :

$$V_o = \frac{G}{\sqrt{2}} \times V_{in} \quad (4.23)$$

D'autre part, avec ce maximum, les voltages à l'entrée de combineur auront les formes normalisées suivantes :

$$V_{o1} = \frac{1}{2} \cos \theta + j \sin \theta \quad (4.24)$$

$$V_{o2} = \frac{1}{2} \cos \theta - j \sin \theta \quad (4.25)$$

On observe que V_{o1} et V_{o2} sont conjugués et que leurs phase respectives, θ_1' et θ_2' , sont reliées aux phases originales θ_1 et θ_2 par :

$$\operatorname{tg} \theta_1' = \frac{2 \sin \theta}{\cos \theta} = 2 \operatorname{tg} \theta \quad (4.26)$$

$$\operatorname{tg} \theta_2' = -2 \operatorname{tg} \theta \quad (4.27)$$

ce qui correspond au résultat de l'équation (4.7) en remplaçant Z_c par $\sqrt{2} \cdot Z_o$.

La figure 4.4 montre les résultats d'une simulation à l'aide d'ADS pour l'amplificateur LINC avec combineur Chireix sans stubs dont $Z_c = \sqrt{2} \cdot Z_o$. Elle présente les graphes du module et de la phase de chacun de deux voltages à l'entrée du combineur. On observe que le module normalisé de V_{o1} et V_{o2} augmente avec θ et tend vers le double de sa valeur initiale lorsque θ tend vers 90° . D'autre part, on observe aussi que leurs deux phases varient de façon opposée en fonction de θ respectant les deux équations (4.26) et (4.27).

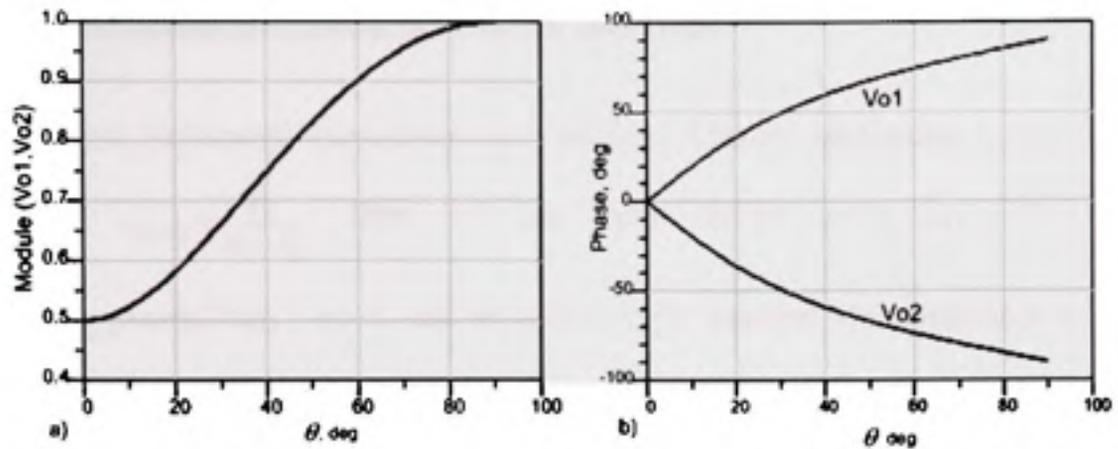


Figure 4.4 Simulation ADS montrant le module et la phase à l'entrée du combineur Chireix sans stubs en fonction de l'angle θ .

La figure 4.5 montre la relation entre le voltage à la sortie du combineur sans stubs et le voltage d'entrée V_{in} à enveloppe variable avant la décomposition. Cette simulation ADS utilise le même circuit de la figure 4.1. Ce graphe montre une linéarité parfaite entre ces deux voltages avec une perte de $\sqrt{2}$ attribuée au combineur sans stubs, ce qui valide le résultat obtenu par l'équation (4.23).

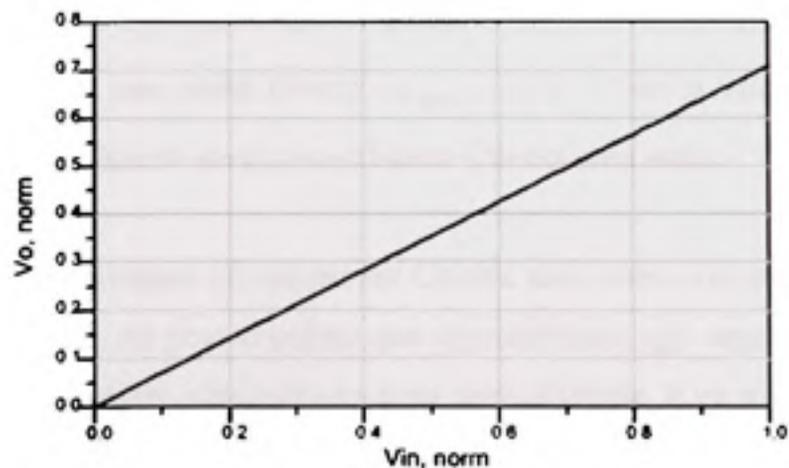


Figure 4.5 Simulation montrant que le combineur Chireix sans stubs est linéaire.

4.2.3 Efficacité du combineur Chireix sans stubs

Pour trouver l'efficacité instantanée du combineur Chireix sans stubs, nous utilisons l'équation $\eta_{COMB} = \frac{P_o}{P_1 + P_2}$. Dans ce cas, nous avons $P_1 = P_2 = \left(G \cdot \frac{r_{max}}{2}\right)^2 / 2Z_o$ et $P_o = (G \cdot K \cdot r_{max} \cos \theta)^2 / 2Z_o$, où K est la fonction de transfert du combineur Chireix. L'efficacité du combineur peut alors être écrite sous la forme suivante:

$$\eta_{COMB} = 2 \cdot K^2 \cos^2 \theta \quad (4.28)$$

Avec $K = \frac{2z_c}{z_c^2 + 2}$, l'efficacité prend la forme explicite suivante :

$$\eta_{COMB} = \frac{8z_c^2}{(z_c^2 + 2)^2} \cdot \cos^2 \theta \quad (4.29)$$

En choisissant $Z_c = \sqrt{2} \cdot Z_o$ comme dans le paragraphe précédent, l'efficacité instantanée du combineur Chireix sans stubs devient $\eta_{COMB} = \cos^2 \theta$. C'est la valeur maximale que peut atteindre cette efficacité avec un combineur Chireix sans stubs.

En comparant la performance du combineur Chireix sans stubs avec celle du combineur Wilkinson ou hybride, on peut conclure que ce combineur agit comme un combineur adapté malgré les réflexions obtenues aux deux ports d'entrée. Il est dans le meilleur cas équivalent à un combineur Wilkinson ou hybride discuté dans le paragraphe 3.3.

4.3 Combineur et PA désadapté

La puissance RF disponible à la sortie de l'amplificateur ne peut pas être transmise efficacement s'il y a une désadaptation d'impédance entre la charge et l'amplificateur.

Ceci aura un impact négatif sur l'efficacité énergétique du système d'amplification. L'impédance de sortie d'un amplificateur de puissance varie d'un transistor à un autre, elle est faible et de l'ordre de quelques Ohms dans les transistors à haute puissance, et va jusqu'à quelques dizaines d'Ohms dans les amplificateurs à puissance faible. Cette impédance de sortie de l'amplificateur de puissance est en générale complexe de la forme :

$$Z_i = R_i + jX_i \quad (4.30)$$

4.3.1 Analyse du combineur Chireix sans stub avec des PAs désadaptés

La figure 4.6 présente le circuit d'un système LINC dans le cas où les amplificateurs de puissance ayant une impédance de sortie Z_i ne sont pas adaptés à l'impédance du combineur Chireix. Dans l'analyse de ce circuit, nous reprenons le modèle du Cripps (1999) et Stengel (2000) mentionné dans le paragraphe 3.5.2 qui décrit le cas particulier des amplificateurs de puissance représentés par des sources de tension idéales à impédances de sortie nulles. Dans ce cas particulier, les deux impédances à l'entrée du combineur sont évaluées par les équations (3.23) et (3.24) comme suit :

$$Z_1 = \frac{Z_c^2}{2Z_o} (1 + jtg\theta) \quad (4.31)$$

$$Z_2 = \frac{Z_c^2}{2Z_o} (1 - jtg\theta) \quad (4.32)$$

En suivant la même analyse que celle du paragraphe 3.5.2, nous pouvons évaluer les deux impédances virtuelles Z_{v1} et Z_{v2} du circuit de la figure 4.6 et on aura les équations suivantes:

$$Z_{v1} = \left(Z_i + \frac{Z_c^2}{2Z_o} \right) (1 + jtg\theta) \quad (4.33)$$

$$Z_{v2} = \left(Z_i + \frac{Z_c^2}{2Z_o} \right) (1 - jtg\theta) \quad (4.34)$$

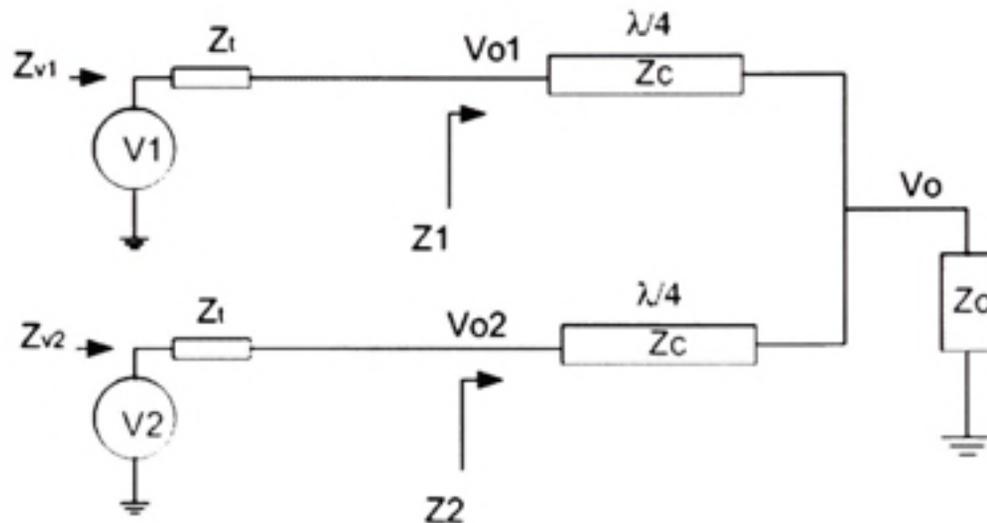


Figure 4.6 *Circuit analytique montrant les impédances dans un amplificateur LINC.*

À l'entrée du combineur, l'impédance d'entrée en présence d'un amplificateur non adapté ayant une impédance quelconque Z_i peut être formulée comme suit :

$$Z_1 = \left(Z_i + \frac{Z_c^2}{2Z_o} \right) (1 + jtg\theta) - Z_i \quad (4.35)$$

$$Z_2 = \left(Z_i + \frac{Z_c^2}{2Z_o} \right) (1 - jtg\theta) - Z_i \quad (4.36)$$

Ces équations peuvent être formulées autrement, soit :

$$Z_1 = \frac{Z_c^2}{2Z_o} + j \left(\frac{Z_c^2}{2Z_o} + Z_t \right) \operatorname{tg} \theta \quad (4.37)$$

$$Z_2 = \frac{Z_c^2}{2Z_o} - j \left(\frac{Z_c^2}{2Z_o} + Z_t \right) \operatorname{tg} \theta \quad (4.38)$$

Nous remarquons que l'impédance de sortie de l'amplificateur Z_t n'agit que sur la composante imaginaire de l'impédance d'entrée du combineur Chireix sans stub. Dans le cas d'un amplificateur adapté à Z_o , i.e., $Z_t = Z_o$, ces deux équations coïncident avec les équations (4.9) et (4.10), conformément à l'analyse effectuée au paragraphe 4.2.1 utilisant les équations (3.38) ou (3.39) avec $B=0$.

4.3.2 Impact de la désadaptation sur l'efficacité

Nous étudions dans cette partie l'impact de la désadaptation entre l'amplificateur de puissance et le combineur Chireix sans stub sur l'efficacité du système. Cette efficacité sera évaluée en fonction de la variation des impédances en fonction de la phase θ . L'efficacité instantanée du combineur peut être exprimée en présence du coefficient de réflexion de la manière suivante :

$$\eta_{COMB} = 1 - |\Gamma|^2 \quad (4.39)$$

On peut utiliser l'équation (4.37) ou (4.38) pour évaluer Γ , on aura donc :

$$\Gamma = \frac{Z_1 - Z_t}{Z_1 + Z_t} \quad (4.40)$$

En remplaçant le terme $\frac{Z_c^2}{2Z_o}$ par Z_p dans l'équation 4.37, le coefficient de réflexion aura la forme suivante :

$$\Gamma = \frac{Z_p - Z_i + j(Z_p + Z_i)tg\theta}{Z_p + Z_i + j(Z_p + Z_i)tg\theta} \quad (4.41)$$

L'équation (4.41) peut être simplifiée sous la forme suivante :

$$\Gamma = \frac{\frac{Z_p - Z_i}{Z_p + Z_i} + jtg\theta}{1 + jtg\theta} \quad (4.42)$$

En posant $\Gamma_p = \frac{Z_p - Z_i}{Z_p + Z_i}$ on aura :

$$\Gamma = \frac{\Gamma_p + jtg\theta}{1 + jtg\theta} \quad (4.43)$$

Pour obtenir le module du Γ , l'équation (4.43) aura la forme :

$$|\Gamma| = \frac{|\Gamma_p + jtg\theta|}{|1 + jtg\theta|} = \frac{\sqrt{|\Gamma_p|^2 + tg^2\theta}}{\sqrt{1 + tg^2\theta}} \quad (4.44)$$

En élevant au carré, on obtient :

$$|\Gamma|^2 = \frac{|\Gamma_p|^2 + tg^2\theta}{1 + tg^2\theta} \quad (4.45)$$

Par conséquent, l'efficacité sera :

$$\eta_{COMB} = 1 - |\Gamma|^2 = \frac{1 - |\Gamma_p|^2}{1 + \tan^2 \theta} \quad (4.46)$$

Finalement :

$$\eta_{COMB} = \left(1 - |\Gamma_p|^2\right) \cos^2 \theta \quad (4.47)$$

La figure 4.7 présente une comparaison du résultat analytique de l'efficacité obtenue par l'équation 4.47 avec le résultat de l'efficacité obtenue à l'aide d'une simulation ADS du circuit physique du système Chireix sans stub de la figure 4.6. Nous observons que pour différentes valeurs de Z_t les courbes obtenues par l'équation sont confondues avec les courbes obtenues par la simulation du circuit physique, ce qui valide notre modèle analytique de l'efficacité instantanée.

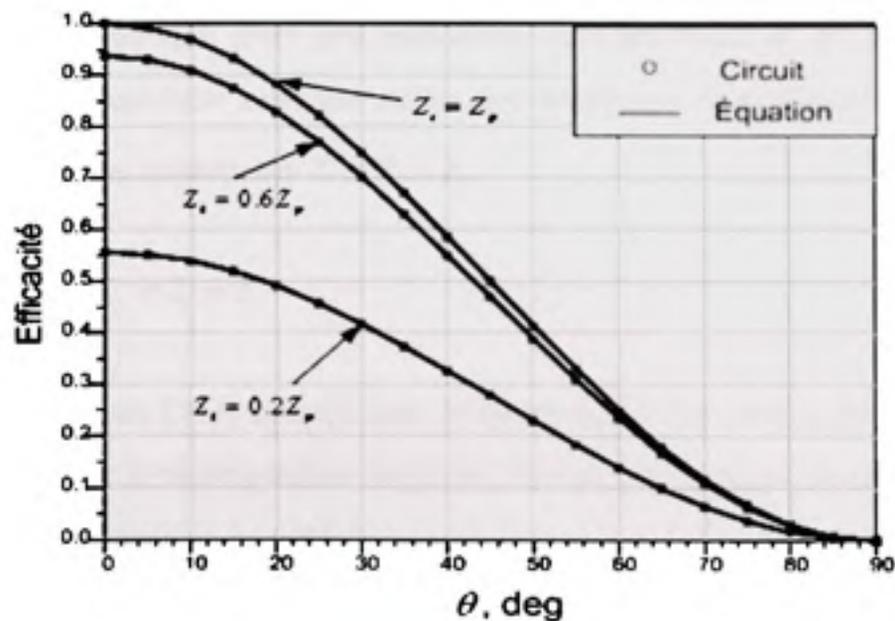


Figure 4.7 Validation des résultats analytiques de l'efficacité instantanée d'un combineur Chireix sans stubs à l'aide de simulation ADS.

En considérant l'équation (4.47), on peut conclure que le maximum de l'efficacité instantanée du système correspond à $\eta_{COMB} = \cos^2 \theta$. Ce maximum est atteint par une adaptation parfaite de l'impédance entre l'amplificateur de puissance et le combineur, i.e., avec $Z_i = Z_p = \frac{Z_c^2}{2Z_o}$. Dans ce cas, le coefficient de réflexion est $\Gamma_p = 0$ correspondant à $\theta = 0$. Contrairement, si l'amplificateur est considéré idéal avec une impédance de sortie nulle, comme le cas dans Cripps (1999) et Stengel (2000), l'efficacité correspondant à $\theta = 0$ sera nulle aussi. Ce qui pose beaucoup des questions sur les résultats analytiques obtenues par ces deux auteurs.

4.4 Adaptation d'impédance entre les PAs et le combineur

L'adaptation d'impédance entre le transistor et le combineur peut être faite de deux manières. La première est l'adaptation directe entre l'impédance de sortie de l'amplificateur de puissance Z_i et l'impédance d'entrée du combineur Z_p . Le combineur Chireix est donc fabriqué avec une impédance caractéristique Z_c de façon à avoir $Z_p = Z_i \neq Z_o$. La deuxième méthode utilise une adaptation d'impédance indirecte, en adaptant chacune des impédances Z_i et Z_p à Z_o .

4.4.1 Cas de $Z_p = Z_i \neq Z_o$

Considérons le circuit LINC montré dans la figure 4.6. Nous savons que l'impédance d'entrée du combineur correspondant au pic de l'enveloppe du signal de sortie est défini par Z_p qui est remplacée par $\frac{Z_c^2}{2Z_o}$ dans l'équation (4.37) et (4.38). Pour faire une adaptation d'impédance directe entre l'amplificateur de puissance ayant une impédance de sortie Z_i et l'impédance du pic du combineur Z_p , il faut que $\frac{Z_c^2}{2Z_o} = Z_i$. Dans ce cas, le combineur Chireix sans stubs doit être construit avec une ligne de transmission ayant

une impédance caractéristique $Z_c = \sqrt{2Z_oZ_i}$, ce qui nous permet d'écrire les équations d'impédance (4.37) et (4.38) de la manière suivante :

$$Z_1 = Z_i(1 + 2jtg\theta) \quad (4.48)$$

$$Z_2 = Z_i(1 - 2jtg\theta) \quad (4.49)$$

Avec ces deux équations, on peut voir clairement que l'impédance d'entrée du combineur doit être égale à zéro dans le cas d'un amplificateur idéal mentionné ci-haut. Pour assurer une transformation d'impédance adaptée avec l'amplificateur, l'impédance caractéristique de la ligne de transmission du combineur sera aussi égale à zéro. Donc, cette supposition de l'amplificateur comme idéal n'est pas pratique et conduit à une analyse erronée.

4.4.2 Cas de $Z_p = Z_i = Z_o$

La deuxième méthode consiste à adapter à Z_o l'impédance de sortie de l'amplificateur de puissance en utilisant une ligne de transmission d'une longueur $\lambda/4$ ayant une impédance caractéristique $Z_a = \sqrt{Z_oZ_i}$. En notant ici que l'impédance de l'amplificateur doit être réelle, sinon il faut compenser la partie imaginaire de cette impédance avant d'effectuer l'adaptation. Le paragraphe suivant étudie ce cas de l'impédance complexe de l'amplificateur de puissance. Du côté du combineur, l'impédance du pic Z_p sera à son tour adaptée à Z_o en fabricant la ligne de transmission du combineur avec une impédance $Z_c = \sqrt{2Z_o}$. Voir figure 4.8.

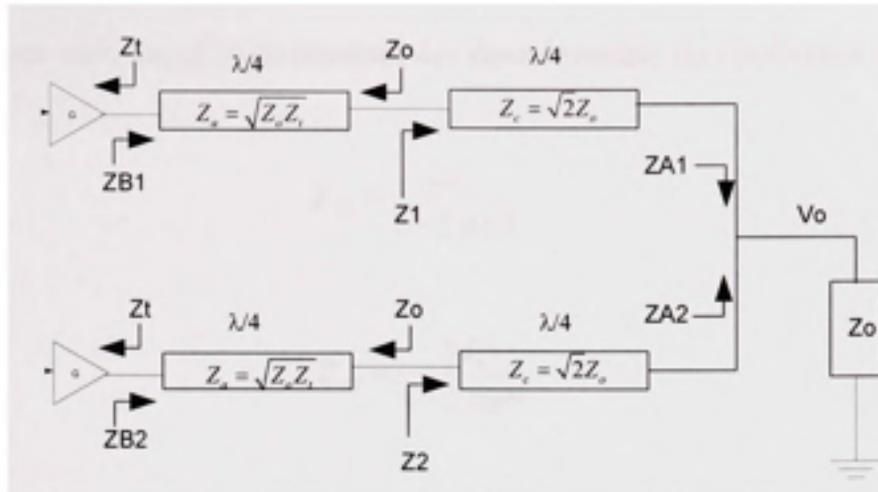


Figure 4.8 *Adaptation d'impédance entre les amplificateurs et le combineur Chireix sans stubs.*

Dans ce cas d'adaptation, les équations des impédances à différents points du circuit Chireix auront les formes suivantes; À l'entrée du combineur Chireix sans stub on trouve :

$$Z_1 = Z_o (1 + 2j \operatorname{tg} \theta) \quad (4.50)$$

$$Z_2 = Z_o (1 - 2j \operatorname{tg} \theta) \quad (4.51)$$

Avec

$$Z_{B1} = \frac{Z_o^2}{Z_1} = \frac{Z_o Z_t}{Z_1} \quad (4.52)$$

les deux transistors voient les impédances suivantes :

$$Z_{B1} = \frac{Z_t}{1 + 2j \operatorname{tg} \theta} \quad (4.53)$$

$$Z_{B2} = \frac{Z_t}{1 - 2j \operatorname{tg} \theta} \quad (4.54)$$

Et avec

$$Z_{A1} = \frac{Z_c^2}{Z_1} = \frac{2Z_o^2}{Z_1} \quad (4.55)$$

les impédance vues au point de jonction des deux branches du combineur seront :

$$Z_{A1} = \frac{2Z_o}{1+2jtg\theta} \quad (4.56)$$

$$Z_{A2} = \frac{2Z_o}{1-2jtg\theta} \quad (4.57)$$

La figure 4.9 présente sur un abaque de Smith l'allure de différentes impédances d'un amplificateur LINC adapté avec un combineur Chireix sans stubs. Avec $Z_o=50\Omega$ et une impédance de sortie de l'amplificateur de puissance $Z_t=10\Omega$, on trouve que l'impédance du transformateur d'impédance $Z_a = \sqrt{Z_o Z_t} = 22.36\Omega$ et l'impédance caractéristique du combineur $Z_c = \sqrt{2}Z_o = 70.7\Omega$. On peut constater que cette simulation valide l'exactitude des équations analytiques des impédances (4.50) à (4.57).

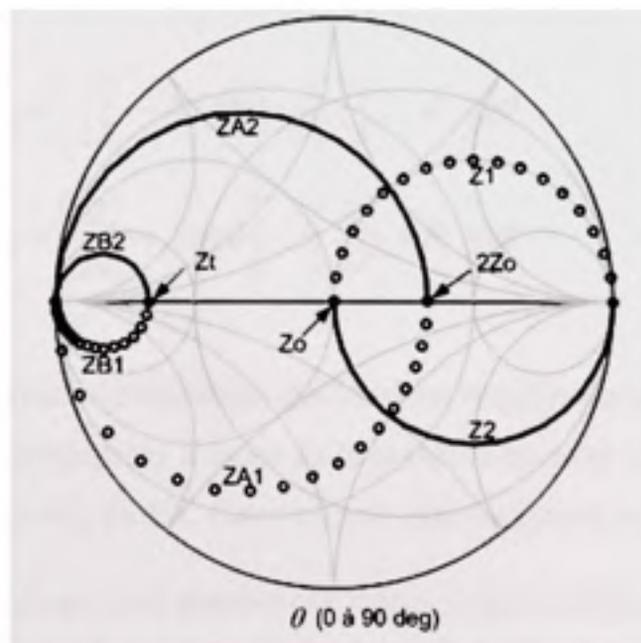


Figure 4.9 *Abaque de Smith montrant les différentes impédances d'un amplificateur LINC adapté avec un combineur Chireix.*

4.5 Amplificateur avec une impédance complexe

Considérons de nouveau les équations (4.37) et (4.38). Pour un amplificateur de puissance avec une impédance de sortie complexe $Z_t=R_t+jX_t$, ces équations peuvent être écrites comme suit :

$$Z_1 = \frac{Z_c^2}{2Z_o} + j \left(\frac{Z_c^2}{2Z_o} + (R_t + jX_t) \right) \text{tg}\theta \quad (4.58)$$

$$Z_2 = \frac{Z_c^2}{2Z_o} - j \left(\frac{Z_c^2}{2Z_o} + (R_t + jX_t) \right) \text{tg}\theta \quad (4.59)$$

En séparant les composantes réelles et imaginaires, les équations (4.58) et (4.59) deviennent :

$$Z_1 = \left(\frac{Z_c^2}{2Z_o} - X_t \text{tg}\theta \right) + j \left(\frac{Z_c^2}{2Z_o} + R_t \right) \text{tg}\theta \quad (4.60)$$

$$Z_2 = \left(\frac{Z_c^2}{2Z_o} + X_t \text{tg}\theta \right) - j \left(\frac{Z_c^2}{2Z_o} + R_t \right) \text{tg}\theta \quad (4.61)$$

Nous constatons à travers ces équations que les deux impédances d'entrée du combineur Chireix ne sont plus conjuguées à cause de la présence de cette composante réactive X_t dans l'impédance de sortie du PA. Cette composante réactive a en plus un impact sur la composante réelle de Z_1 qui peut prendre des valeurs négatives lorsque $X_t \text{tg}\theta > \frac{Z_c^2}{2Z_o}$. Ceci peut affecter la stabilité du système d'amplification Chireix.

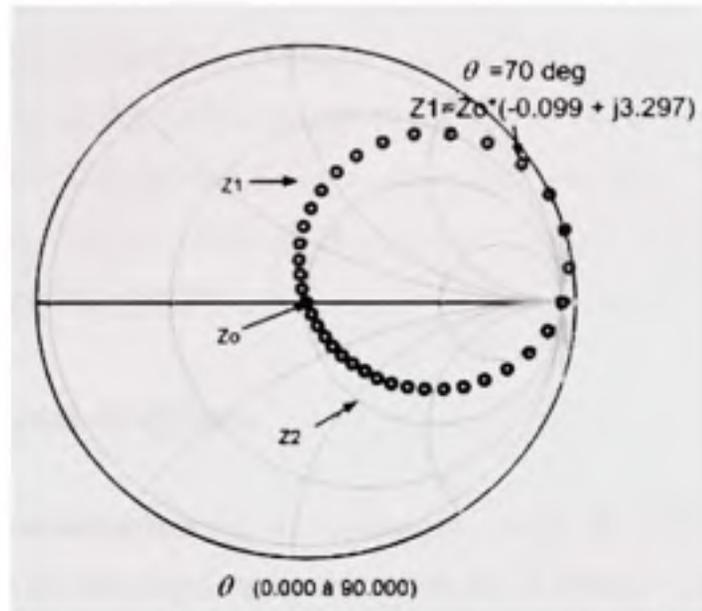


Figure 4.10 Déséquilibre du système Chireix en présence d'une impédance réactive à la sortie de l'amplificateur de puissance.

Dans la figure 4.10, nous avons fait une simulation du circuit physique d'un combineur Chireix ayant une impédance du pic $Z_p = \frac{Z_c^2}{2Z_o} = Z_o$ avec un PA ayant une impédance de sortie réactive $Z_l = 10 + j20 \Omega$. Cette simulation montre que la composante réelle de l'impédance Z_l du combineur entre dans une région négative à partir d'une phase donnée. En effet, à partir de cette simulation, nous pouvons lire qu'à $\theta = 70^\circ$, $Z_1 = Z_o * (-0.099 + j3.297) = -4.95 + j164.85 \Omega$ pour $Z_o = 50 \Omega$.

D'autre part, en utilisant le modèle théorique de l'équation (4.60) avec la même impédance réactive du PA utilisée en simulation, on trouve :

$$Z_1 = 50 - 20 * \text{tg}(70) + j(50 + 10)\text{tg}(70) \Omega$$

$$Z_1 = -4.95 + j164.85 \Omega$$

On observe que le résultat obtenu par la simulation du circuit physique et le résultat obtenu par l'application de l'équation sont les mêmes validant ainsi notre analyse.

Le travail analytique de Boumaiza (2006) n'a pas réussi à trouver le bon modèle de ce phénomène d'instabilité du système en présence d'une impédance réactive du transistor. Aussi, il n'y a aucune adaptation entre le circuit présenté en figure 2 et les équations (7) et (8). En plus, dans la figure 3, l'abaque ne décrit pas correctement les deux impédances Z_1 et Z_2 montrées dans la figure 4.

4.5.1 Stabilisation du système

Nous avons vu précédemment que la composante réelle de l'impédance d'entrée du combineur Z_1 peut devenir négative à partir d'une phase donnée lorsque l'impédance de sortie de l'amplificateur de puissance est réactive. La présence d'une impédance de charge ayant une composante réelle négative dans le système d'amplification Chireix peut pousser le système vers un mode d'instabilité et par conséquent on risque d'avoir des oscillations indésirables dans notre signal utile. Le seul moyen permettant de stabiliser le système et donc avoir une composante réelle positive dans l'impédance d'entrée du combineur, est de compenser la partie imaginaire X_1 de l'impédance de sortie du PA de manière à obtenir une impédance de sortie purement résistive.

Dans la figure 4.11 nous présentons une méthode de compensation de la partie réactive de l'impédance de sortie du PA. Cette méthode consiste à ajouter en série avec le PA une ligne de transmission d'une impédance Z_m et d'une longueur électrique α de manière à obtenir à la sortie une impédance Z_{out} purement résistive. Analytiquement, on peut écrire l'équation suivante:

$$Z_{out} = Z_m \frac{Z_1 + jZ_m \operatorname{tg} \alpha}{Z_m + jZ_1 \operatorname{tg} \alpha} \quad (4.62)$$

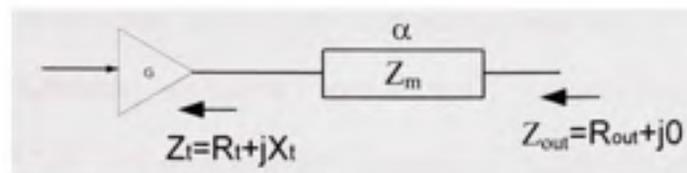


Figure 4.11 *Compensation de la partie réactive de l'impédance de sortie de l'amplificateur de puissance.*

Le développement de cette équation avec $Z_t = R_t + jX_t$ donne l'équation complexe suivante:

$$Z_{out} = Z_m \frac{R_t (Z_m - X_t \operatorname{tg} \alpha) + (X_t + Z_m \operatorname{tg} \alpha) R_t \operatorname{tg} \alpha + j [(X_t + Z_m \operatorname{tg} \alpha)(Z_m - X_t \operatorname{tg} \alpha) - R_t^2 \operatorname{tg} \alpha]}{(Z_m - X_t \operatorname{tg} \alpha)^2 + (R_t \operatorname{tg} \alpha)^2} \quad (4.63)$$

Comme l'objectif est de rendre la composante imaginaire de Z_{out} nulle, on peut donc écrire:

$$(X_t + Z_m \operatorname{tg} \alpha)(Z_m - X_t \operatorname{tg} \alpha) - R_t^2 \operatorname{tg} \alpha = 0 \quad (4.64)$$

C'est une équation du second degré qui peut être écrite de la manière suivante :

$$Z_m X_t \operatorname{tg} \alpha^2 + (R_t^2 + X_t^2 - Z_m^2) \operatorname{tg} \alpha - Z_m X_t = 0 \quad (4.65)$$

La résolution de l'équation (4.65) peut être effectuée suivant deux méthodes; la première est d'utiliser une ligne de transmission d'une impédance $Z_m = Z_o$, ce qui mène à deux

solutions données par : $\operatorname{tg} \alpha = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$ où $a = -c = 1$ et $b = \frac{R_t^2 + X_t^2 - Z_o^2}{Z_o X_t}$. Donc,

c'est une méthode de calcul dont la complexité dépend des grandeurs de R_t et de X_t .

Comme exemple, si on veut neutraliser l'impédance réactive pour $Z_t = 10 + j20 \Omega$, on obtient les deux solutions suivantes ; $tg\alpha = 1 \pm \sqrt{2}$ qui correspond avec $\alpha_1 = 67.5^\circ$ et $\alpha_2 = -22.5^\circ$ ou 157.5° . On peut utiliser l'abaque de Smith en plaçant l'impédance Z_t sur cet abaque puis on cherche géométriquement la longueur de la ligne de transmission qui résulte une impédance résistive pure. Cette méthode manque de précision et on peut se retrouver avec une partie imaginaire résiduelle dans l'impédance résultante Z_{out} qui cause l'instabilité du système avec une phase θ plus grande.

La deuxième méthode est d'utiliser une ligne de transmission ayant une impédance $Z_m^2 = R_t^2 + X_t^2$ afin annuler le terme du premier ordre dans l'équation (4.65). On aura dans ce cas une seule solution pour l'équation qui peut être écrite:

$$Z_m X_t tg\alpha^2 - Z_m X_t = 0 \quad (4.66)$$

En comparant avec la première méthode, cette forme d'équation est plus facile à résoudre et on obtient $tg\alpha = \pm 1$, i.e., une ligne de transmission d'une longueur électrique $\alpha = \pm 45^\circ$. Pour une longueur réduite, on utilise une ligne d'une longueur $\alpha = 45^\circ$, i.e., $\alpha = \frac{\lambda}{8}$.

Avec $Z_m^2 = R_t^2 + X_t^2$ et $\alpha = 45^\circ$, l'équation (4.63) peut être simplifiée pour obtenir une impédance résultante de sortie Z_{out} purement résistive d'une valeur:

$$Z_{out} = \frac{Z_m R_t}{Z_m - X_t} + j0 \quad (4.67)$$

Pour compenser la partie réactive du transistor de l'exemple précédent avec $Z_t = 10 + j20 \Omega$, on ajoute en série à la sortie de l'amplificateur de puissance une ligne de transmission

d'une longueur de $\lambda/8$ et d'une impédance caractéristique $Z_m = \sqrt{(10)^2 + (20)^2} = 22.36\Omega$. À la sortie du circuit de compensation l'impédance obtenue est purement résistive et sa valeur dépend du signe de X_t . Dans le cas d'une réactance capacitive, X_t aura une valeur négative et l'impédance résultante sera $Z_{out} = 5.28 + j0\Omega$. Autrement, lorsque c'est une réactance inductive X_t est positive et on aura $Z_{out} = 94.75 + j0\Omega$.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié de manière exhaustive le fonctionnement du combineur Chireix sans-stub en simplifiant les équations complexes présentées dans le chapitre 3. Nous avons trouvé que dans le cas d'un combineur sans stub, nous obtenons les mêmes performances, qu'un combineur adapté. En effet, malgré la présence de distorsions à la sortie des amplificateurs provenant du coefficient de réflexion variant en fonction de θ , la sortie de ce type de combineur reste linéaire. Dans un second volet, nous avons analysé le fonctionnement du système avec un modèle réaliste d'amplificateur présentant une impédance complexe non nulle. Nous avons proposé différentes méthodes d'adaptation dans ce genre de situation. De plus, nous avons présenté le problème d'instabilité résultant de la présence d'une partie imaginaire non nulle dans l'impédance de sortie de l'amplificateur ainsi que certaines techniques permettant de la compenser.

CHAPITRE 5

MODÈLE SIMPLIFIÉ DU COMBINEUR CHIREIX AVEC STUBS

5.1 Introduction

Tel que nous avons vu au chapitre 4, le combineur Chireix sans stubs, bien qu'étant une structure sans pertes, ne permet pas d'améliorer l'efficacité de combinaison et devient équivalent à un combineur de type Wilkinson aussi bien en linéarité qu'en efficacité. Par conséquent, la présence de stubs est nécessaire si on désire améliorer cette efficacité au delà de ce que peuvent offrir les combineurs de Wilkinson ou Chireix sans stubs. Or, d'après l'analyse de Birafane (2004), que nous avons reproduit au chapitre 3, nous constatons que la désadaptation d'impédance entre les amplificateurs de puissance et les deux ports d'entrée du combineur Chireix introduit une distorsion en module et en phase aux voltages de sortie des amplificateurs. Cependant, cette analyse, bien que rigoureuse, donne les expressions des voltages et de l'efficacité de combinaison en fonction d'une nouvelle phase θ' au lieu de la phase originale θ avec une relation complexe entre les deux. Alors que la phase θ est directement reliée à l'amplitude de l'enveloppe du signal à amplifier, la nouvelle phase θ' n'a pas de signification claire. Par conséquent, même si les diverses équations du modèle du combineurs Chireix, i.e., (3.40)-(3.57), sont précises, elles demeurent loin d'être intuitives et ne sont pas aisément utilisables pour des fins d'analyse et de conception de systèmes d'amplification LINC dotés de combineurs Chireix. Dans ce chapitre, nous attaquons cette problématique et nous cherchons à développer un modèle plus simple et plus intuitif pour le combineur Chireix avec stubs. Le modèle recherché devrait exprimer les performances du combineur en fonction de l'angle original de la décomposition LINC tout en tenant compte des impédances et des réflexions.

5.2 Modèle simplifié du combineur Chireix avec stubs – approche empirique

Dans le nouveau modèle rigoureux proposé par Birafane (2004), la présence de l'angle θ' et sa relation complexe avec θ rendent la simplification mathématique de cette équation fastidieuse sans une idée claire sur la forme finale à viser. Pour cette raison, nous proposons, dans un premier temps, l'utilisation d'une approche empirique basée sur une analyse graphique du comportement du combineur Chireix avec stubs.

5.2.1 Analyse graphiques

Considérons de nouveau l'efficacité instantanée donnée par l'équation (3.50). Nous avons démontré au paragraphe 3.6.3 que cette équation est exacte et qu'elle donne les mêmes résultats que la simulation du circuit physique du combineur Chireix, voir figure 3.13. On note que les résultats présentés dans cette figure correspondent à différentes valeurs de susceptances normalisées des stubs et que, en fonction de ce paramètre, il est difficile d'établir une corrélation entre la courbe d'efficacité instantanée et les stubs utilisés. Pour mieux voir si une telle corrélation existe et peut être identifiée, on propose de reproduire la même figure mais cette fois en utilisant la taille électrique des stubs comme paramètre, au lieu de la susceptance. Cette taille électrique, dénotée par γ en degré, est relié à la susceptance normalisée b par $\gamma = \arctg(b)$, où $b = B.Z_c$, avec B la susceptance en Siemens et Z_c l'impédance caractéristique du stub. La figure 5.1 présente les même courbes de la figure 3.13 mais en remplaçant les susceptances des stubs par leurs tailles électriques respectives, soit $\gamma=20^\circ, 45^\circ, 70^\circ$. Rappelons que pour les stubs à susceptance négative, la taille électrique est donnée par $\gamma = \arctg(b) + 180^\circ$ afin d'avoir une longueur physique positive des stubs. On rappelle également que ces courbes sont obtenues pour une impédance caractéristique des lignes de $Z_c=50\Omega$.

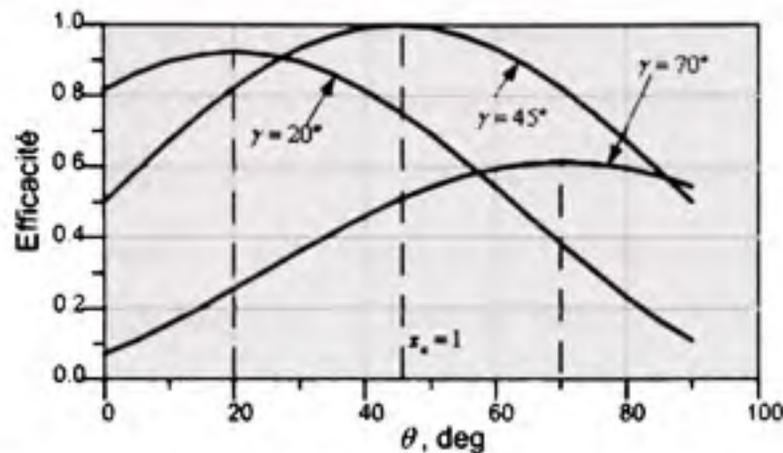


Figure 5.1 Simulation ADS de l'efficacité d'un combineur Chireix ayant la même impédance caractéristique Z_c et trois différents stubs.

En examinant les résultats obtenus dans la figure 5.1, deux observations peuvent être dégagées :

1. le maximum de l'efficacité se produit toujours à la phase qui correspond à la longueur électrique du stub utilisée, i.e., pour un stub d'une longueur électrique de $\gamma=20^\circ$, le maximum de l'efficacité instantanée se produit à une phase $\theta = \gamma = 20^\circ$.
2. la valeur du maximum de chaque efficacité varie avec γ et elle n'est pas nécessairement 100% dans tous les cas.

D'après la première observation, nous constatons que le placement du maximum d'efficacité de combinaison peut être obtenu par le choix judicieux et simple de la longueur des stubs, i.e., pour maximiser l'efficacité à l'angle θ_0 , il faut choisir $\gamma=\theta_0$. Cependant, à ce stade, nous ne disposons pas d'explication de la variation du maximum de l'efficacité qu'on peut atteindre. De plus, l'allure de la courbe ressemble à la fonction $\cos^2(\theta)$ mais ceci demeure à être confirmé. Pour répondre à ces deux questions, on propose d'effectuer d'autres simulations qui permettraient d'étudier la variation de l'efficacité instantanée en fonction de l'impédance du combineur Z_c pour une longueur électrique des stubs fixée à γ . La figure 5.2a présente les résultats d'une telle simulation

utilisant un combineur Chireix avec stubs de longueur $\gamma = 45^\circ$ dont l'impédance caractéristique normalisée des lignes de transmission prend trois valeurs, soit, $z_c = 0.6$, $z_c = 1$ et $z_c = 1.4$. La figure 5.2b présente des résultats similaires pour un combineur dont les stubs ont la longueur $\gamma = 20^\circ$ et pour lequel l'impédance caractéristique prend les valeurs $z_c = 0.7$, $z_c = 1$ et $z_c = 1.3$. Enfin la figure 5.2.c donne les résultats correspondant à un combineur avec une longueur de stubs de $\gamma = 70^\circ$ pour les trois impédances caractéristiques normalisées $z_c = 0.5$, $z_c = 1$ et $z_c = 1.4$.

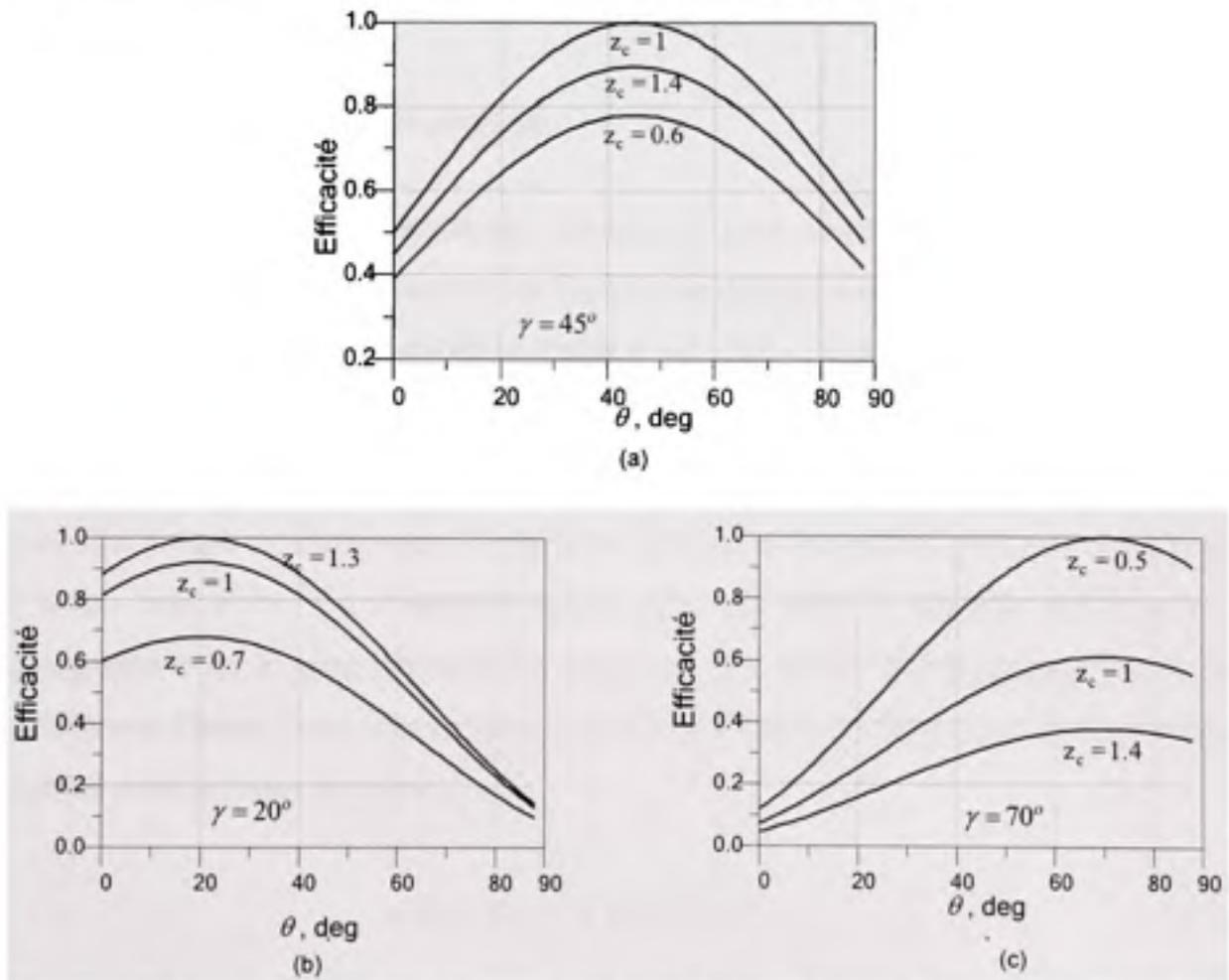


Figure 5.2 Variation de l'efficacité de combinaison de combineurs Chireix en fonction de l'impédance caractéristique Z_c pour différents stubs : (a) $\gamma = 45^\circ$, (b) $\gamma = 20^\circ$ et (c) $\gamma = 70^\circ$.

L'examen de la figure 5.2 nous permet de dégager une troisième observation au fait que le maximum de l'efficacité pour un combineur Chireix avec des stubs fixes peut être ajusté par la variation de son impédance caractéristique. Cette variation ne touche que la valeur du maximum d'efficacité sans affecter sa position qui demeure fixe à la valeur correspondant à la taille électrique des stubs. De cette analyse nous constatons également qu'il est possible de trouver la bonne impédance caractéristique du combineur Chireix qui nous permettrait d'assurer que le maximum d'efficacité de combinaison atteigne toujours 100%. De plus, on remarque que l'allure de la courbe de l'efficacité de combinaison n'est pas affectée sauf pour un facteur multiplicateur.

5.2.2 Modèle empirique proposé

Suite aux observations enregistrées ci-haut, on peut conclure que l'expression de l'efficacité instantanée en fonction de la phase de décomposition originale du LINC θ pour un combineur Chireix est de la forme $\eta = K.f(\theta - \gamma)$, où K est une constante qui représente le maximum de l'efficacité et qui dépend de la longueur électrique des stubs γ et de l'impédance caractéristique du combineur Z_c . La nature de la fonction $f(\theta - \gamma)$ peut être prédite en extrapolant les résultats des figures 5.1 et 5.2 à $\gamma=0$, i.e., combineur Chireix sans stubs. Or, d'après l'analyse effectuée dans le chapitre précédant au paragraphe 4.2.2.2, cette efficacité est de la forme $K \cos^2 \theta$. Par conséquent, pour un combineur Chireix avec stubs, nous pouvons postuler que l'équation de l'efficacité devrait avoir la forme suivante :

$$\eta(\theta) = K(z_c, \gamma) \cos^2(\theta - \gamma) \quad (5.1)$$

où la valeur de $K(z_c, \gamma)$ peut être extraite des courbes obtenues dans la figure 5.2. Ces valeurs sont résumées dans le tableau 5.1.

Tableau 5.1

Évaluation du maximum K en fonction de différentes valeurs de Z_c et γ

Paramètres		$K(z_c, \gamma)$
z_c	γ	
0.6	45°	0.779
1	20°	0.923
1	45°	1.0
1	70°	0.615
1.4	45°	0.895

5.2.3 Validation du modèle empirique du combineur Chireix avec stubs

L'équation (5.1) propose un modèle simplifié du combineur Chireix avec stubs qui a été dérivée suite une approche empirique. Pour vérifier l'exactitude de ce modèle, nous avons effectué une validation théorique consistant en des simulations de l'équation (5.1) pour les 5 combineurs du tableau 5.1 et une comparaison des résultats obtenus à ceux de simulations ADS des circuits physiques correspondant. La figure 5.3 présente les résultats obtenus pour les combineurs ayant $z_c=1$, ce qui donne les équations d'efficacité suivantes: $\eta(\theta) = .923 \cos^2(\theta - 20^\circ)$, $\eta(\theta) = \cos^2(\theta - 45^\circ)$ et $\eta(\theta) = .615 \cos^2(\theta - 70^\circ)$ pour $\gamma=20^\circ$, 45° et 70° , respectivement.

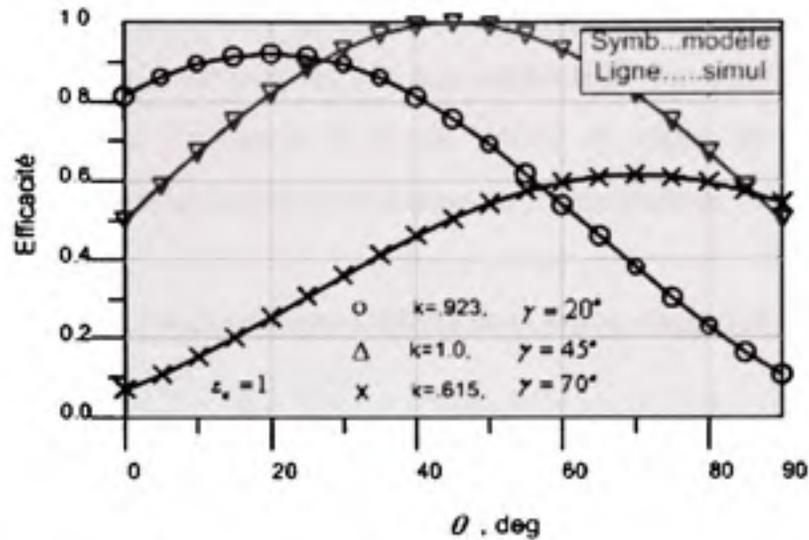


Figure 5.3 Comparaison de l'efficacité entre le modèle simplifié et la simulation ADS d'un circuit combineur Chireix ayant une impédance fixe et trois différents stubs.

Dans la figure 5.4, nous présentons les courbes de l'efficacité instantanée des stubs de longueur fixe, $\gamma = 45^\circ$, et d'impédance caractéristique variable, $z_c = 0.6, 1$ et 1.4 ce qui donne les équations d'efficacité respectives suivantes : $\eta(\theta) = 0.779 \cos^2(\theta - 45^\circ)$, $\eta(\theta) = \cos^2(\theta - 45^\circ)$ et $\eta(\theta) = 0.895 \cos^2(\theta - 45^\circ)$.

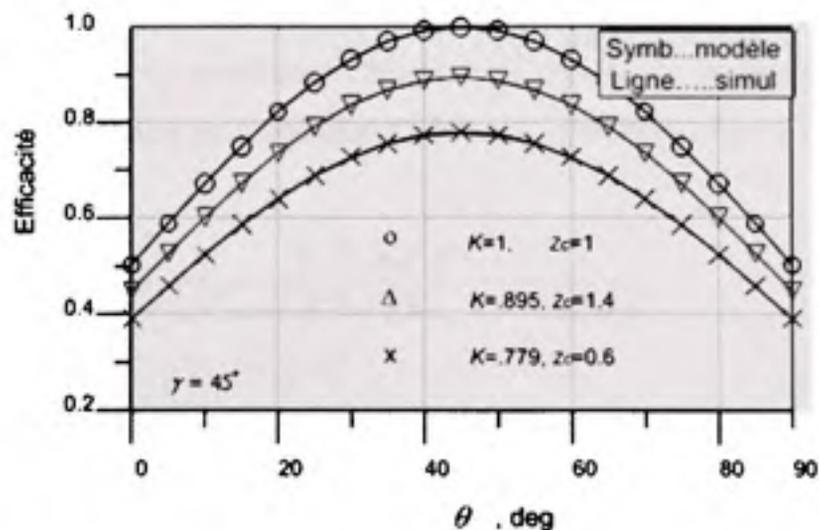


Figure 5.4 Comparaison de l'efficacité entre le modèle simplifié et la simulation ADS d'un circuit combineur Chireix ayant un stub fixe et trois différentes impédances.

D'après ces deux figures, (5.3) et (5.4), nous pouvons voir très clairement que les résultats sont identiques pour tous les cas des combineurs. Par conséquent, le modèle simplifié proposé dans l'équation (5.1) est précis et capte de façon exacte le comportement du combineur Chireix en fonction de ses paramètres γ et z_c .

5.3 Modèle simplifié du combineur Chireix avec stubs – approche rigoureuse

Les résultats de la section précédente nous ont menés à un modèle simple et précis du comportement du combineur Chireix avec stubs. Comme ce comportement est physiquement le même et qu'il est prédit aussi bien par l'équation (3.50) que la nouvelle équation empirique (5.1), ces deux équations doivent être équivalentes. Par conséquent, nous pouvons maintenant entreprendre une dérivation rigoureuse de l'équation (5.1) à partir de (3.50). Une fois ceci accompli, nous entamerons la simplification des expressions de la tension V_o à la sortie du combineur Chireix et des deux tensions V_{o1} et V_{o2} à son entrée.

5.3.1 Simplification de l'expression de l'efficacité instantanée du combineur Chireix avec stubs

L'efficacité instantanée du combineur Chireix a été dérivée de façon rigoureuse dans le chapitre 3 et elle est définie par l'équation (3.50) que nous reproduisons ici :

$$\eta(\theta') = \frac{8.y^2.\cos^2 \theta'}{(1+2.y^2.\cos^2 \theta')^2 + (BZ_o - y^2.\sin 2\theta')^2} \quad (5.2)$$

où $y = \frac{Z_o}{Z_c} = \frac{1}{z_c}$. De même, la relation entre θ et θ' est définie par l'équation (3.51) qui

est :

$$\cos \theta' = \frac{B.Z_o.tg\theta + 1}{\sqrt{(B.Z_o.tg\theta + 1)^2 + (tg\theta + 2y^2.tg\theta - B.Z_o)^2}} \quad (5.3)$$

En commençant avec ces deux équations, et après de longs calculs (voir Annexe II), on peut démontrer que l'efficacité instantanée du combineur Chireix avec stubs peut être simplifiée pour avoir la forme suivante :

$$\eta = \frac{8y^2 \cos^2 \gamma}{(1 + 2y^2 \cos^2 \gamma)^2} \cos^2(\theta - \gamma) \quad (5.4)$$

Cette expression est fonction de la phase originale du signal d'entrée décomposé, θ , de la taille électrique des stubs, γ , et de l'impédance caractéristique normalisée du combineur z_c .

Comme attendu, la simplification de l'équation complexe de l'efficacité instantanée du combineur Chireix a abouti à l'équation (5.4) qui respecte la forme du modèle proposé par l'équation (5.1) et qui présente l'efficacité sous une forme simplifiée en fonction de la phase originale θ . Cependant, cette dérivation nous permet d'identifier d'une façon explicite l'expression de la constante K de l'équation (5.1). Cette expression est donnée par l'équation suivante :

$$K = \frac{8z_c^2 \cos^2 \gamma}{(z_c^2 + 2 \cos^2 \gamma)^2} \quad (5.5)$$

Ainsi, la nouvelle expression simplifiée présentée par l'équation (5.4) peut remplacer les deux équations complexes (5.2) et (5.3) proposées par Birafane (2004). En plus, l'effet de la longueur du stub γ et l'impédance du combineur z_c sur l'efficacité du système Chireix est maintenant plus facilement identifiable. En effet, il est facile de lire directement l'allure de cette efficacité en fonction de la phase originale du signal d'entrée. Rappelons que, lorsqu'un combineur adapté comme le combineur hybride ou

Wilkinson est utilisé dans le système LINC, l'efficacité instantanée est de la forme $\cos^2 \theta$. En comparant l'équation de l'efficacité (5.4) du système Chireix avec l'efficacité du combineur hybride, nous pouvons conclure que le stub introduit un décalage de phase dans l'efficacité instantanée équivalent à sa longueur électrique γ . On constate aussi que dans le cas d'un combineur hybride le maximum de l'efficacité instantanée se produit à $\theta=0$, tandis que dans un combineur Chireix ce maximum se produit à $\theta=\gamma$. Ce maximum d'efficacité est de 100%, dans le cas du combineur hybride, et varie selon la valeur de K , pour un combineur Chireix avec stubs. Puisque K est fonction de γ et z_c comme l'exprime l'équation (5.5), il est possible de maximiser l'efficacité de combinaison à $\theta=\gamma$ seulement avec le bon choix de z_c . En fait, l'équation (5.5) peut être utilisée pour déterminer avec exactitude l'impédance caractéristique nécessaire pour atteindre ce maximum. Ainsi, en exigeant que $\eta|_{\theta=\gamma} = 100\%$, on trouve que K doit être égale 1. Par conséquent, en posant $K=1$ dans l'équation (5.5) et en cherchant z_c , on obtient :

$$z_c = \sqrt{2} \cos \gamma |_{K=1} \quad (5.6)$$

À l'aide de cette équation et l'équation (5.4), nous pouvons maintenant concevoir un combineur Chireix dont l'efficacité de combinaison peut être optimisée. Dans un premier temps, la longueur des stubs est choisit de sorte à placer le maximum à l'angle désirée selon l'équation (5.4). Dans un deuxième temps, l'impédance caractéristique du combineur est déterminée à l'aide de l'équation (5.6).

5.3.2 Simplification des expressions des voltages du combineur Chireix avec stubs

La figure 5.5 montre un système Chireix avec des amplificateurs de puissance adaptés à Z_o et un combineur Chireix avec stubs. Les voltages qui nous intéressent dans la présente analyse sont : le voltage de sortie du combineur V_o , et les deux voltages à son

entrée V_{o1} et V_{o2} . Les expressions rigoureuses de ces voltages ont déjà été développées par Birafane (2004) et reproduites au chapitre 3. Cependant, ces expressions sont en fonction de θ' au lieu de θ et nous désirons trouver des expressions qui donnent une relation simple et directe entre ces voltages et la phase originale du signal d'entrée θ . Nous commençons par le voltage de sortie avant de considérer les voltages d'entrée.

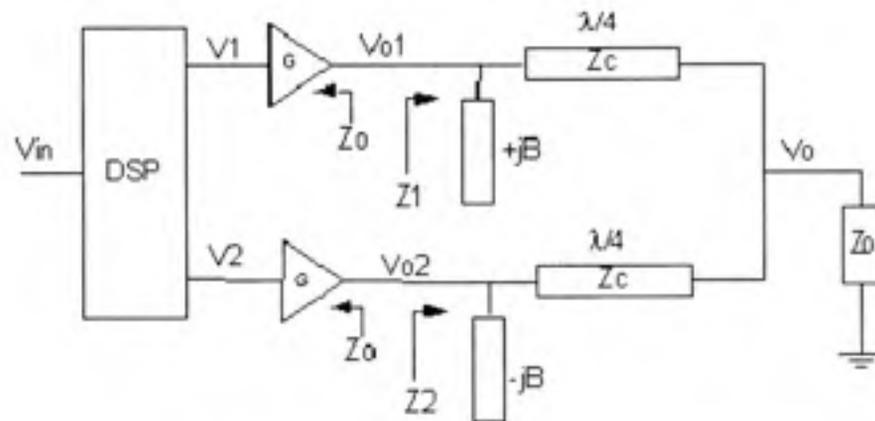


Figure 5.5 Schéma d'un amplificateur LINC utilisant un combineur Chireix avec stubs et montrant les différents voltages du circuit.

5.3.2.1 Dérivation de l'expression simplifiée de V_o pour un combineur Chireix avec stubs

L'analyse de simplification de l'expression du voltage de sortie V_o peut être effectuée suivant deux méthodes : (i) en utilisant l'équation simplifiée (5.5) de l'efficacité instantanée, ou (ii) en utilisant l'équation complexe (3.57) du voltage de sortie. Considérons d'abord la première approche. Nous savons que l'efficacité instantanée du combineur Chireix est le rapport entre la puissance de sortie fournie à la charge Z_o et la somme des deux puissances disponibles à l'entrée du combineur. Elle peut alors être exprimée de la manière suivante :

$$\eta = \frac{P_o}{P_1 + P_2} \quad (5.7)$$

Puisque chacun des modules de V_1 et V_2 égale à $\frac{r_{max}}{2}$, les deux puissances disponibles à la sortie de deux amplificateurs peuvent être écrites comme suit :

$$P_1 = P_2 = \frac{\left(G \frac{r_{max}}{2}\right)^2}{2Z_o} \quad (5.8)$$

D'autre part, la relation entre la puissance et le voltage à la sortie du combineur peut être exprimée par :

$$P_o = \frac{|V_o|^2}{2Z_o} \quad (5.9)$$

On peut donc conclure que l'efficacité instantanée aura la forme suivante en fonction du voltage de sortie :

$$\eta = \frac{2|V_o|^2}{G^2 r_{max}^2} \quad (5.10)$$

d'où on peut tirer :

$$|V_o| = G r_{max} \sqrt{\frac{\eta}{2}} \quad (5.11)$$

En remplaçant l'efficacité η dans l'équation (5.11) par sa valeur donnée par l'équation (5.4), on obtient l'expression simplifiée du voltage de sortie, soit :

$$V_o = \frac{2y \cdot \cos \gamma}{1 + 2y^2 \cos^2 \gamma} G r_{max} \cos(\theta - \gamma) \quad (5.12)$$

Ce même résultat peut être obtenu en commençant de l'équation complexe (3.57) du voltage de sortie en fonction de θ' par :

$$V_o = 2y.G \frac{r_{\max}}{2} \cdot |1 + \Gamma_1| \cdot \cos \theta' \quad (5.13)$$

Nous savons que $\Gamma_1 = \frac{Z_1 - Z_o}{Z_1 + Z_o}$ où Z_1 est définie par l'équation (3.45) comme suit :

$$Z_1 = \frac{Z_c^2}{Z_o \left(2 \cos^2 \theta' + j \left(B \frac{Z_c^2}{Z_o} - \sin 2\theta' \right) \right)} \quad (5.14)$$

Avec $y = \frac{Z_o}{Z_c}$ et $\text{tg} \gamma = B Z_o$, l'équation (5.14) peut être écrite :

$$Z_1 = \frac{Z_o}{\left(2y^2 \cos^2 \theta' + j (\text{tg} \gamma - y^2 \sin 2\theta') \right)} \quad (5.15)$$

Donc :

$$\Gamma_1 = \frac{1 - \left(2y^2 \cos^2 \theta' + j (\text{tg} \gamma - y^2 \sin 2\theta') \right)}{1 + \left(2y^2 \cos^2 \theta' + j (\text{tg} \gamma - y^2 \sin 2\theta') \right)} \quad (5.16)$$

Et par suite :

$$1 + \Gamma_1 = \frac{2}{1 + 2y^2 \cos^2 \theta' + j (\text{tg} \gamma - y^2 \sin 2\theta')} \quad (5.17)$$

d'où

$$|1 + \Gamma_1| = \frac{2}{\sqrt{\left(1 + 2y^2 \cos^2 \theta' \right)^2 + \left(\text{tg} \gamma - y^2 \sin 2\theta' \right)^2}} \quad (5.18)$$

En combinant (5.13) et (5.18) nous pouvons écrire :

$$V_o = 2y.G.r_{max} \cdot \frac{\cos \theta'}{\sqrt{(1+2y^2 \cos^2 \theta')^2 + (\text{tg} \gamma - y^2 \sin 2\theta')^2}} \quad (5.19)$$

En utilisant l'équation (5.2) de l'efficacité instantanée, on peut réécrire l'équation (5.19) comme suit :

$$V_o = 2y.G.r_{max} \sqrt{\frac{\eta}{8y^2}} \quad (5.20)$$

Après simplification de l'équation (5.20), on retrouve l'équation (5.11) ce qui mène à la même équation (5.12) du voltage de sortie V_o .

5.3.2.2 Dérivation des expressions simplifiées de V_{o1} et V_{o2} pour un combineur Chireix avec stubs

D'après l'analyse rigoureuse de Birafane (2004) présenté au dans chapitre 3, les expressions des voltages à l'entrée du combineur Chireix avec stubs sont données par :

$$V_{o1} = |V_{o1}| e^{j\theta'} = G \frac{r_{max}}{2} |1 + \Gamma_1| e^{j\theta'} \quad (5.21)$$

$$V_{o2} = |V_{o2}| e^{-j\theta'} = G \frac{r_{max}}{2} |1 + \Gamma_2| e^{-j\theta'} \quad (5.22)$$

D'autre part, nous savons qu'après combinaison, le voltage formé à la sortie du combineur Chireix prendra la forme suivante :

$$V_o = 2y.G \frac{r_{max}}{2} \cdot |1 + \Gamma_1| \cdot \cos \theta' \quad (5.23)$$

En combinant les équations (5.21) et (5.22) avec l'équation (5.23), on obtient les deux équations suivantes :

$$V_{o1} = \frac{V_o}{2y \cdot \cos \theta'} e^{j\theta'} = \frac{1}{2y} V_o (1 + j \operatorname{tg} \theta') \quad (5.24)$$

$$V_{o2} = \frac{V_o}{2y \cdot \cos \theta'} e^{-j\theta'} = \frac{1}{2y} V_o (1 - j \operatorname{tg} \theta') \quad (5.25)$$

En remplaçant V_o par son expression (5.12) et en considérant que $\operatorname{tg} \theta' = \frac{(1 + 2y^2) \operatorname{tg} \theta - \operatorname{tg} \gamma}{1 + \operatorname{tg} \gamma \cdot \operatorname{tg} \theta}$, d'après l'équation II.14 présentée à l'Annexe II, les deux voltages $V_{o1,2}$ peuvent être écrits de la manière suivante :

$$V_{o1,2} = \frac{\cos \gamma}{1 + 2y^2 \cos^2 \gamma} \cdot G r_{\max} \cos(\theta - \gamma) \cdot \left(1 \pm j \frac{(1 + 2y^2) \operatorname{tg} \theta - \operatorname{tg} \gamma}{1 + \operatorname{tg} \gamma \cdot \operatorname{tg} \theta} \right) \quad (5.26)$$

qui peut être réécrite sous la forme :

$$V_{o1,2} = \frac{r_{\max} \cdot G \cdot \cos \gamma}{1 + 2y^2 \cos^2 \gamma} \left(\cos(\theta - \gamma) \pm j(\sin(\theta - \gamma) + 2y^2 \sin \theta \cos \gamma) \right) \quad (5.27)$$

L'équation (5.27) représente une forme simplifiée des voltages d'entrée du combineur Chireix avec stubs de longueur électrique γ . Sans l'utilisation du stub, i.e., pour $\gamma=0$, l'équation (5.27) se simplifie et donne les mêmes expressions des équations (4.16) et (4.17) obtenues par l'analyse du combineur Chireix sans stub au chapitre 4.

5.4 Analyse et validation du modèle simplifié du combineur Chireix avec stubs

Nous avons présenté dans les deux dernières sections les équations simplifiées de l'efficacité instantanée et des différents voltages pour un amplificateur LINC utilisant un combineur Chireix avec stubs. Pour valider ces résultats, nous considérons des simulations de circuits physiques, voir figure 5.6, dont nous comparons les résultats aux équations proposées, ainsi que des mesures d'efficacité de différents combineurs. Nous commençons par l'expression de l'efficacité instantanée de combinaison et nous enchaînons avec les expressions des voltages.

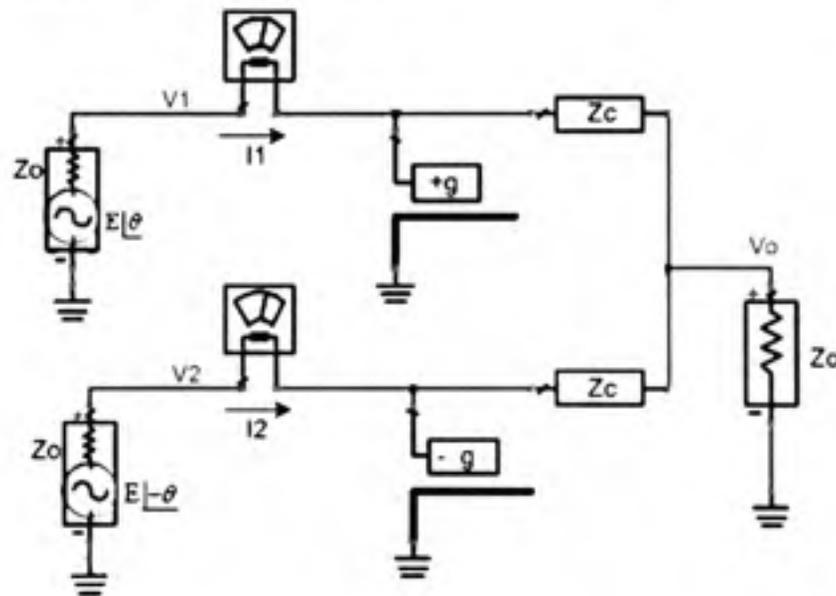


Figure 5.6 Simulation ADS du combineur Chireix avec stub

5.4.1 Validation de l'expression simplifiée de l'efficacité de combinaison

La validation théorique du modèle simplifié de l'efficacité de combinaison, i.e., l'équation (5.4), a déjà été démontrée par les figures 5.1 à 5.4 où les simulations ADS des circuits physiques de combineurs Chireix avec stubs ont été comparées au modèle proposé. Une validation supplémentaire de l'équation (5.4) consiste à effectuer des mesures d'efficacité de combinaison. Pour le ce faire, un banc de test a été mis en place tel que le montre la figure 5.7. Ce banc consiste de deux générateurs de signaux opérés

en mode CW et synchronisés en RF, du combineur Chireix sous test et d'un puissance-mètre à la sortie. La mesure de l'efficacité de combinaison est effectuée selon l'équation (5.7). Les puissances à l'entrée du combineurs sont celles fournies par les générateurs, ces niveaux de puissance ont été confirmés préalablement à l'aide du puissance-mètre. La puissance de sortie est mesurée par le puissance-mètre en variant le déphasage relatif entre les deux sources entre 0° et 180° , i.e., $0 \leq \theta \leq 90^\circ$. Le rapport entre la puissance mesurée à la sortie et la somme des puissances à l'entrée constitue l'efficacité de combinaison du combineur. Ce rapport, mesuré et prédit par l'équation (5.4) ainsi que le modèle physique de la figure 5.6, est présenté à la figure 5.8, pour les trois combineurs ayant $z_c = 1$ et différentes longueurs de stubs, et à la figure 5.9, pour des stubs ayant une longueur électrique de 45° mais une impédance caractéristique variable ($z_c = 0.6, 1, 1.4$). On observe un excellent accord entre les mesures et le modèle simplifié de l'équation (5.4).

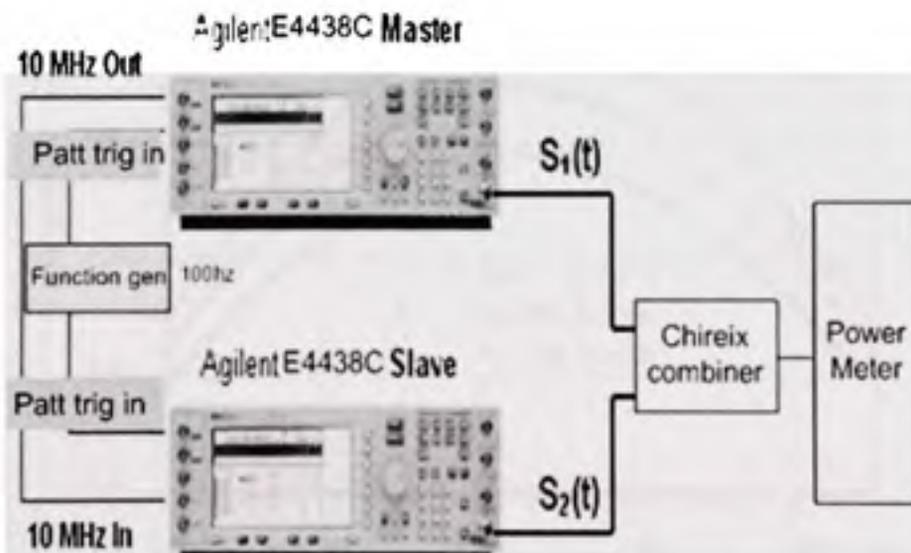


Figure 5.7 Banc de test pour mesurer l'efficacité du combineur.

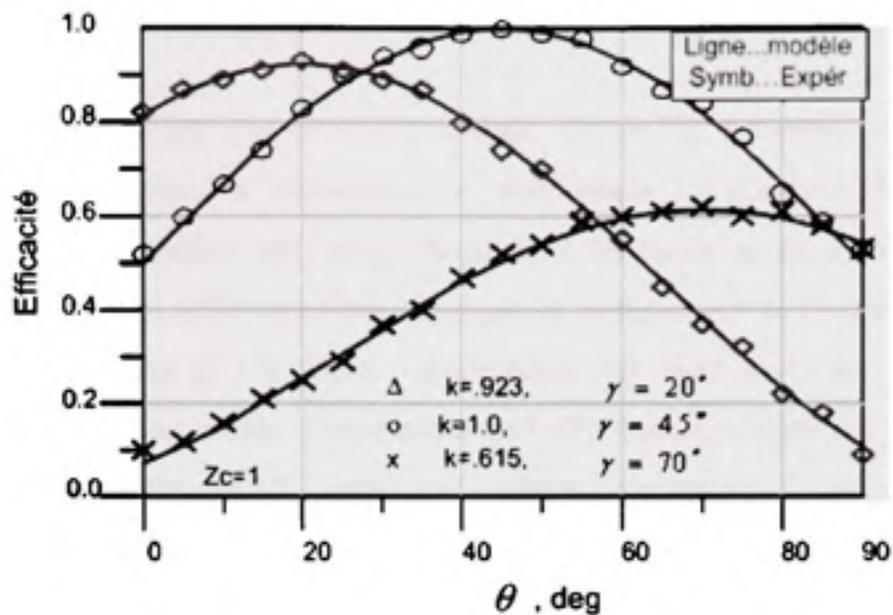


Figure 5.8 Comparaison de l'efficacité entre le modèle simplifié et mesures expérimentales d'un circuit combineur Chireix ayant une impédance fixe et trois différents stubs.

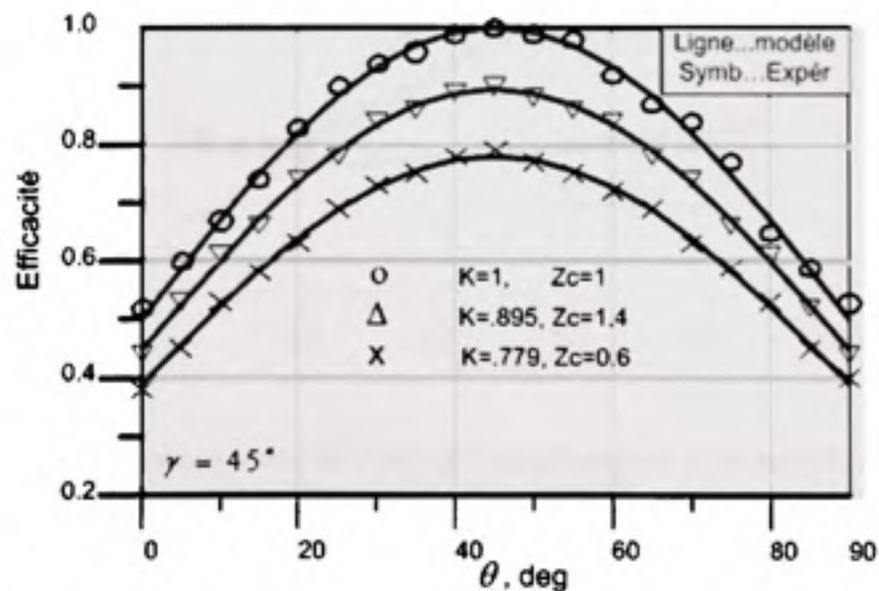


Figure 5.9 Comparaison de l'efficacité entre le modèle simplifié et mesures expérimentales d'un circuit combineur Chireix ayant un stub fixe et trois différentes impédances.

5.4.2 Validation des expressions simplifiées des voltages

L'équation (5.27) montre que les deux voltages V_{o1} et V_{o2} à l'entrée du combineur Chireix sont conjuguées. Par conséquent, on considérera V_{o1} uniquement dans ce qui suit. La figure 5.10 présente une comparaison entre les modules des voltages d'entrée obtenus par simulation ADS du circuit physique de la figure 5.6 et le modèle simplifié donnée par l'équation (5.27). Cette comparaison est faite avec les mêmes trois combineurs utilisés pour valider l'expression de l'efficacité. La figure 5.11 présente les phases correspondantes de V_{o1} pour ces mêmes combineurs. Ces deux figures démontrent l'exactitude du modèle simplifié proposé.

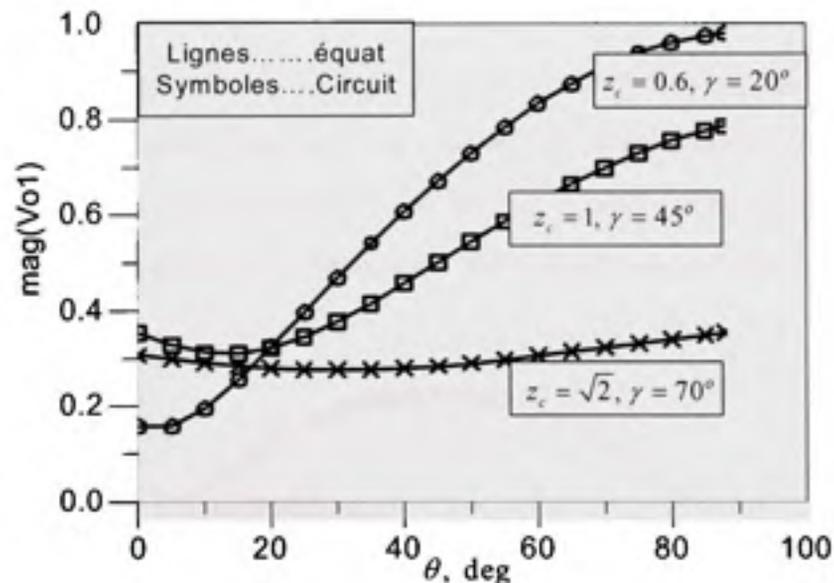


Figure 5.10 Comparaison entre les simulations physiques et le modèle simplifié pour le module des deux voltages d'entrée pour trois différents combineurs Chireix.

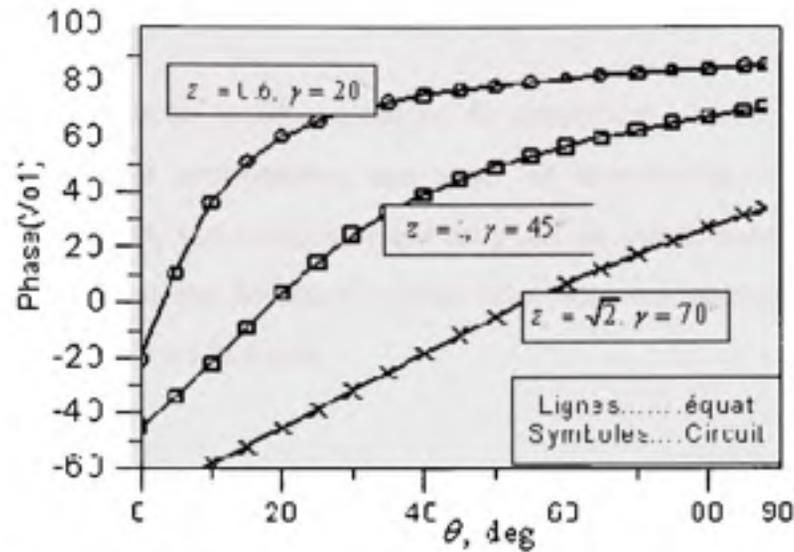


Figure 5.11 *Comparaison entre les simulations physiques et le modèle simplifié pour la phase du voltage d'entrée des trois différents combineurs Chireix.*

Pour le voltage de sortie V_o , donné par l'équation simplifiée (5.12), une validation similaire est effectuée où les résultats des simulations physiques sont comparés au modèle proposé pour les trois combineurs Chireix considérés. Encore une fois, on note l'exactitude du modèle qui suit précisément les simulations des circuits physiques.

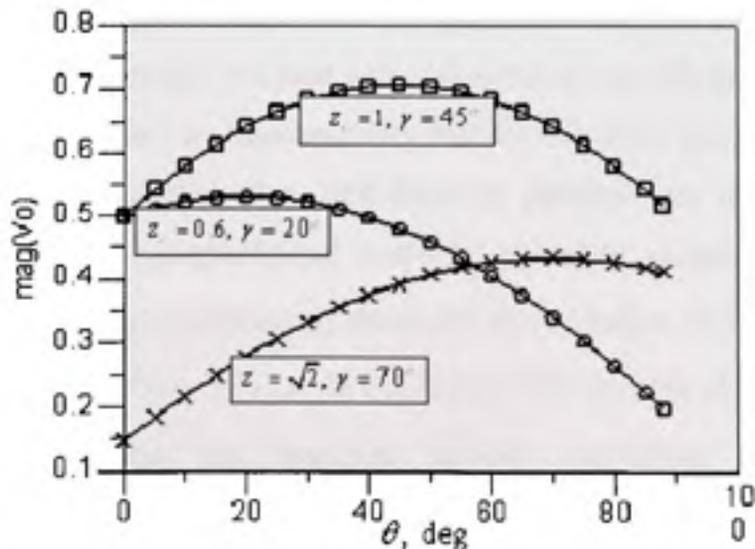


Figure 5.12 *Comparaison entre les simulations physiques et le modèle simplifié pour le voltage de sortie des trois différents combineurs Chireix.*

5.4.3 Analyse du comportement du combineur Chireix avec stubs

Ayant validé l'exactitude du modèle simplifié du combineur Chireix avec stubs, aussi bien pour l'efficacité de combinaison que pour les expressions des voltages, nous étudions, dans ce qui suit, son comportement du point de vue linéarité et l'impacte sur l'efficacité de sa linéarisation potentielle. Pour cela, nous commençons par l'équation (5.12) que nous mettons sous la forme :

$$V_o = V_{max} \cos(\theta - \gamma) \quad (5.28)$$

où

$$V_{max} = \frac{2y \cdot \cos \gamma}{1 + 2y^2 \cos^2 \gamma} G r_{max} \quad (5.29)$$

L'équation (5.28) montre que le voltage de sortie du combineur Chireix est proportionnel au terme $\cos(\theta - \gamma)$ au lieu d'être proportionnel au terme $\cos(\theta)$, qui représente la variation de l'enveloppe du signal à l'entrée. Ainsi, l'effet de la présence des stubs est clairement identifié et résulte en une distorsion à la sortie du combineur. Afin de corriger cette distorsion, on peut voir qu'une simple prédistorsion de phase peut être effectuée en introduisant un déphasage équivalent à 2γ dans une des deux branches du LINC. Avec une telle correction, une linéarité parfaite sera obtenue puisque le voltage de sortie deviendra proportionnel $\cos(\theta)$. Cependant, quand cette prédistorsion est appliqué, l'efficacité de combinaison résultante de l'équation (5.4) prendra la forme $K \cos^2 \theta$ au lieu de $K \cos^2(\theta - \gamma)$, i.e., le combineur Chireix avec stubs et prédistorsion de phase de γ sur une des branches devient équivalent à un combineur hybride/Wilkinson ayant une constante K maximisée. Cette conclusion sur la linéarisation du combineur Chireix et son impacte sur l'efficacité est rendue facile et intuitive grâce à la simplicité du modèle proposé. Cette même conclusion a été présentée par Birafane (2005) en simulation mais suite à des analyses laborieuses et complexes. D'autres, comme NOKIA (Huttunen, 2007), essayent d'utiliser des approches de

linéarisation relativement « aveugles » pour améliorer l'efficacité et la linéarité d'amplificateurs LINC avec combineurs Chireix sans trop de succès car ils ne disposent pas de modèles précis pour les guider dans ces démarches.

Une autre façon de caractériser l'impact de la présence de stubs sur la linéarité du combineur Chireix peut être développée analytiquement à partir du modèle simplifié de l'équation (5.28). En effet, en développant le terme $\cos(\theta - \gamma)$ et en utilisant le fait que $\cos(\theta) = V_{in} / r_{max}$, voir équation (3.12), l'équation (5.28) peut être réécrite de la façon suivante :

$$V_o = \frac{V_{max}}{r_{max}} \cos(\gamma) V_{in} - V_{max} \sin(\gamma) \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{r_{max}}\right)^2} \quad (5.30)$$

On note que l'équation (5.30) contient deux termes : le premier est proportionnel à V_{in} tandis que le deuxième est un terme supplémentaire présentant une relation non linéaire avec V_{in} . C'est donc ce dernier terme qui est à l'origine de la non-linéarité du combineur Chireix. Comme ce terme est proportionnel à $\sin(\gamma)$, il est plus faible quand γ est petit et s'annule complètement pour $\gamma=0$, soit un combineur sans stubs.. Comme l'efficacité moyenne du combineur Chireix sans stubs est faible, l'ajout d'un stub l'améliore mais introduit le second terme non-linéaire de l'équation (5.30). Par conséquent, il est clair qu'un compromis entre efficacité et niveau de non-linéarité peut être atteint avec le bon choix du paramètre γ .

5.5 Application du modèle simplifié à la conception de combineurs Chireix

Le modèle simplifié que nous avons proposé donne, en termes clairs et intuitifs, les informations nécessaires et complètes sur le fonctionnement d'un du combineur Chireix avec stubs. Grâce à cette simplicité, ce modèle nous permet donc d'aborder la

conception de combineurs Chireix directement et avec aisance, sans tâtonnement ni essais et erreurs. Pour illustrer ce fait, nous reconsidérons l'exemple abordé au paragraphe 3.7.4.1 où l'objectif était de construire un combineur Chireix avec stubs qui donnait une efficacité moyenne maximale pour un signal modulé en 64QAM et ayant un PTAR=6.82dB. Alors que nous avons dû avoir recours à plusieurs itérations consistant en de longues simulations pour obtenir le résultat final au chapitre 3, ici nous démontrons que ce même résultat peut être obtenu de façon directe par conception. En effet, comme nous l'avons expliqué, grâce au modèle simplifié, la conception du combineur consiste à (i) trouver la valeur de γ , i.e., longueurs des stubs, permettant de placer le maximum de l'efficacité de combinaison à l'angle θ voulu et (ii) trouver l'impédance caractéristique z_c permettant à ce maximum d'atteindre 100%. Cette conception sera menée pour la fréquence de porteuse $f_c=2\text{GHz}$.

5.5.1 Conception des stubs

Nous avons démontré précédemment que le maximum de l'efficacité instantanée se produit toujours à une phase qui égale à la longueur électrique du stub utilisée γ . Cette propriété est une conséquence directe de la forme $\cos^2(\theta - \gamma)$ de l'efficacité dans l'équation simplifiée (5.4). Pour le signal 64QAM considéré, d'après sa fonction PDF la moyenne du signal correspond à une phase $\theta_m = 62.87^\circ$. Par conséquent, il faut concevoir les stubs de sorte que $\gamma = \theta_m = 62.87^\circ$. Puisque nous avons besoin de deux stubs de susceptances opposées, le premier aura une longueur électrique de $\gamma_1 = 62.87^\circ$ alors que le deuxième aura une longueur électrique de $\gamma_2 = 180^\circ - 62.87^\circ = 117.13^\circ$. En terme de longueur d'ondes, ces longueurs correspondent à $\gamma_1 = 0.175\lambda$ et $\gamma_2 = 0.325\lambda$. Les susceptances correspondantes sont alors, d'après la relation $tg\gamma = BZ_s$, $B_1 = 0.039 \text{ Siemens}$ et $B_2 = -0.039 \text{ Siemens}$ pour $Z_s = 50\Omega$, où Z_s réfère à l'impédance caractéristique des lignes utilisés pour réaliser les stubs.

5.5.2 Conception des lignes de transmission

Une fois les longueurs de stubs choisis, nous passons à la conception des lignes quart-d'onde du combineur. Cette conception consiste à trouver la bonne impédance caractéristique, Z_c , pour que le maximum de l'efficacité de combinaison atteigne 100% à $\theta = 62.87^\circ$. Il faut noter que si on utilisait une impédance caractéristique typique de 50Ω , alors le maximum de l'efficacité de combinaison serait de 83%. De même si on utilisait l'impédance caractéristique de 70Ω , qui permet de maximiser l'efficacité de combinaison pour un combineur sans stubs (voir section 4.2.2), alors le maximum dans la courbe d'efficacité serait de 58%. Dans les deux cas, nous sommes loin du 100% recherché. En effet, pour atteindre cette valeur, il faut appliquer l'équation (5.6), soit $z_c = \sqrt{2} \cdot \cos \gamma$, pour déterminer Z_c en relation avec Z_o , l'impédance de sortie vue par le combineur, i.e., $z_c = Z_c / Z_o$. Pour $\gamma = 62.87^\circ$, et $Z_o = 50\Omega$ nous obtenons $Z_c = 32\Omega$. Ainsi, le combineur Chireix optimal conçu pour maximiser l'efficacité moyenne de combinaison pour le signal 64QAM considéré et celui montré dans la figure 5.11, ce qui très proche du résultat quasi-optimal trouvé dans la section 3.7.4.1 par une approche itérative.

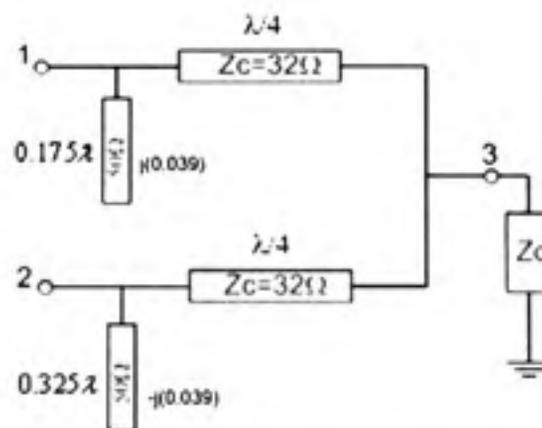


Figure 5.13 *Combineur Chireix optimisé pour un signal modulé en 64QAM.*

Le combineur optimal ainsi conçu donne une efficacité moyenne en simulation de 95.6%.

5.5.3 Impact de maximisation de l'efficacité moyenne du combineur Chireix sur sa linéarité

La maximisation de l'efficacité moyenne du combineur Chireix en optimisant la longueur électrique des stubs introduira une dégradation de la linéarité du système LINC. Cette dégradation est prévisible par l'équation (5.12). Cependant, cette équation ne fournit pas une mesure usuelle du niveau de non-linéarité. Par conséquent, pour mieux quantifier ce niveau de non-linéarité, nous avons calculé, à l'aide d'ADS, le spectre du signal 64QAM considéré à la sortie du combineur Chireix optimal. La figure 5.14 présente le résultat de cette simulation et compare le signal non linéaire à la sortie au signal propre à l'entrée. En observant ses deux spectres on peut conclure que la linéarité du système a été fortement dégradée et que le niveau d'interférence aux canaux adjacents augmente d'environ 45 dB.

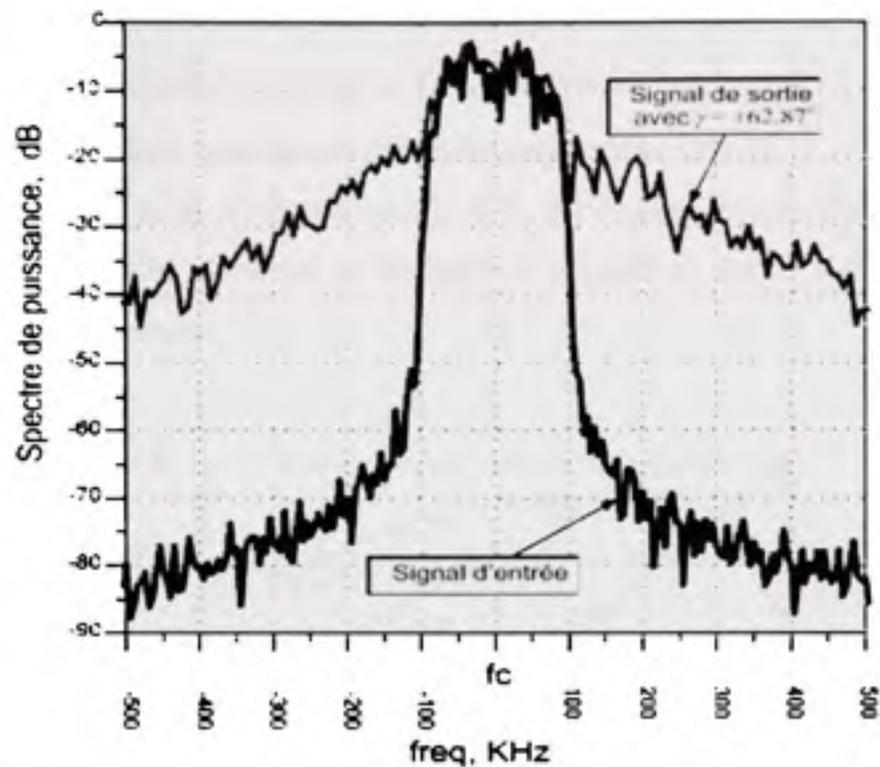


Figure 5.14 *Spectre simulé d'un signal 64QAM à la sortie et à l'entrée d'un combineur Chireix optimisé pour une efficacité maximale.*

5.6 Compromis entre efficacité et linéarité dans la conception du combineur Chireix

Dans le paragraphe précédant, nous avons effectué une conception du combineur Chireix suivant la nouvelle équation simplifiée de l'efficacité instantanée (5.4) pour un signal 64QAM. Dans cette conception, nous avons maximisé l'efficacité moyenne du combineur sans tenir compte de la linéarité du système, ce qui a donné un système fortement non linéaire. Or, tel que nous l'avons montré au chapitre 4, en absence totale de stubs, le combineur Chireix est parfaitement linéaire mais avec une efficacité réduite. Par conséquent, un compromis entre les niveaux d'efficacité et de linéarité en fonction de la longueur des stubs peut être trouvé. C'est ce que nous recherchons dans ce paragraphe.

La linéarité du combineur Chireix peut être déduite de l'équation (5.12) quand celle-ci est représentée en fonction du voltage à l'entrée, soit $V_{in} = r_{max} \cos \theta$. La figure 5.15 donne cette représentation pour quatre différents combineurs Chireix. On observe que le système est linéaire, i.e., la relation entre V_{in} et V_o est donnée par une droite, quand le combineur est sans stubs alors que sa linéarité se dégrade au fur et à mesure que la longueur du stub augmente.

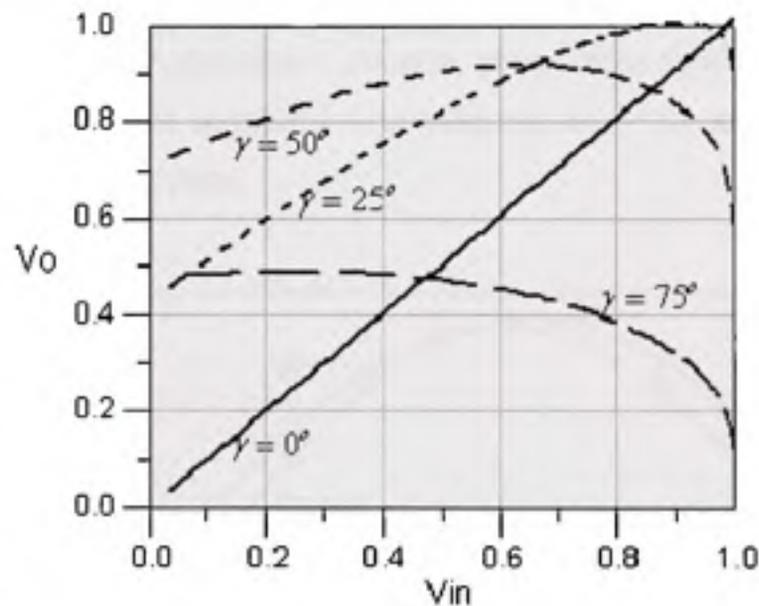


Figure 5.15 Linéarité du combineur Chireix pour quatre différentes configurations de longueur électrique des stubs : 0° , 25° , 50° et 75° .

D'autre part, l'efficacité moyenne du système Chireix est fonction de la PDF du signal et la longueur du stub utilisé. Cette efficacité est calculée selon l'équation suivante :

$$\eta_{AVG} = K \int P(\theta) \cos^2(\theta - \gamma) d\theta = K \sum_{i=1}^N P(\theta_i) \cos^2(\theta_i - \gamma) \quad (5.31)$$

où K est la constante donnée par l'équation (5.5) et $P(\theta_i)$ est la probabilité que le niveau de l'enveloppe corresponde à $r_{max} \cos \theta_i$.

En utilisant l'équation (5.31), nous pouvons estimer l'efficacité moyenne du combineur en fonction de la longueur électrique de stub pour différents signaux modulés. Dans cette étude, nous considérons les signaux du type 16QAM et de 64QAM précédemment définis, i.e., ayant un taux de symboles de 150KHz et filtrés par un filtre de roll-off égal à 0.35. Les résultats de cette simulation sont présentés dans la figure 5.16. On peut y observer que l'efficacité moyenne du système augmente et atteint une valeur maximale, >90%, pour la longueur optimale. On note également que la longueur optimale varie légèrement pour les deux modulations. De plus, pour chaque modulation, l'efficacité maximale montre une faible sensibilité à la longueur des stubs autour de la valeur optimale, pente relativement plate.

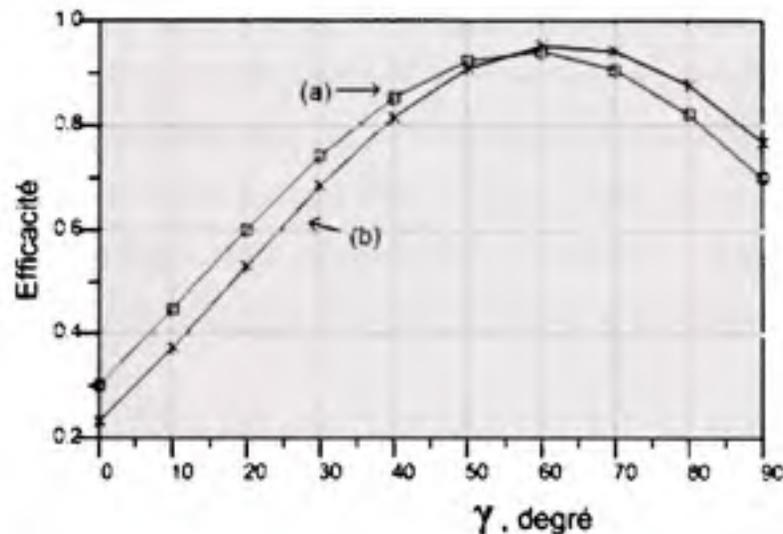


Figure 5.16 Efficacité moyenne d'un combineur Chireix avec une modulation; (a) 16QAM et (b) 64QAM.

D'après les figures 5.15 et 5.16, l'amélioration de l'efficacité observée est accompagnée par une dégradation de la linéarité. Cependant, comme les normes des divers systèmes de communication tolèrent un certain niveau de distorsions non-linéaire, il serait possible d'optimiser le combineur Chireix avec stubs de sorte à maximiser l'efficacité tout en respectant le niveau maximal de distorsion prescrit par le système. Ce dernier,

est typiquement exprimé en termes de l'EVM (Error Vector Magnitude), qui mesure l'erreur moyenne en pourcentage entre les symboles distorsionnés et leurs valeurs exactes, ou de l'ACI (Adjacent Channel Interference), qui mesure le degré d'interférence aux canaux adjacents.

5.6.1 Résultat de simulation du combineur Chireix

Pour estimer le niveau de distorsion, ou autrement, le degré de la non linéarité causée par un combineur Chireix donné, nous avons effectué, en utilisant le logiciel ADS, plusieurs simulations. Nous avons considéré des signaux du type 16 et 64 QAM et nous avons utilisé différents combineurs Chireix dont nous avons varié les longueurs des stubs entre 0 et 24 degrés par un pas de 4 degrés. Pour chaque combineur, l'impédance caractéristique des lignes quart d'onde a été optimisée selon l'équation (5.6) de sorte à avoir une valeur unitaire pour le facteur K de l'équation (5.5) dans tous les cas. Le critère de linéarité considéré dans cette simulation est l'interférence entre canaux adjacents (ACI) qui est défini comme étant le rapport entre le niveau de la puissance d'interférence injectée aux canaux adjacents et la puissance du canal utile. L'équation (5.32) a été utilisée dans ADS afin d'estimer le niveau d'interférence ACI induit aux quatre canaux adjacents.

$$ACI = \frac{Power\left(\left[\frac{(1+\alpha)R_s}{2}, \frac{3(1+\alpha)R_s}{2}\right]\right) + Power\left(\left[\frac{-(1+\alpha)R_s}{2}, \frac{-3(1+\alpha)R_s}{2}\right]\right)}{Power\left(\left[\frac{-(1+\alpha)R_s}{2}, \frac{(1+\alpha)R_s}{2}\right]\right)} \quad (5.32)$$

où α est le roll-off du filtre et R_s est le débit de symboles.

La figure 5.17 et le tableau 5.2 présentent les résultats des simulations effectuées. Seuls trois spectres, pour trois valeurs de stubs, ont été retenus dans la figure 5.16 pour alléger la représentation graphique.

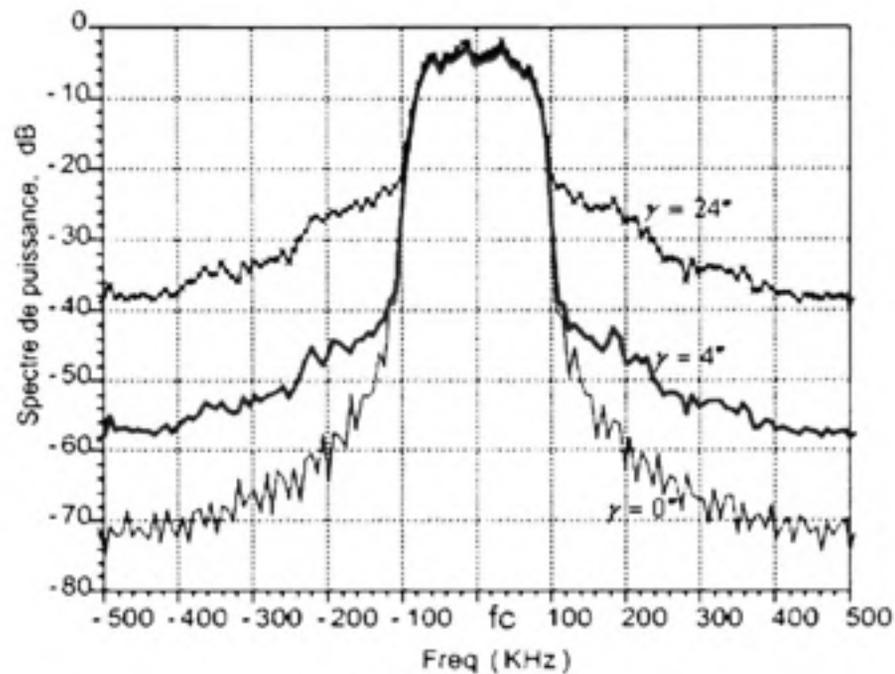


Figure 5.17 *Spectre simulé d'un signal 16QAM à la sortie de combineurs Chireix ayant des stubs de longueurs différentes.*

D'après ces résultats, nous observons que le niveau d'ACI augmente d'une façon considérable avec l'augmentation de la longueur du stub et que le spectre obtenu à la sortie de la chaîne peut ne pas respecter la spécification standard du masque de transmission. Cependant, pour les faibles longueurs de stubs, il est possible d'avoir des spectres qui respectent le masque.

Tableau 5.2

Variation de l'efficacité moyenne et de l'ACI en fonction de la longueur électrique des stubs pour différents combineurs Chireix

Longueur du stub (γ)	16QAM		64QAM	
	η_{moy}	ACI (dBc)	η_{moy}	ACI (dBc)
0°	0.3	-74	0.23	-70
4°	0.35	-56	0.28	-47
8°	0.41	-45	0.34	-38
12°	0.47	-42	0.4	-34
16°	0.54	-38	0.47	-30
20°	0.60	-32	0.53	-24
24°	0.66	-28	0.6	-22

5.6.2 Réalisation et mesures

Les mêmes combineurs Chireix simulés et présentés dans le paragraphe précédent avec des longueurs de stubs de 0, 4, 8, 12, 16, 20 et 24 degrés ont été fabriqués au sein du LACIME. Le substrat utilisé dans cette fabrication est du type Duroid avec une constante diélectrique $\epsilon_r=2.33$ et épaisseur de substrat $h=31$ mils. L'impédance caractéristique de chaque combineur a été ajustée suivant l'équation (5.6) afin de maintenir $K=1$, ce qui permet de maximiser l'efficacité moyenne du combineur Chireix. La figure 5.18 montre une photo d'un des combineurs Chireix fabriqué, le combineur sans stubs.

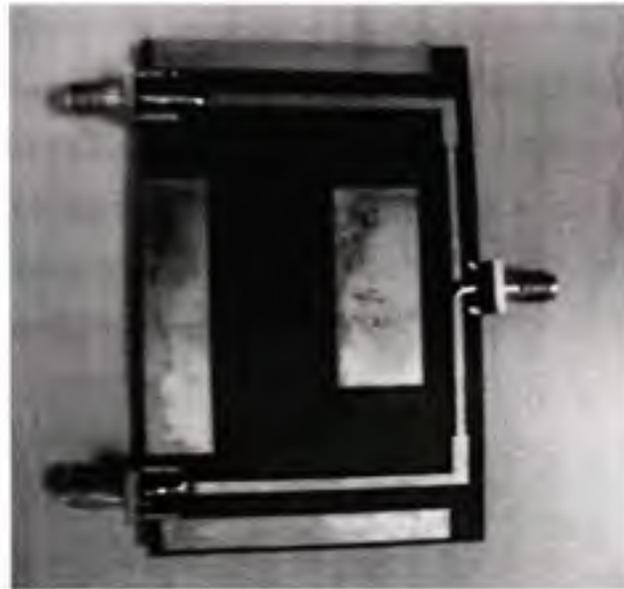


Figure 5.18 *Photo d'un combineur Chireix fabriqué.*

Pour effectuer les mesures, un banc de test dédié a été mis en place au LACIME. La figure 5.19 présente ce banc de test qui consiste en deux générateurs de signaux (Agilent 4438C), avec une option HEC qui sert à synchroniser les deux générateurs en bande de base, un générateur d'horloge pour générer une fréquence en bande de base de 400 MHz et un générateur pour synchroniser les données numériques de $S_1(t)$ et $S_2(t)$. De plus le banc comprend le combineur sous test, un analyseur de signaux (Agilent VSA 89600) et d'un wattmètre (Agilent E4419B, EPM Series Power Meter). En notant ici qu'un banc de test similaire a été utilisé dans le travail de Poitau (2004).

Avant d'entamer les mesures, nous décomposons les signaux modulés 16QAM et 64QAM en deux signaux à enveloppe constante selon la décomposition LINC. Les signaux ainsi obtenus sont écrits dans deux fichiers, un pour $S_1(t)$ et l'autre pour $S_2(t)$, pour chaque modulation. Ces fichiers sont par la suite chargés dans les deux générateurs Agilent 4438C qui produisent les signaux $S_1(t)$ et $S_2(t)$ modulés à la fréquence RF. Le combineur Chireix combine ces signaux et produit le signal total qui est démodulé à l'aide de l'analyseur de signaux. Ce dernier est capable de mesurer la constellation des

symboles reçus, son spectre et le niveau d'EVM correspondant. Quant à l'efficacité moyenne du combineur, elle est obtenue par le rapport entre la puissance moyenne de combinaison à la sortie du combineur et la somme des puissances d'entrée fournies par les deux générateurs de signaux. En utilisant ce banc de test et la technique de calculer l'efficacité moyenne du combineur, nous avons mesuré les performances de tous les combineurs Chireix fabriqués avec les signaux 16QAM et 64QAM.

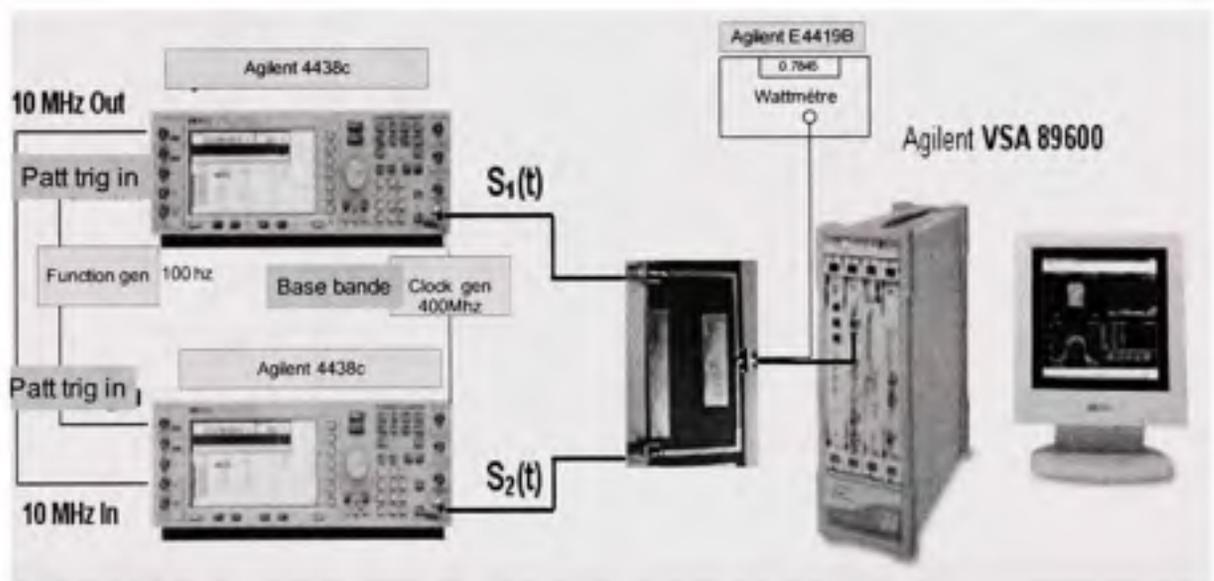


Figure 5.19 *Banc de test pour mesurer l'efficacité moyenne et la linéarité de combineurs Chireix.*

Le tableau 5.3 résume les résultats de mesures expérimentales de l'efficacité moyenne et de l'EVM pour tous le combineurs fabriqués. En examinant ces résultats, on peut conclure que, pour une modulation numérique 16QAM, un combineur Chireix avec un stub de 16° peut être utilisé sans excéder l'EVM typique de 8% permis, tandis qu'en 64QAM un stub de longueur légèrement inférieure à 16° doit être utilisé.

Tableau 5.3

Mesure de la variation de l'efficacité moyenne et de l'EVM en fonction de la longueur électrique des stubs pour différents combineurs Chireix

Longueur du stub (γ)	16QAM		64QAM	
	η_{moy}	<i>EVM</i> (%)	η_{moy}	<i>EVM</i> (%)
0°	0.3	1.5	0.23	1.8
4°	0.35	2.3	0.28	2.8
8°	0.41	4.5	0.34	5.2
12°	0.47	6.35	0.4	7.15
16°	0.54	7.8	0.47	9
20°	0.60	9.3	0.53	10.2
24°	0.66	10.6	0.6	11.9

Enfin, à l'aide du même banc de test, nous avons pu capturer des diagrammes des constellations à la sortie des combineurs. La figure 5.20 présente les constellations 16QAM obtenus pour différents combineurs ($\gamma = 4^\circ, 8^\circ, 12^\circ$ et 16°) et montrent graphiquement le niveau de distorsion obtenu. On peut conclure d'après cette figure que la distorsion obtenue en fonction du stub affecte le diagramme de constellation et produit deux effets indésirables. Le premier effet est sur le module et la phase de chaque symbole et s'exprime par un déplacement du symbole par rapport à sa position théorique. Notons que l'utilisation des stubs introduit une compression du signal comme on peut le voir pour les niveaux crête de la constellation 16QAM. D'un autre côté, les faibles niveaux de la constellation s'allongent. Ce phénomène est prévisible d'après l'équation du voltage de sortie du combineur (5.12) et la figure 5.14. Le deuxième effet se produit sur le symbole lui-même en observant que le diamètre des nuages augmente

en fonction de la longueur électrique du stub, illustrant un impacte du combineur sur l'augmentation du niveau de bruit.

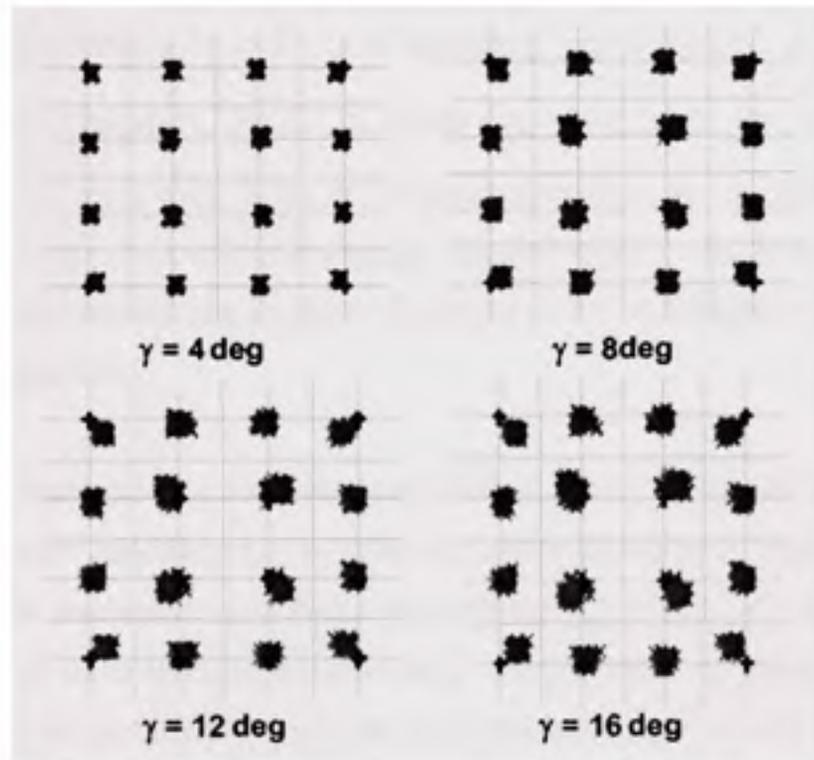


Figure 5.20 *Diagrammes de constellation 16QAM obtenus en utilisant un combineur Chireix avec stub ayant quatre différentes longueurs électriques.*

5.7 Sensibilité du système LINC à combineur Chireix à la largeur de bande des signaux

Le combineur Chireix repose sur l'utilisation de lignes $\lambda/4$ et des stubs de tailles électriques bien déterminées. Or la longueur d'onde varie avec la fréquence de sorte que les valeurs requises pour le combineur ne sont exactes que pour une seule fréquence. D'autre part, les signaux modulés occupent une largeur de bande fréquentielle non nulle. Ainsi, l'impacte de la variation fréquentielle contenu dans un signal modulé sur le comportement d'un combineur Chireix doit être considéré. Dans cette section nous proposons une brève étude de cette question.

Considérons maintenant un combineur Chireix sans stubs. Afin de maximiser l'efficacité de combinaison à une fréquence f_c donnée, le combineur Chireix est fabriqué en utilisant deux lignes de transmission d'une longueur électrique $\lambda/4$ (90deg) et une impédance caractéristique $Z_c = \sqrt{2}Z_o$. L'impédance vue à l'entrée du combineur est calculée suivant l'équation $Z_c^2/2Z_o$ et donne une impédance Z_o . À une nouvelle fréquence qui est supérieure à f_c , la longueur électrique de la ligne augmente et l'impédance d'entrée du combineur change. En particulier, à une fréquence $2f_c$, cette ligne de transmission aura une longueur électrique $2\lambda/4$ et l'impédance vue à l'entrée du combineur sera $2Z_o$.

La figure 5.21 représente les résultats de simulation ADS d'un combineur Chireix sans stubs optimisé pour une fréquence $f_c=2\text{GHz}$. On observe dans cette figure que l'efficacité et la linéarité du combineur varie d'une façon sinusoïdale de manière que le maximum de l'efficacité et de la linéarité du combineur qui est 100% s'obtient à la fréquence fondamentale f_c et ses multiples impaires, et le minimum s'obtient aux multiples paires de f_c . On peut déduire aussi de ces deux graphes que la dégradation maximum de l'efficacité est de 11% et de la linéarité est de 6%.

Le combineur Chireix est étudié aussi pour un signal modulé ayant une fréquence $f_c=2\text{GHz}$ et une largeur de bande de 20% de f_c , i.e., entre 1.8 GHz et 2.2 GHz. La figure 5.22 représente la simulation de l'efficacité de ce signal modulé pour le même combineur Chireix utilisé en haut. On peut observer dans cette figure que l'efficacité est presque 100% dans toute la bande du signal avec une perte de moins que 0.3% aux deux fréquences supérieure et inférieure de la bande. Du point de vue linéarité, la figure 5.23 montre que le module du voltage de sortie est parfaitement linéaire et subit aux extrémités de la bande une perte qui ne dépasse pas 0.1% qui est pratiquement presque nulle.

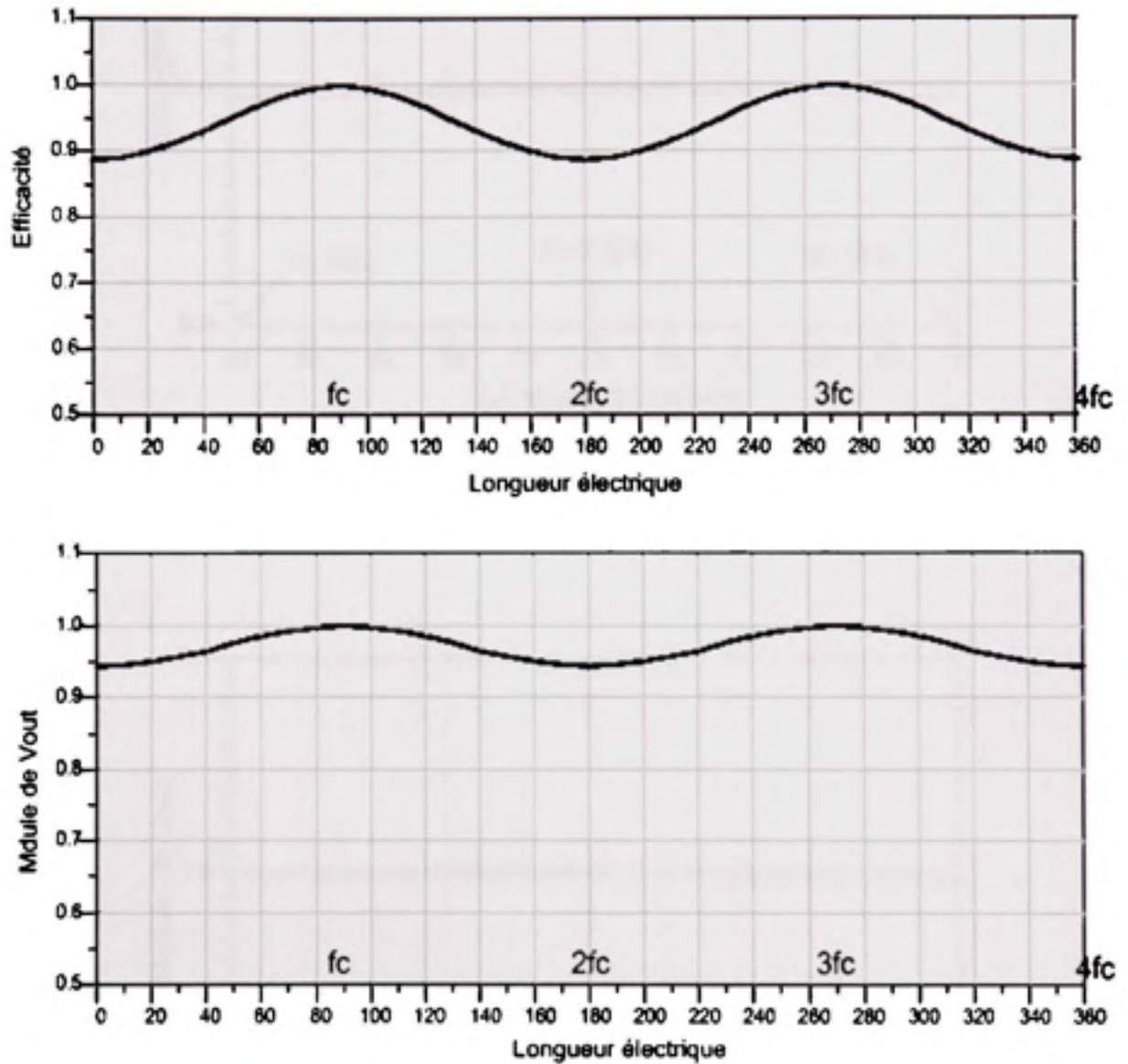


Figure 5.21 Variation de l'efficacité et du module du voltage de sortie en fonction de la fréquence pour un combineur Chireix sans stubs.

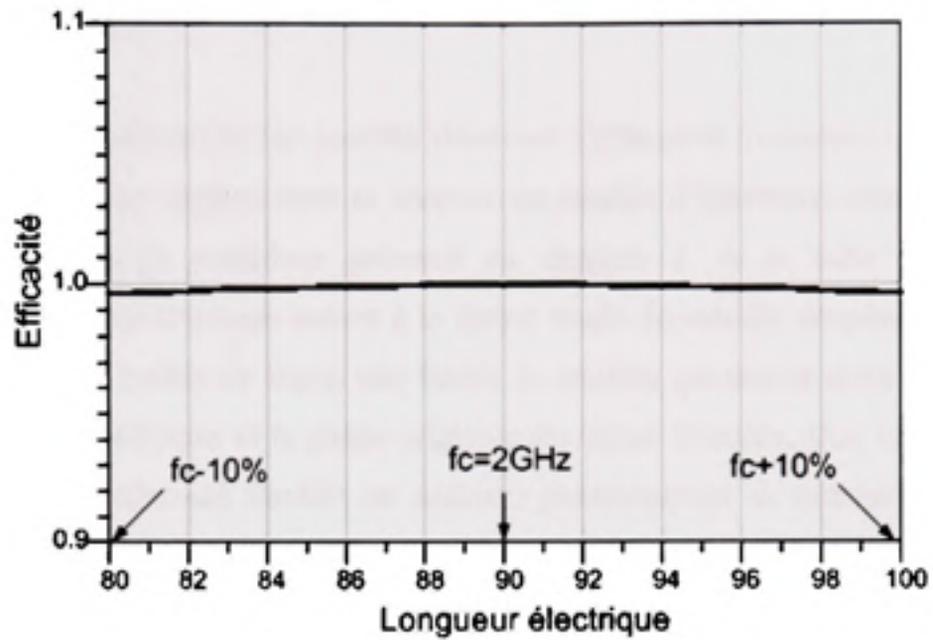


Figure 5.22 *Efficacité de combinaison pour un spectre de fréquence ayant une bande d'une largeur 20% de la fréquence centrale dans un combineur Chireix.*

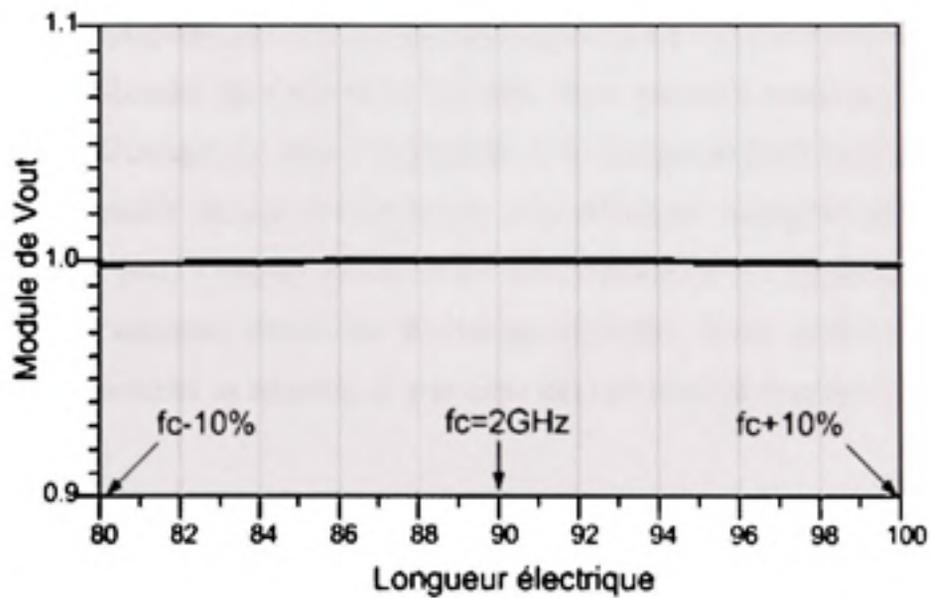


Figure 5.23 *Linéarité pour un spectre de fréquence ayant une bande d'une largeur 20% de la fréquence centrale dans un combineur Chireix.*

5.8 Conclusion

A partir d'observations sur les courbes décrivant l'efficacité instantanée d'un système Chireix, nous avons proposé dans ce chapitre un modèle d'équations simplifié qui peut remplacer le modèle complexe présenté au chapitre 3. À la suite d'une longue simplification, nous avons pu arriver à la forme finale du modèle proposé. Ce nouveau modèle simplifié traduit de façon très lisible la relation qui existe entre les différents paramètres du combineur et la phase originale du signal d'entrée. Une validation a été effectuée sur ce nouveau modèle en utilisant premièrement la simulation du circuit Chireix sur ADS et expérimentalement en fabriquant plusieurs combineurs ayant des stubs différents. Les résultats de ce travail de validation montrent que les graphiques de l'efficacité et des voltages du système en fonction de la phase se concordent avec les deux modèles simplifié et complexes.

L'effet de la longueur du stub sur l'efficacité et la linéarité du système Chireix est maintenant plus compréhensif. En comparant l'équation de l'efficacité (5.4) du système Chireix avec l'efficacité du combineur hybride, nous pouvons conclure que les stubs introduisent un décalage de phase équivalent à la longueur électrique du stub dans l'efficacité instantanée et par conséquent, une efficacité moyenne plus élevée est obtenue. D'autre part, l'impact de ce stub sur la linéarité du système peut être lu directement par l'équation simplifiée du voltage de sortie. Avec cette lecture, on peut constater que la linéarité se dégrade et que cette dégradation est fonction de la longueur électrique du stub.

Donc, dans le nouveau modèle, il est clairement vu que le stub est une source directe de la distorsion du signal dans le système Chireix. Un compromis peut être effectué entre l'efficacité et le niveau de distorsion en utilisant un stub avec une longueur électrique bien étudiée. En effet, avec ce stub, le niveau d'erreur permis par le standard de communication sans fil doit être respecté.

CHAPITRE 6

L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE DANS LE SYSTÈME CHIREIX

6.1 Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons vu que l'efficacité moyenne de combinaison pour un combineur Chireix peut être améliorée considérablement par l'utilisation de stubs et l'optimisation de leurs longueurs. Nous avons également noté l'impact de cette amélioration d'efficacité sur la dégradation de la linéarité du système. Le modèle simplifié que nous avons présenté dans le chapitre 5 décrit bien le comportement du combineur Chireix et permet d'en prédire précisément l'efficacité et la linéarité. Cependant, l'ensemble de ces études ont été mené sans tenir compte des amplificateurs de puissance, que nous avons supposé adaptés et se comportant comme des sources de tension idéales pour tous les combineurs étudiés.

Comme l'efficacité globale d'un amplificateur LINC est le produit des efficacités de combinaison et d'amplification, voir équation (3.9), il est important de considérer cette dernière et comment elle est affectée par la présence de combineurs Chireix. En effet, en présence d'un combineur résistif, le drain de l'amplificateur de puissance voit une impédance de charge fixe, ce qui rend l'efficacité d'amplification constante en fonction du déphasage des deux branches. Avec un combineur Chireix, l'équation (4.37) montre que cette propriété n'est plus valable et que le drain voit une impédance de charge qui varie en fonction de la phase du signal. Cette variation d'impédance de charge peut affecter directement la puissance DC consommée par l'amplificateur, en agissant sur le niveau du courant du drain fourni par l'alimentation DC, et par conséquent l'efficacité correspondante varie suivant la variation de cette impédance. Afin d'étudier cette interaction entre le combineur et l'amplificateur, nous proposons de mener une étude analytique d'un système LINC utilisant un combineur Chireix sans stub avec un modèle

réaliste d'amplificateurs. Cette étude sera complétée par une validation expérimentale utilisant deux amplificateurs de puissance et un combineur Chireix sans stubs. Dans cette partie expérimentale, l'optimisation de l'efficacité du système LINC nécessitera la fabrication de plusieurs paires des transformateurs d'impédance afin de choisir la paire permettant de présenter au drain de chaque transistor une impédance qui augmente en fonction de la phase.

6.2 Amplificateur de puissance à charge variable– cas du système Chireix

Dans le premier chapitre, l'amplificateur de puissance a été étudié et analysé pour le cas où son impédance de sortie est adaptée à l'impédance de charge fixe qui lui est présentée afin de maximiser l'efficacité d'amplification. Cette analyse s'applique bien au cas d'un système d'amplification LINC utilisant un combineur de puissance adapté comme le combineur hybride ou Wilkinson. Ces combineurs sont résistifs et isolent les deux branches de l'amplificateur LINC maintenant ainsi une charge constante vue par chaque amplificateur de puissance. Cependant, dans le cas d'un combineur Chireix les deux branches ne sont pas isolées l'une de l'autre ce qui mène à une impédance de charge variable en fonction du déphasage entre les branches. Par conséquent, l'analyse du premier chapitre n'est plus valide pour ce cas. Pour cette raison, nous présentons une analyse qui tient compte de la modulation d'impédance de charge vue par chacun des deux amplificateurs de puissance dans le système d'amplification LINC.

6.2.1 Analyse d'un amplificateur de puissance avec une impédance de charge variable

Nous considérons un amplificateur de puissance dont l'impédance de sortie est fixe, dénotée par Z_s , auquel nous branchons une charge d'impédance variable, dénotée par Z_l et alimenté par une source de tension continue V_{DC} . Nous supposons que toute partie réactive de l'impédance de sortie de l'amplificateur est compensée au préalable de sorte à ce Z_l soit réelle pure. La figure 6.1 présente un schéma simplifié du circuit équivalent

de cette configuration où Z_1 représenterait l'impédance d'entrée d'un combineur Chireix qui varie en fonction du déphasage de deux branches. Le courant I_{d0} est le courant DC de drain fourni par l'alimentation. Le condensateur C est un condensateur de découplage qui empêche la composante DC du courant de circuler dans l'impédance de charge. Le courant I_{d1} est le courant RF fondamental qui circule à travers ce condensateur dans Z_1 pour fournir la puissance utile. Le courant RF moyen est dénoté par $\overline{I_{d1}}$.

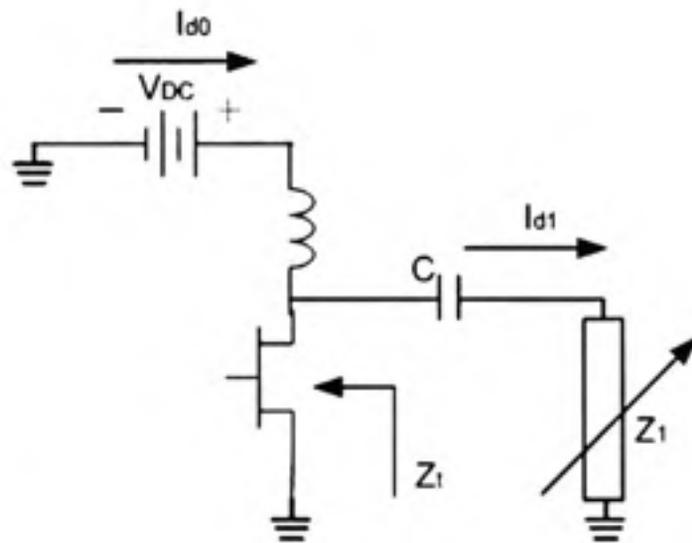


Figure 6.1 *Circuit équivalent simplifié d'un amplificateur de puissance.*

Comme nous avons démontré précédemment que le combineur Chireix avec stubs introduit des distorsions, nous limitons notre analyse au cas du combineur Chireix sans stubs qui est parfaitement linéaire tout en permettant de varier les impédances vues par les amplificateurs de puissance. Pour ce type de combineur, nous avons démontré au chapitre 4 que l'impédance d'entrée du combineur, pour une des branches, est donnée par l'équation (4.37) qui est :

$$Z_1 = \frac{Z_c^2}{2Z_o} + j \left(\frac{Z_c^2}{2Z_o} + Z_r \right) \operatorname{tg} \theta \quad (6.1)$$

Pour ce combineur, le transistor est adapté seulement pour la crête du signal, i.e., à $\theta = 0$. Par conséquent, l'impédance caractéristique Z_c du combineur permettant d'adapter $Z_l(\theta=0)$ à Z_t doit être :

$$Z_c = \sqrt{2Z_t Z_o} \quad (6.2)$$

Avec cette adaptation, l'équation (6.1) peut être écrite comme suit :

$$Z_1 = Z_t (1 + 2j \operatorname{tg} \theta) \quad (6.3)$$

Comme les deux impédances d'entrée du combineur sont conjuguées, on peut écrire :

$$Z_2 = Z_t (1 - 2j \operatorname{tg} \theta) \quad (6.4)$$

pour la deuxième branche. On note bien que les impédances vues par les amplificateurs de puissance varient entre l'impédance adaptée, Z_t à $\theta=0$, et le circuit ouvert, $Z_1 \rightarrow \infty$ quand $\theta \rightarrow 90^\circ$.

En présence du condensateur en série entre l'amplificateur de puissance et le combineur Chireix, la variation de l'impédance d'entrée du combineur aura un impact uniquement sur les composantes RF du courant de drain et le niveau du courant de polarisation DC n'est pas affecté. Lorsque cette impédance augmente et tend vers l'infini en fonction de θ , le courant fondamental I_{d1} diminue et tend vers zéro influant une même diminution dans les composantes RF du courant de drain.

Du point de vue efficacité énergétique, la diminution des composantes RF dans le courant de drain en fonction de la phase du signal peut contribuer à l'amélioration de l'efficacité du système Chireix. Cette contribution sera plus importante lorsque le

courant de polarisation DC du drain I_{D0} sera plus faible. Comme nous avons intérêt à utiliser des amplificateurs de puissance efficaces, le courant de polarisation DC peut être éliminé totalement en utilisant un amplificateur en classe B, C ou F.

En réalité, l'efficacité totale du système Chireix peut être présentée comme le rapport entre la puissance fournie à la sortie du combineur Chireix et la puissance fournie par l'alimentation DC du drain des deux transistors. L'efficacité instantanée totale du système Chireix, η_{Ctot} , peut alors être exprimée par l'équation suivante :

$$\eta_{Ctot} = \frac{P_o}{P_{DC}} = \frac{P_o}{I_{d0} V_{DC}} \quad (6.5)$$

où P_o est la puissance RF livrée à l'impédance de charge Z_o connectée à la sortie du combineur, P_{DC} est la puissance DC tirée de la source V_{DC} et I_{d0} est le courant de drain moyen délivrée par la source DC dans les deux amplificateurs de puissance. Puisque le courant de polarisation I_{D0} est nul en opérant l'amplificateur en classe B, le courant de drain moyen I_{d0} dans l'équation (6.5) sera attribué uniquement aux composantes RF du signal qui vari avec la variation du courant fondamental moyen $\overline{I_{d1}}(\theta)$. Ce courant peut être évalué instantanément par l'équation suivante :

$$I_{d0}(\theta) = I_{d0}(\theta = 90^\circ) + \overline{I_{d1}}(\theta) \quad (6.6)$$

Donc, l'équation (6.6) montre que la valeur du courant moyen délivré par la source DC varie en fonction du déphasage dans les branches, il est maximum à l'adaptation avec $\theta = 0$ et diminue vers le minimum quand $\theta \rightarrow 90^\circ$. Cette diminution du courant moyen contribue à l'augmentation de l'efficacité instantanée totale du système montrée par l'équation (6.5) avec un taux proportionnel à la diminution de ce courant. L'utilisation des amplificateurs à mode saturé comme les classe F, D ou E qui produisent un grand

niveau des harmoniques dans le courant de drain, affecte directement ce taux d'amélioration. Par contre, l'utilisation des amplificateurs en classe B non saturé réduit beaucoup les harmoniques du courant drain, ce qui nous permet dans un cas idéal à les négliger comme nous proposons de faire dans l'analyse suivante.

Donc, dans ce cas idéal, l'amplificateur de puissance opéré en classe B non saturé peut être présenté par un modèle simplifié qui est montré dans la figure 6.2. Cette figure montre deux modes de fonctionnement de l'amplificateur. Le premier est le mode DC, où les deux impédances Z_t et Z_l sont connectées en parallèles devant l'alimentation DC et le courant drain moyen I_{d0} se divise en deux. Le second est le mode AC, où les deux impédances sont connectées en séries avec la source de tension RF.

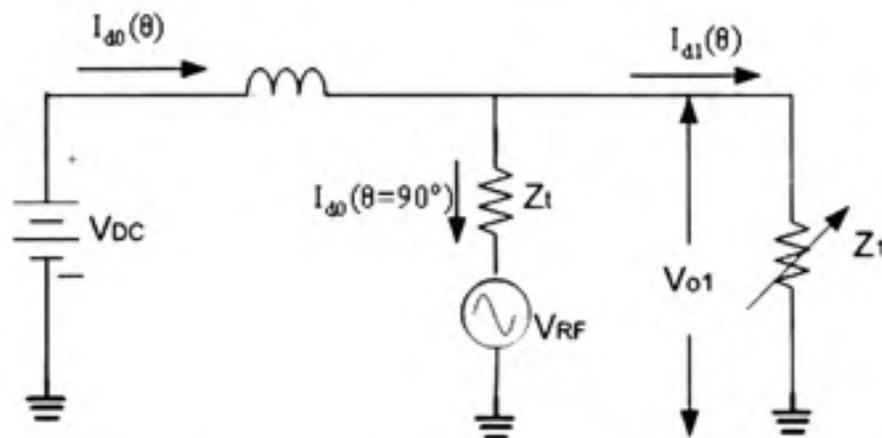


Figure 6.2 *Modèle simplifié du fonctionnement d'un amplificateur de puissance classe B.*

D'après le mode DC, la valeur du courant moyen I_{d0} est fonction de l'impédance totale vue par la source DC; $Z_{tot} = Z_t // Z_l$, et elle est donnée par :

$$I_{d0} = \frac{V_{DC}}{Z_{tot}} \quad (6.7)$$

En utilisant l'équation (6.3), l'impédance totale peut être exprimée par :

$$Z_{tot} = \frac{Z_i Z_i (1 + 2jtg\theta)}{Z_i + Z_i (1 + 2jtg\theta)} \quad (6.8)$$

Après simplification, on obtient la forme suivante :

$$Z_{tot} = \frac{Z_i}{2} \cdot \frac{(1 + 2jtg\theta)}{(1 + jtg\theta)} \quad (6.9)$$

En combinant les deux équations (6.7) et (6.9), le courant moyen du drain aura la forme suivante :

$$I_{d0} = \frac{2V_{DC} \cdot (1 + jtg\theta)}{Z_i \cdot (1 + 2jtg\theta)} \quad (6.10)$$

Les deux équations (6.5) et (6.10) peuvent être combinées pour obtenir l'efficacité instantanée du système Chireix utilisant un amplificateur en classe B, soit :

$$\eta_{Ctot} = \frac{P_o}{\frac{2V_{DC}^2}{Z_i}} \cdot \left| \frac{(1 + 2jtg\theta)}{(1 + jtg\theta)} \right| \quad (6.11)$$

Pour comparer ce résultat avec l'efficacité du même système mais utilisant un combineur adapté et isolé, du type hybride/Wilkinson, nous devons estimer l'efficacité instantanée de ce système. Sachant que le combineur hybride adapté présente des impédances d'entrée fixes aux deux branches, i.e., ne varient pas avec la phase θ , le courant de drain I_{d0} ne changera pas avec la phase et sera de la forme :

$$I_{d0} = \frac{V_{DC}}{Z_i // Z_1} = \frac{2V_{DC}}{Z_i} \quad (6.12)$$

Par conséquent, l'efficacité instantanée totale du système d'amplification LINC utilisant un combineur hybride, η_{htot} , est exprimée de la façon suivante :

$$\eta_{htot} = \frac{P_o}{P_{DC}} = \frac{P_o}{I_d V_{DC}} = \frac{P_o}{\frac{2V_{DC}^2}{Z_i}} \quad (6.13)$$

En comparant les deux équations (6.11) et (6.13), on peut écrire :

$$\eta_{ctot} = \eta_{htot} \cdot \left| \frac{(1 + 2jtg\theta)}{(1 + jtg\theta)} \right| \quad (6.14)$$

Le résultat obtenu par l'équation (6.14) est discuté dans le paragraphe suivant.

6.2.2 Sources réelles de l'efficacité globale du système Chireix

D'après l'équation (3.18) et la section 3.3, l'efficacité instantanée du combineur hybride est de la forme $\cos^2 \theta$. De plus, l'efficacité théorique maximale d'un amplificateur opérant en class B avec un signal à enveloppe constante est de $\pi/4$. Par conséquent,

$\eta_{htot} = \frac{\pi}{4} \cos^2 \theta$, et l'équation (6.14) peut être réécrite comme suit :

$$\eta_{ctot} = \frac{\pi}{4} \cdot \cos^2 \theta \cdot \left| \frac{(1 + 2jtg\theta)}{(1 + jtg\theta)} \right| \quad (6.15)$$

D'après l'analyse effectuée au chapitre 4, l'efficacité de combinaison du combineur Chireix sans stubs est la même que celle du combineur hybride adapté, soit $\cos^2 \theta$. Si nous utilisons cette définition et la décomposition de l'efficacité globale en un produit d'efficacité de combinaison et d'amplificateur, selon l'équation (3.9), nous seront mené à déduire que l'efficacité instantané d'un amplificateur en class B quand sa charge est modulée, η_{Amp-B} , est :

$$\eta_{Amp-B} = \frac{\pi}{4} \left| \frac{(1 + 2jtg\theta)}{(1 + jtg\theta)} \right| \quad (6.16)$$

D'après cette équation, l'efficacité de l'amplificateur en class B dépendrait d'un facteur, $\tau(\theta)$, que nous appelons le taux d'amélioration de l'efficacité, qui est une fonction de la phase donnée par :

$$\tau(\theta) = \left| \frac{(1 + 2jtg\theta)}{(1 + jtg\theta)} \right| \quad (6.17)$$

Selon l'équation (6.17), le taux d'amélioration d'efficacité commence par une valeur unitaire à $\theta=0$ et double quand $\theta \rightarrow 90^\circ$. Par conséquent, l'équation (6.16) suggérerait que l'efficacité de l'amplificateur doublerait de $\pi/4$ (78%) à $2\pi/4$ (156%), ce qui est impossible. Face à ce résultat, il faut réviser les développements présentés et investiguer les sources réelles de l'efficacité globale du LINC avec amplificateurs pour bien établir dans quelle proportion elle est décomposée entre l'amplificateur et le combineur Chireix.

Tel que nous l'avons déjà expliqué au chapitre 3, le combineur Chireix, contrairement au combineurs résistifs du type hybride ou de Wilkinson, est un combineur sans perte qui ne dissipe pas de puissance. Par conséquent, par rapport aux puissances qui lui sont

injectées à ses entrées, il présente une efficacité énergétique de 100%. C'est simplement pour faciliter les discussions et pour conserver une cohérence avec la littérature dans le domaine des amplificateurs LINC que nous avons attribué les pertes par réflexions, dues aux impédances variables vues aux entrées d'un combineur Chireix, au combineur. En fait, cette variation d'impédance rend la puissance disponible aux l'entrée du combineur également variable. En effet, cette puissance peut être calculée de différentes façons. En considérant une des branches du système LINC, nous pouvons écrire soit :

$$P_{o1} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left(\frac{V_{o1}^2}{Z_1^*} \right) \quad (6.18)$$

ou :

$$P_{o1} = P_{(\theta=0)} (1 - |\Gamma_1|^2) \quad (6.19)$$

L'analyse des deux équations (6.18) et (6.19) en utilisant les équations (4.24) et (6.3) mène au même résultat, soit :

$$P_{o1} = P_{(\theta=0)} \cos^2 \theta \quad (6.20)$$

Cette démonstration montre que la puissance disponible à l'entrée du combineur n'est pas fixe en fonction du déphasage, elle diminue suivant $\cos^2 \theta$. Comme c'est l'amplificateur qui fourni cette puissance et comme le niveau de puissance fourni affecte le niveau de puissance DC consommée, on ne peut pas attribuer le terme $\cos^2 \theta$ au combineur. Par conséquent, l'efficacité globale du système LINC utilisant un combineur Chireix sans stubs est entièrement attribuable à l'amplificateur qui, pour chaque niveau de puissance RF fournie, i.e., $P_{o1} = P_{(\theta=0)} \cos^2 \theta$, consomme une puissance DC variable,

i.e., $P_{DC} = \frac{4}{\pi} P_{(\theta=0)} / \tau(\theta)$. Ainsi, en utilisant le rapport P_{oi} / P_{DC} pour définir l'efficacité, nous obtenons :

$$\eta_{C_{tot}} = \eta_{Amp-B} = \frac{\pi}{4} \cdot \cos^2 \theta \cdot \left| \frac{(1 + 2jtg\theta)}{(1 + jtg\theta)} \right| \quad (6.21)$$

De cette manière, le taux d'amélioration d'efficacité que nous avons discuté plus haut reflète le fait que la consommation DC décroît plus rapidement que la chute de puissance RF, soit $P_{oi} = P_{(\theta=0)} \cos^2 \theta$.

6.2.3 Comparaison de l'efficacité

Dans la figure 6.3, nous présentons une comparaison entre deux graphes d'efficacité instantanée. Le premier graphe est dessiné en utilisant l'équation $\frac{\pi}{4} \cos^2 \theta$ qui représente l'efficacité théorique du système LINC opéré en classe B avec un combineur hybride. Le deuxième graphe représente l'équation (6.15) de l'efficacité du même LINC mais avec un combineur du type Chireix sans stubs.

Nous pouvons conclure suite à cette comparaison que l'efficacité globale du système est significativement améliorée avec l'utilisation du combineur Chireix sans stub dans le système LINC. On peut remarquer par exemple que pour une phase de 40° , l'efficacité du système avec combineur hybride est près de 46%, tandis qu'elle atteint 68% avec un combineur Chireix. Donc, une amélioration de l'ordre de 50% est obtenue à cette phase. Nous remarquons également que pour des phases supérieures à 60° , nous pouvons obtenir une amélioration d'efficacité plus importante qui peut dépasser 80%.

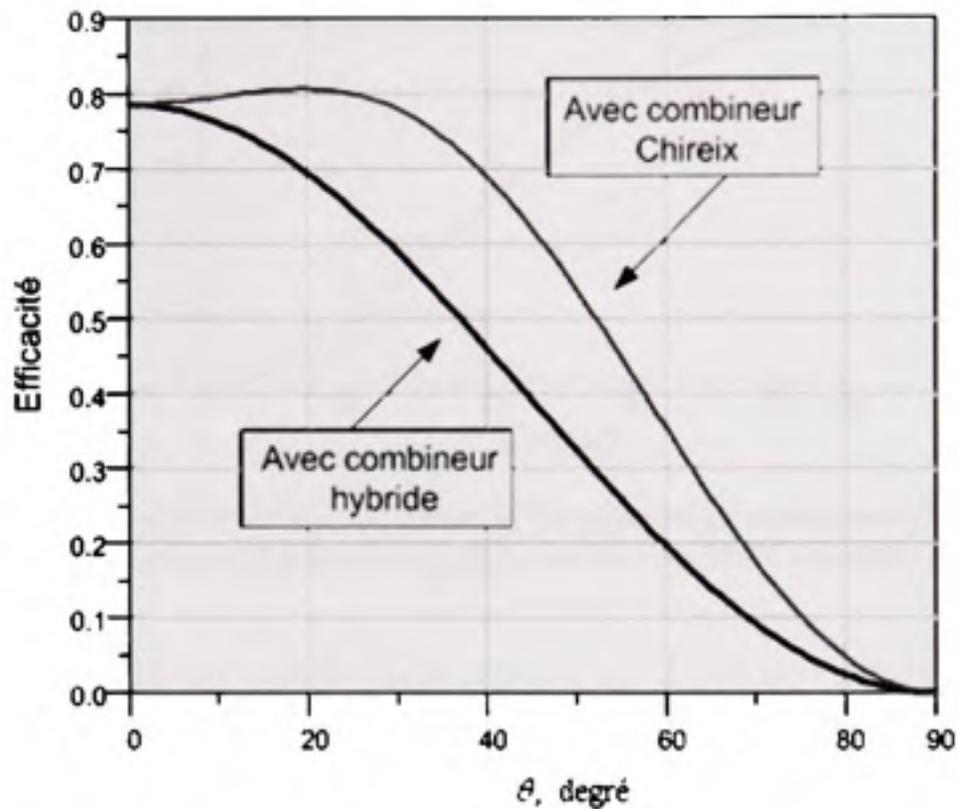


Figure 6.3 Efficacité instantanée du LINC utilisant un amplificateur classe B avec deux sortes de combineurs, Chireix et hybride.

L'amélioration de l'efficacité survenue en utilisant un combineur Chireix à la place d'un combineur hybride ou Wilkinson est expliquée par l'interaction entre l'augmentation de l'impédance d'entrée du combineur et l'amplificateur de puissance en classe B connecté à ce combineur. Cette augmentation est définie par l'équation (6.17) qui présente un taux d'amélioration augmentant en fonction de la phase. Ce taux d'amélioration d'efficacité est présenté graphiquement dans la figure 6.4, ce qui nous permet d'obtenir directement le pourcentage d'amélioration d'efficacité due à l'utilisation du combineur Chireix sans stub.

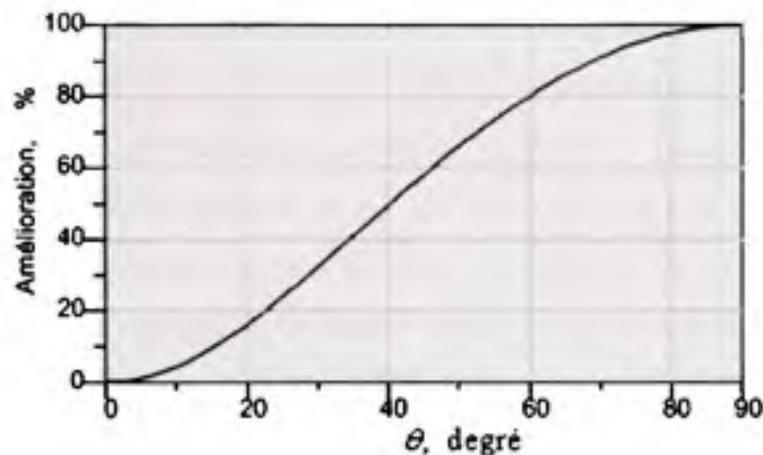


Figure 6.4 Taux d'amélioration d'efficacité en utilisant un combineur Chireix sans stub à la place d'un combineur hybride dans un LINC en classe B.

6.2.4 Conditions de linéarité du système Chireix

Nous avons présenté dans le paragraphe 4.2.2 une analyse qui a mené à l'équation (4.20) et qui montre que le combineur Chireix sans stubs est parfaitement linéaire. Nous avons vu aussi que malgré le coefficient de réflexion qui se produit à l'entrée du combineur Chireix sans stubs, cette linéarité est respectée grâce à la forme des voltages d'entrée obtenu par les équations (4.24) et (4.25). À cause de l'impédance d'entrée du combineur Chireix qui tend vers l'infini en fonction de la phase, le module de ces voltages augmente et tend vers le double de sa valeur initiale et leur phases varient en fonction d'une nouvelle phase θ' au lieu de la phase originale θ . C'est grâce à cette relation complexe entre le module et la phase de chaque branche que la linéarité de combinaison est respectée dans le combineur Chireix sans stubs.

Du côté de l'amplificateur de puissance, la linéarité du système LINC exige la présence d'un signal amplifié à la sortie de l'amplificateur de puissance qui doit être influencé par l'impédance d'entrée du combineur de la même façon cité plus haut, i.e., le module et la phase de chaque branche doivent respecter les équations (4.24) et (4.24), sinon, le système perdra sa linéarité. Pour assurer cette linéarité, l'utilisation des classes à

découpage (Switching), comme les classes F, D et E, n'est pas recommandée. En effet ces classes présentent à la sortie de l'amplificateur un signal saturé qui ne réagit pas de la façon requise pour le combineur Chireix. Seules les classes A, B et C offrent un signal respectant la condition de linéarité. Avec ces classes la forme du signal est sinusoïdale à la sortie de l'amplificateur et son module varie en fonction de la phase de la façon requise par le combineur Chireix sans stubs. Parmi ces classes, la classe B constitue le meilleur choix puisque la classe A est exclue à cause sa faible efficacité alors que la classe C est exclue à cause de la faible puissance présentée à sa sortie.

6.3 Validation par simulation à l'aide d'un modèle réel

La théorie présentée dans le paragraphe précédent montre une amélioration d'efficacité d'un système LINC avec l'utilisation d'un combineur Chireix au lieu d'un combineur résistif. Cette amélioration augmente en fonction de la phase du signal atteignant 80%, pour une phase de 60° et tendant vers 100% quand la phase tend vers 90° . Il reste à valider cette analyse théorique et la comparer avec un circuit LINC réel ayant les mêmes propriétés considérées dans la théorie.

Pour effectuer cette validation, nous avons utilisé deux transistors de puissance identiques dans une configuration LINC avec combineur Chireix sans stubs comme le montre la figure 6.5. Les transistors, modèle CGH40010 de la compagnie Cree Inc., ont une puissance d'au moins 10 Watts chacun et sont du type GaN (Gallium Nitride) HEMT (High Electron Mobility Transistor). La compagnie nous a également fourni le modèle de simulation complet de ces transistors, représentés par les symboles ClassB_2p et ClassB1_2p dans la figure 6.5. Ce modèle est accessible au sein du logiciel ADS et est à la base des simulations à effectuer.

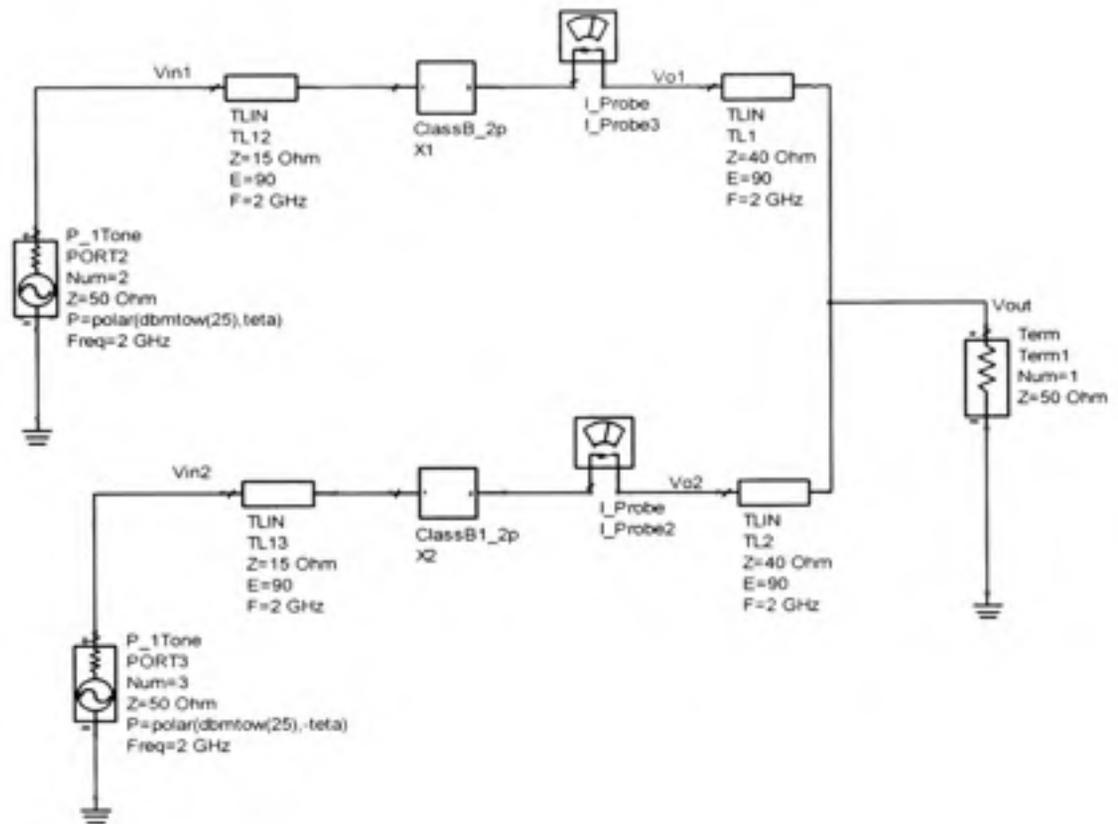


Figure 6.5 *Circuit de polarisation classe B du transistor de puissance CGH40010 fabriqué par Cree.*

Tel que discuté au paragraphe précédent, la classe B constitue une bonne classe de polarisation permettant d'atteindre une amélioration de l'efficacité avec une bonne linéarité. Par conséquent, les transistors sont polarisés en classe B comme le montre la figure 6.6. La grille est polarisée à -2.5 V alors que le drain est à 28 V. Suite à l'analyse des transistors polarisés, nous avons établi que l'impédance caractéristique optimale du combineur est de 40Ω , voir figure 6.5. Le reste du circuit dans cette figure comprend deux générateurs sinusoïdaux, deux ampèremètres (I_probe) et plusieurs tensiomètres (les points Vin1, Vin2, Vo1, Vo2 et Vo). La fréquence d'opération est fixée à 2 GHz et chaque source est ajustée de manière à générer un signal RF d'une amplitude constante et de phase variable. La puissance de chacune des sources est optimisée à 25 dBm,

permettant ainsi d'opérer le transistor à son point de saturation le plus efficace P_{1dB} . Les deux sources ont des phases strictement opposées variant entre 0° et 90° pour l'une et 0° et -90° pour l'autre.

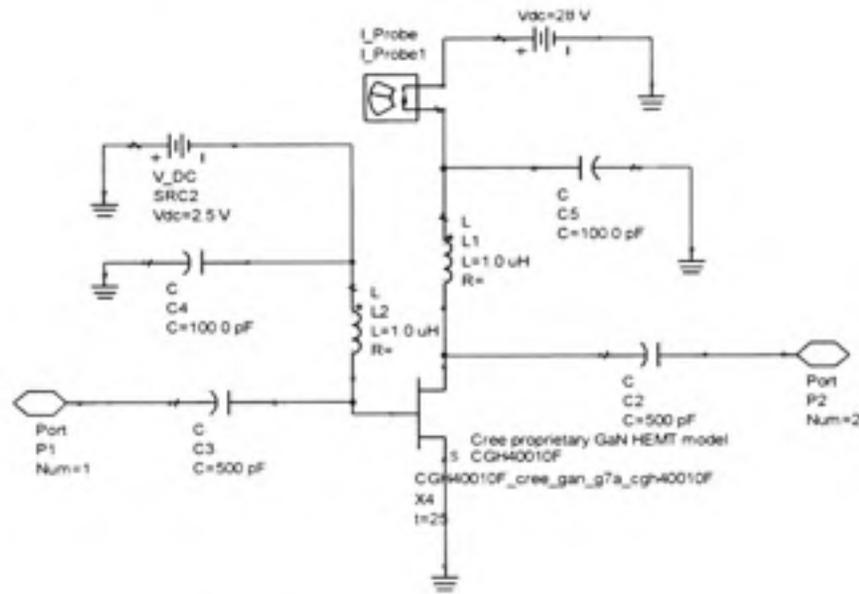


Figure 6.6 Circuit de simulation du LINC avec ADS.

6.3.1 Résultats de simulation ADS

Le circuit du système LINC de la figure 6.5 a été simulé à l'aide d'ADS afin d'étudier ses performances en terme d'efficacité, de linéarité et des puissances DC et RF. Nous avons également utilisé ce circuit pour vérifier les impédances vues aux entrées du combineur Chireix sans stubs. Plusieurs graphes ont été générés pour nous aider à valider la théorie présentée plus haut et pour comprendre la réalité de l'interaction entre l'amplificateur de puissance et le combineur Chireix utilisés dans le système LINC. Pour des fins de comparaisons, le système de la figure 6.5 a été également construit et simulé en remplaçant le combineur Chireix sans stubs par un combineur hybride.

6.3.1.1 Efficacité

L'efficacité du système est le rapport de la puissance mesurée aux bornes de la charge à la sortie du combineur et la somme des puissances fournies par les deux sources DC de 28 volts. Dans la figure 6.7, nous présentons les résultats de simulation du LINC avec un combineur Chireix sans stubs que nous comparons au combineur hybride.

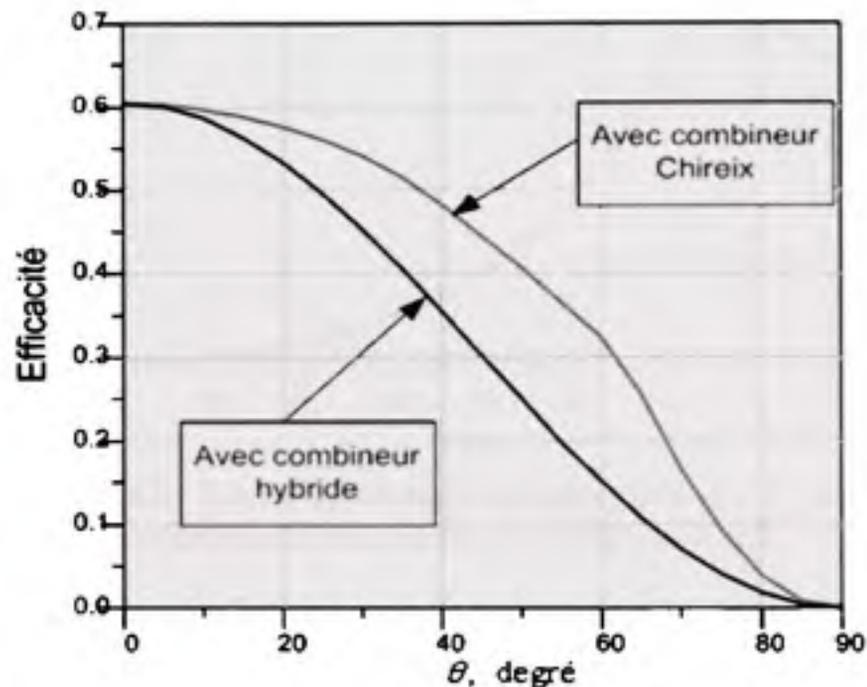


Figure 6.7 Efficacité du système LINC obtenue avec un combineur Chireix sans stub et avec un combineur hybride.

Le gain d'efficacité du système LINC avec un combineur Chireix obtenu dans la figure 6.7 suit les prédictions de notre modèle théorique basé sur un modèle simple présenté dans la figure 6.3, ce qui montre bien la validité de la théorie présentée plus haut. Tel que prévu, on observe un allongement vers la droite de la courbe d'efficacité dans le cas du combineur Chireix sans stubs par rapport au cas du combineur hybride. Il est très intéressant de noter que l'amélioration de l'efficacité est obtenue dans une région qui est convenable pour les signaux du type MQAM puisque la moyenne de leurs PDF se situe généralement dans cette zone, i.e., entre 40° et 60° . À partir des résultats de la figure 6.7,

nous pouvons aussi calculer le taux d'amélioration d'efficacité basé sur ce modèle réelle des transistors Cree. La figure 6.8 présente ce taux d'amélioration d'efficacité entre l'utilisation d'un combineur Chireix et un combineur hybride dans le système LINC simulé en ADS.

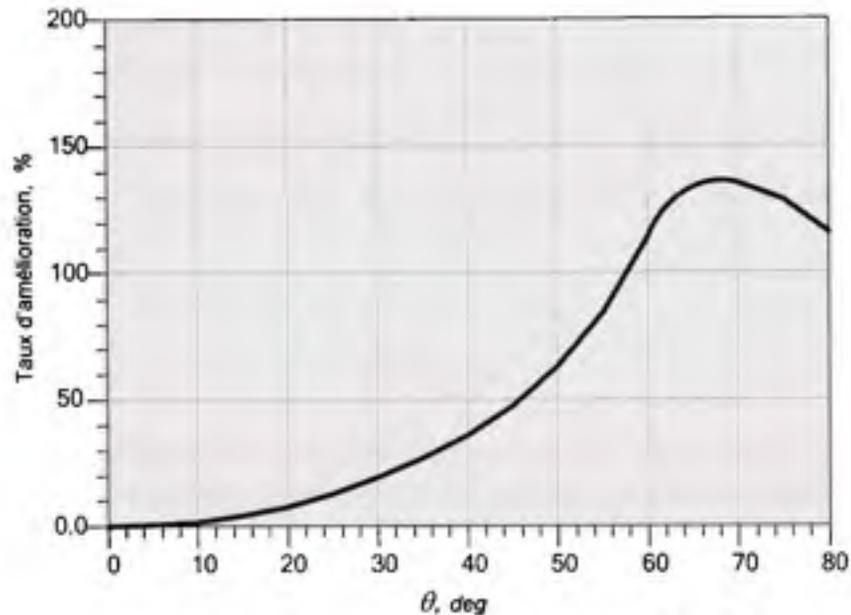


Figure 6.8 Taux d'amélioration d'efficacité du LINC avec l'utilisation d'un combineur Chireix sans stub.

La comparaison entre le résultat de simulation avec un modèle réel dans la figure 6.8 et le résultat théorique dans la figure 6.4, montre que le modèle réel de Cree offre une amélioration qui dépasse 100% et atteint 135% à 65°, tandis que dans le modèle théorique l'amélioration ne dépasse pas 100%. On peut expliquer cette différence par la non linéarité du modèle réel où l'impédance de sortie du transistor n'est pas fixe avec la diminution du courant drain et qui contribue davantage dans l'amélioration d'efficacité.

Ayant confirmé l'amélioration de l'efficacité instantanée du système LINC, nous considérons maintenant l'impacte de cette amélioration sur l'efficacité moyenne pour un signal modulé. Pour ce faire, le circuit de la figure 6.5 est réutilisé mais en remplaçant les générateurs sinusoïdaux par des générateurs de signaux modulés appliquant chacun une partie de la décomposition LINC. Trois types de modulation ont été testés à savoir

QPSK, 16QAM et 64QAM tous filtrés avec un filtre de roll-off de 0.35. Dans le tableau 6.1, on présente les résultats de l'efficacité moyenne obtenu par simulation pour les deux types de combineurs. Ce tableau confirme qu'en utilisant le combineur Chireix sans stub au lieu d'un combineur hybride, on obtient une grande amélioration de l'efficacité moyenne du système LINC. Pour le cas du signal QPSK par exemple, l'efficacité passe de 24.7% avec un combineur hybride à 36.8%, soit une amélioration de l'ordre de 49%. Cette amélioration diminue légèrement pour les signaux 16QAM et 64QAM qui ont un PATR plus grand et donc une plus forte concentration du signal autour des phases proches de 90° .

Tableau 6.1

Taux d'amélioration d'efficacité d'un combineur Chireix par rapport à un combineur hybride pour différents types de modulation numérique.

Roll-off=0.35	$\eta_{hybride}$	$\eta_{Chireix}$	Taux d'amélioration
4QAM	0.247	0.368	49%
16QAM	0.15	0.21	40%
64QAM	0.128	0.172	34%

6.3.1.2 Linéarité

Pour évaluer la linéarité du système LINC de la figure 6.5, nous examinons la relation entre la tension à l'entrée, V_{in} , et la tension à la sortie, V_o . Pour un système linéaire, cette relation devrait donner une droite. Comme la tension à l'entrée est de la forme $V_{in} = r_{max} \cos \theta$, où r_{max} est une constante, il suffit d'examiner la variation de V_o en fonction de $\cos(\theta)$ pour étudier la linéarité du système. La figure 6.9 présente les résultats de simulation du système LINC de la figure 6.5, avec un combineur Chireix sans stubs, et illustre sa linéarité quasi-parfaite. Dans cette simulation, la puissance

moyenne à l'entrée a été fixée à 25 dBm sur chaque branche car c'est le niveau de puissance qui nous a donné la meilleure linéarité du système. On peut signaler aussi, d'après cette figure, que le voltage crête de sortie est de l'ordre de 50 volts qui est équivalent à une puissance moyenne de 25 Watts.

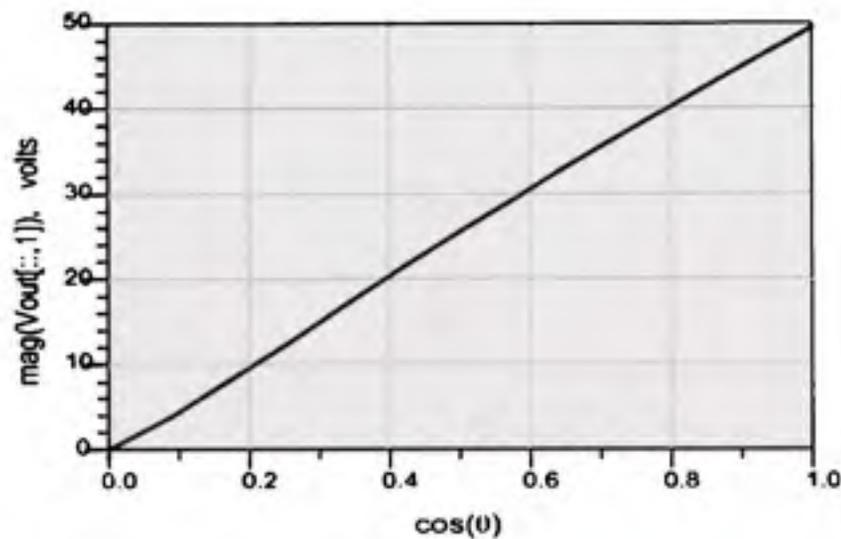


Figure 6.9 *Linéarité du LINC avec un combineur Chireix sans stub.*

L'impact de l'augmentation du niveau du signal d'entrée sur l'efficacité et la linéarité du système peut être évalué en simulant le même circuit LINC avec un niveau d'entrée de 30 dBm sur chaque amplificateur. La figure 6.10 montre que la linéarité du système LINC est détériorée sans gain appréciable dans l'efficacité du système. Cette détérioration de la linéarité est obtenue à cause de l'opération de l'amplificateur dans un mode saturé similaire aux classes des amplificateurs à découpage comme les classes D, E et F. Ainsi, malgré le gain potentiel en efficacité des amplificateurs à découpage, comparativement à l'amplificateur en class B, la linéarité dans ces modes sera détériorée. Cette détérioration est due au combineur Chireix qui présente une modulation d'impédance alors qu'une impédance fixe serait nécessaire pour conserver la linéarité pour des amplificateurs à découpage. En effet, la modulation de l'impédance de charge

en fonction de la phase originale du signal induit une modulation du courant de drain qui devrait rester linéaire pour garantir la linéarité du système global. Or, quand un amplificateur à découpage est utilisé, dès que la charge, i.e., θ , dépasse une certaine valeur, le courant est écrêté et des harmoniques sont générées perdant ainsi la modulation linéaire du courant de drain et causant le système global à devenir non-linéaire.

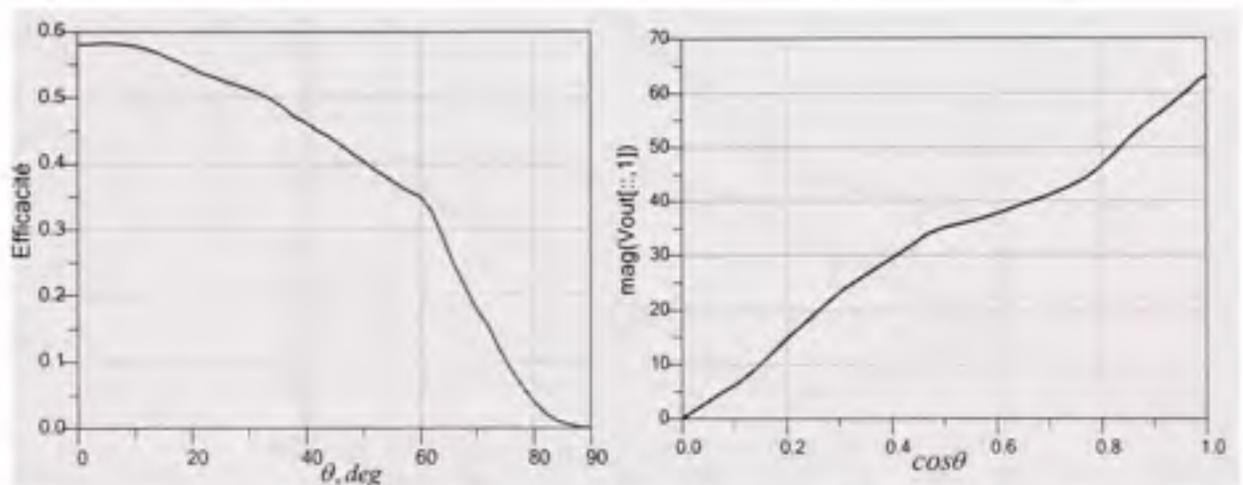


Figure 6.10 *Efficacité et linéarité du système LINC utilisant un amplificateur à découpage.*

6.3.1.3 Puissances DC et RF

Grâce aux sondes de courant et de tensions à différents points, le circuit de la figure 6.5 peut être utilisé pour calculer les puissances DC et RF. La figure 6.11, montre les courants de drain obtenus par simulation pour chacun des deux transistors ainsi que la somme de deux courants. On peut constater d'après ce graphique que la somme des courants décroît en fonction de la phase. Comme le voltage DC est fixe, la puissance DC consommée décroîtra de la même façon que la somme des deux courants. Par conséquent, l'efficacité globale du système sera meilleure que si ces courants restaient constants, comme c'est le cas quand un combineur hybride est utilisé. Dans cette simulation, l'impédance d'entrée du combineur Chireix a été ajustée de manière à présenter un maximum pour une phase de 60° , afin de minimiser la consommation DC

autour du maximum du PDF des signaux MQAM. L'ajustement de cette impédance s'effectue facilement en optimisant la longueur de la ligne de transmission entre l'amplificateur et le combineur produisant une transformation d'impédance.

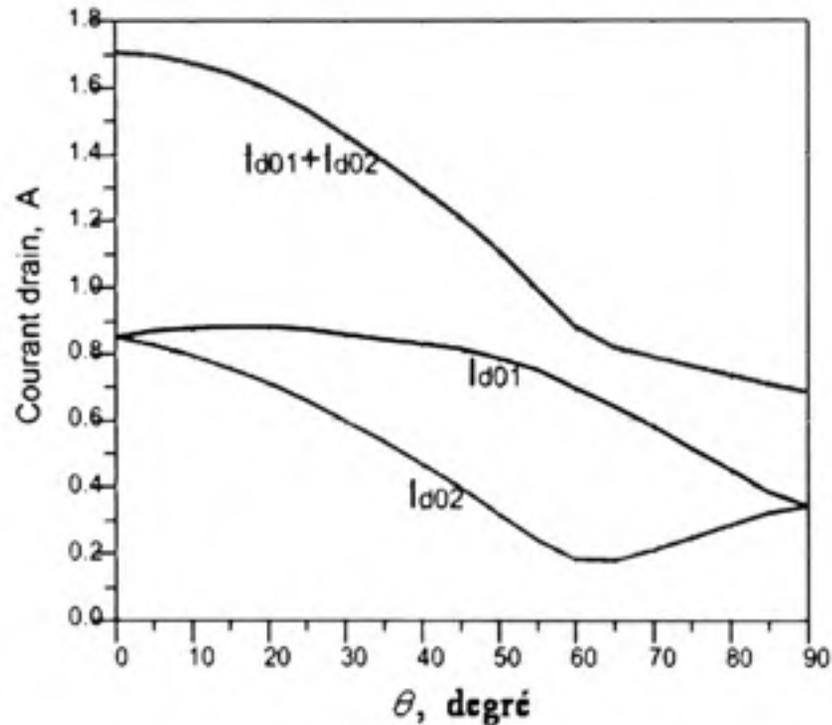


Figure 6.11 Courant drain dans les deux branches du LINC avec l'utilisation d'un combineur Chireix sans stub.

Dans la figure 6.12, nous présentons les résultats de simulation pour la puissance DC et la puissance du signal RF à la sortie en fonction de la phase. Contrairement au cas du combineur hybride, on remarque ici que la puissance DC n'est pas fixe, à cause de l'impédance variable d'entrée du combineur Chireix. En effet, elle commence à 48 watts avec une phase de 0° et descend en bas de la moitié pour une phase de 90° .

D'autre part, la puissance à la sortie suit une forme semblable au cas d'un combineur hybride ($\cos^2(\theta)$), ce qui assure une bonne linéarité en fonction de la puissance d'entrée. Ce résultat est conforme à celui présenté à la figure 6.9.

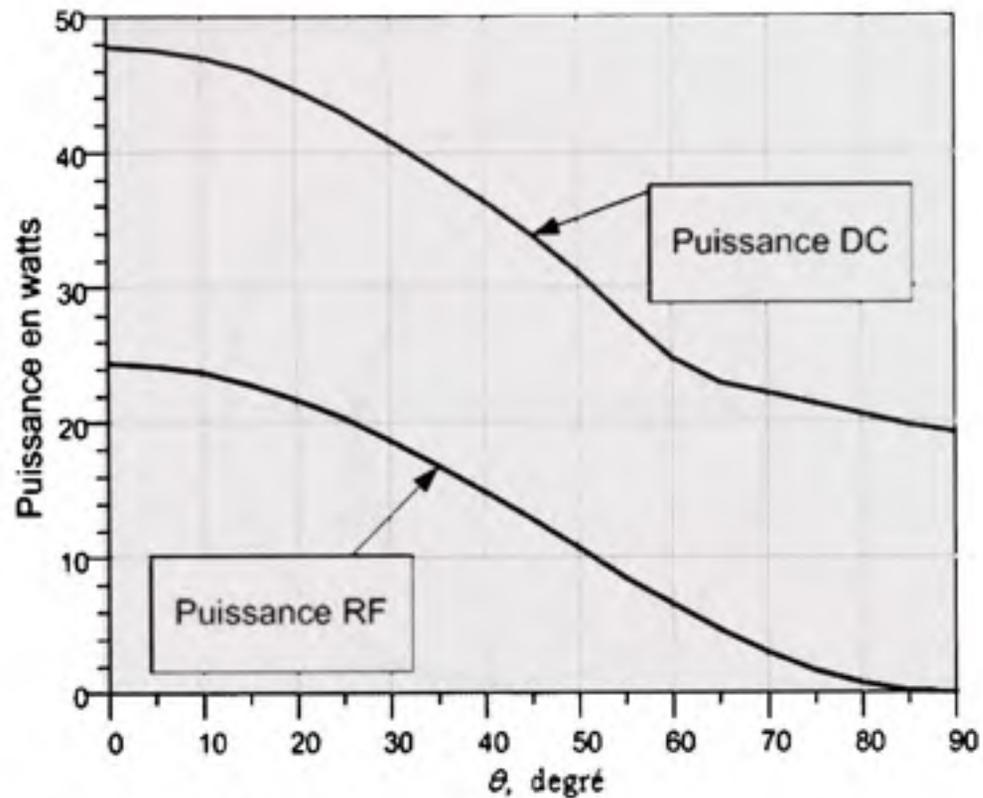


Figure 6.12 *Puissance RF et DC dans un système LINC ayant un combineur Chireix sans stub.*

6.3.1.4 Impédance d'entrée du combineur

À l'aide des tensions et des courants prélevés dans le circuit de la figure 6.5 à l'entrée du combineur Chireix, nous pouvons calculer les impédances d'entrée de ce combineur par le rapport V/I . Les résultats de ces calculs sont présentés dans la figure 6.13 qui montre les deux impédances d'entrée du combineur Chireix sans stub en fonction de la phase du signal original θ . On peut conclure d'après cette figure que le module de chaque impédance augmente et tend vers un circuit ouvert quand la phase tend vers 90° .

En se référant au paragraphe 4.5 qui présente une analyse théorique sur l'impact de l'impédance complexe de l'amplificateur de puissance sur l'impédance d'entrée du combineur Chireix sans stub, on constate que nous avons bien compensé la partie imaginaire de cette impédance. Cette compensation est démontrée par l'allure conjuguée

de Z_1 et Z_2 dans la figure 6.13 qui montre que la partie réelle de chaque impédance est toujours positive en fonction de la phase.

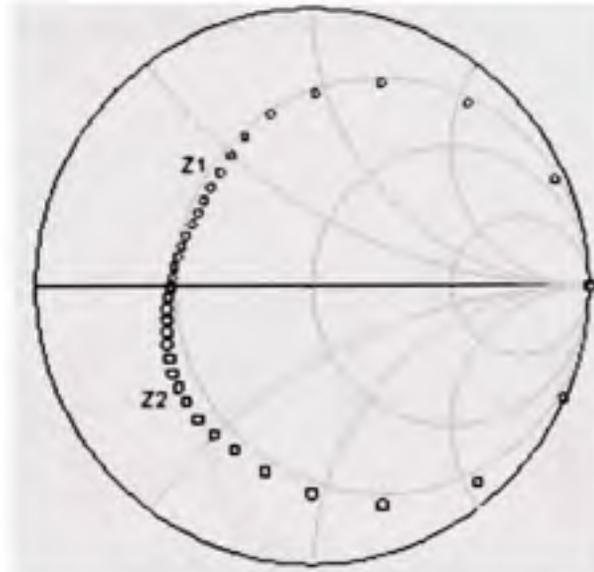


Figure 6.13 *Un abaque de Smith représentant les deux impédances d'entrée du combineur Chireix sans stub dans l'état stable.*

En l'absence de compensation de la partie imaginaire de l'impédance de sortie des transistors, l'impédance d'entrée du combineur sera modifiée. Cette modification touchera uniquement la partie réelle de cette impédance, comme nous l'avons montré par les équations (4.60) et (4.61), et mènera à un coefficient de réflexion dont le module dépassera l'unité.

Pour simuler l'effet de la présence d'une partie réactive non compensée dans l'impédance des transistors, nous avons ajouté au circuit de la figure 6.5 un condensateur de 3 pF à la sortie de chaque transistor. Ce nouveau circuit a été simulé et les résultats obtenus sont présentés dans la figure 6.14. On remarque bien dans cette figure le dépassement du coefficient de réflexion du cercle unitaire de l'abaque indiquant une résistance négative vue à l'une des entrées du combineur Chireix. La présence de réactance non compensée dans l'impédance des transistors aura un impacte sur l'efficacité du système. La figure 6.15 montre la courbe de l'efficacité instantanée du

ystème LINC non compensé. On note bien la chute d'efficacité qui passe à 43% pour $\theta=0^\circ$ au lieu du 60% dans le cas compensé, voir figure 6.7. Par conséquent, la compensation de la partie imaginaire de l'impédance de sortie des transistors est nécessaire pour améliorer la performance du système.

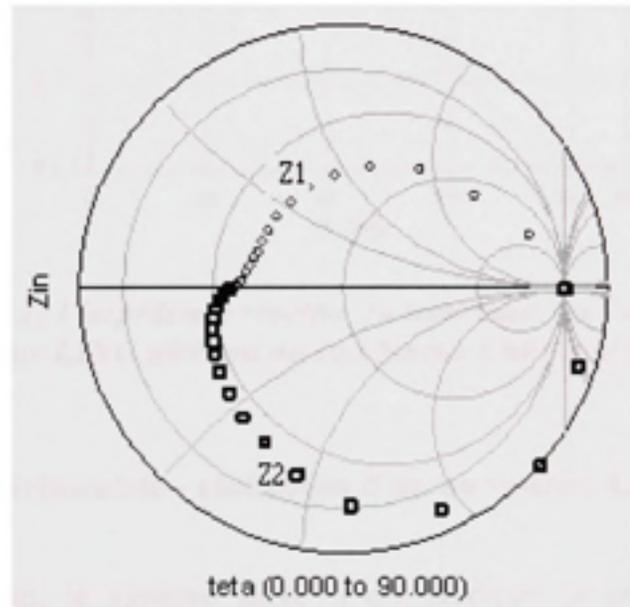


Figure 6.14 *Impact de l'impédance réactive du transistor sur l'impédance d'entrée du combineur Chireix sans stubs.*

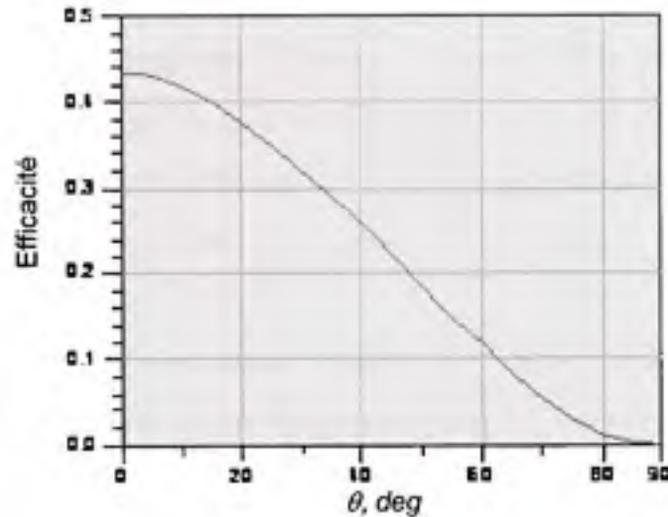


Figure 6.15 *Impact de l'impédance réactive du transistor sur l'efficacité instantanée du système LINC utilisant un combineur Chireix sans stubs.*

6.4 Validation expérimentale – réalisation d'un un système Chireix de 20 watts

Dans un premier essai, le système LINC a été fabriqué en utilisant les transistors CGH40010, également utilisé dans les simulations ADS présenté précédemment. Malheureusement, le montage en laboratoire et l'opération de ces transistors s'est avéré très sensible et nous n'avons pas pu effectuer des mesures complètes pour l'amplificateur fabriqué. Nous soupçonnons que le montage effectué en laboratoire n'était pas suffisamment bien fait ce qui nous a donné des transistors très sensible à l'augmentation du module du coefficient de réflexion, i.e., l'augmentation de l'impédance du combineur en fonction de la phase.

Afin de remédier à ces difficultés et pour vérifier expérimentalement la validité de la théorie présentée dans ce chapitre, nous avons utilisé d'autres transistors disponibles au laboratoire et précédemment montés et testés. Comme la théorie n'est pas reliée à un type de transistor particulier, le phénomène d'augmentation de l'efficacité en fonction de la phase peut être démontré avec toute sorte de transistor polarisé en classe B. Les transistors choisis dans notre cas sont des MHPA21010 fabriqués par la compagnie

Motorola. Ce sont des transistors du type LDMOS (Lateral Diffused Metal Oxide Semiconductor). Ils sont pré-adaptés à l'entrée et la sortie à une impédance de 50Ω et ont un P_{1dB} de 10 watts avec un gain de puissance de 24 dB. Ils ont été conçus pour fonctionner dans la bande de fréquence du système de communication UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) entre 2110 et 2170 MHz.

Notons que la réalisation du système nécessitera également la conception et la réalisation de préamplificateurs et de transformateurs d'impédance.

6.4.1 Conception et réalisation de l'amplificateur de puissance

Le transistor LDMOS utilisé dans la fabrication de l'amplificateur de puissance LINC est présenté dans la figure 6.16. C'est un module en boîtier qui incorpore les circuits d'adaptation d'impédance. Les points de connexion extérieur à ce module sont ; 1) l'entrée RF, 2) alimentation DC de la grille, 3) alimentation DC du drain et 4) la sortie RF.

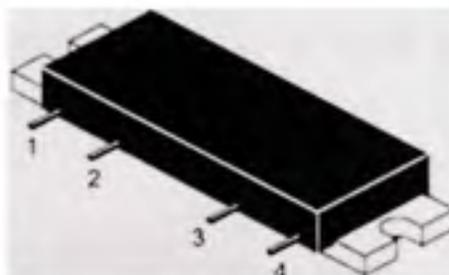


Figure 6.16 *Le transistor MPHA21010 LDMOS fabriqué par Motorola.*

Dans la figure 6.17 nous présentons une photo d'un de deux amplificateurs de puissance utilisant le MPHA21010. Cet amplificateur est monté dans un boîtier en aluminium spécialement conçu et incorporant un radiateur afin d'assurer la bonne dissipation de la chaleur.

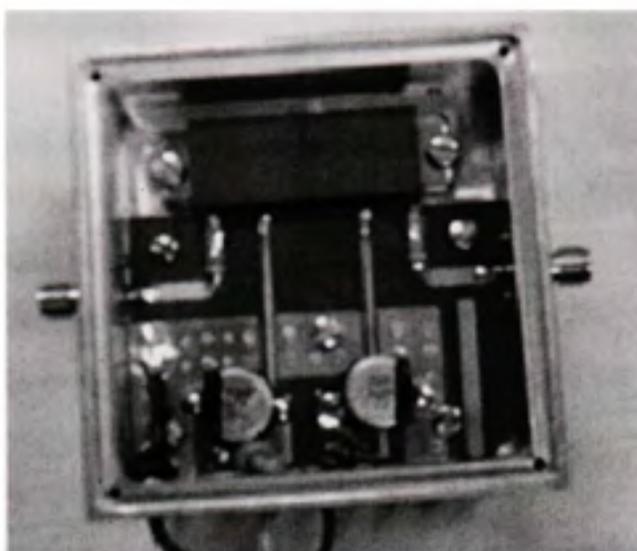


Figure 6.17 *Photo de l'amplificateur de puissance de 10 watts.*

Comme les deux générateurs de signaux RF que nous avons ne peuvent pas offrir la puissance nécessaire pour saturer l'amplificateur de puissance conçu, nous avons conçu et fabriqué deux préamplificateurs (driver) à base de la puce PH530 de la compagnie Prewell. Cette puce contient un amplificateur linéaire ayant un P_{1dB} de 30 dBm et un gain supérieur à 10 dB autour de 2 GHz. La figure 6.18 montre une photo du préamplificateur de puissance ainsi réalisé.

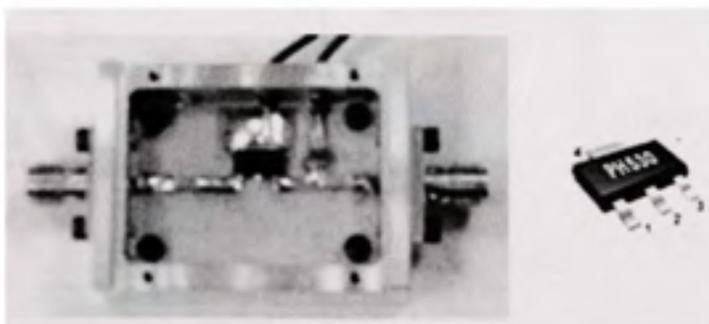


Figure 6.18 *Photo du préamplificateur 30 dBm*

6.4.2 Conception et réalisation des transformateurs d'impédance

Nous avons vu dans ce chapitre que l'efficacité globale du système Chireix peut être améliorée lorsque le drain du transistor de puissance voit une impédance augmentant en fonction du déphasage des deux branches. Dans le cas du module de puissance MPHA21010 utilisé, le circuit d'adaptation de sortie (CAS) est caché dans son boîtier et produit une transformation d'impédance inconnue en fonction de la phase. Cette transformation peut affecter l'amélioration de l'efficacité telle que précédemment discuté. Afin d'assurer que la variation d'impédance vue au drain de chaque transistor est maximisée, ce qui donnerait le maximum de variation dans le courant de drain, une ligne de transmission supplémentaire serait nécessaire entre le combineur et chacun des deux modules, voir figure 6.19. Cependant, comme le CAS n'est pas connu, la longueur optimale de cette ligne, L_0 , doit être déterminée expérimentalement. Pour ce faire, nous avons fabriqué huit paires de lignes ayant des longueurs électriques différentes (entre 0 et $\lambda/2$). Le choix de la longueur optimale est effectué suite aux mesures présentées dans les sections suivantes.

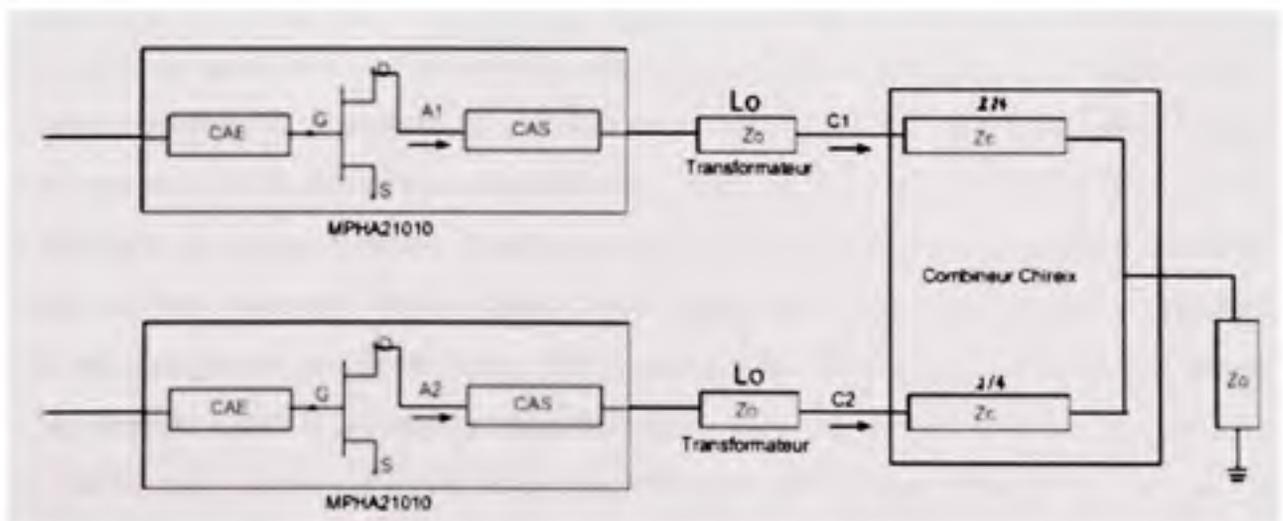


Figure 6.19 Circuit LINC avec un transformateur d'impédance optimisée.

6.4.3 Mesures du système Chirex de 20W

Les composantes conçues et réalisées ont été assemblées selon l'architecture de la figure 6.19 donnant ainsi le système LINC à tester. Le banc de test de la figure 5.7 du chapitre 5, a été utilisé pour effectuer les mesures nécessaires afin d'aboutir à la maximisation de l'efficacité du système Chirex. Nous avons effectué huit groupes de mesures correspondants aux huit différentes paires de transformateurs d'impédance. Ces mesures ont été effectuées avec deux signaux RF sinusoïdaux à enveloppe constante en faisant varier leur phase de façon opposée entre 0° et 90° . Pour chaque phase, nous avons mesuré la puissance à la sortie du combineur et le courant drain fourni par l'alimentation DC de chaque branche.

La figure 6.20 représente les résultats de mesure du système LINC avec quatre transformateurs d'impédance différents choisis d'ordre impaire parmi les huit paires fabriqués. Cette figure montre l'allure du courant de drain dans chaque branche en fonction du déphasage. Tel qu'attendu, la longueur des transformateurs a un impact significatif sur la variation du courant de drain. La figure 6.21 présente l'allure du courant de drain total sur les deux branches du système Chirex pour les mêmes quatre transformateurs d'impédance. Il est clair dans cette figure que le courant total dépend directement de la variation d'impédance en fonction de la phase vue par le drain du transistor de chaque branche. Pour le premier transformateur ($L_o = \lambda/16$) par exemple, le courant total augmente avec la phase. Cette augmentation est expliquée par la présence d'une charge vue par le drain ayant une impédance qui diminue en fonction de la phase. Par contre, pour le quatrième transformateur ($L_o = 5\lambda/16$) on observe l'inverse : le courant total diminue à cause d'une augmentation d'impédance de charge vue par le drain. C'est dans ce cas que nous devons atteindre le maximum de l'efficacité global du système Chirex.

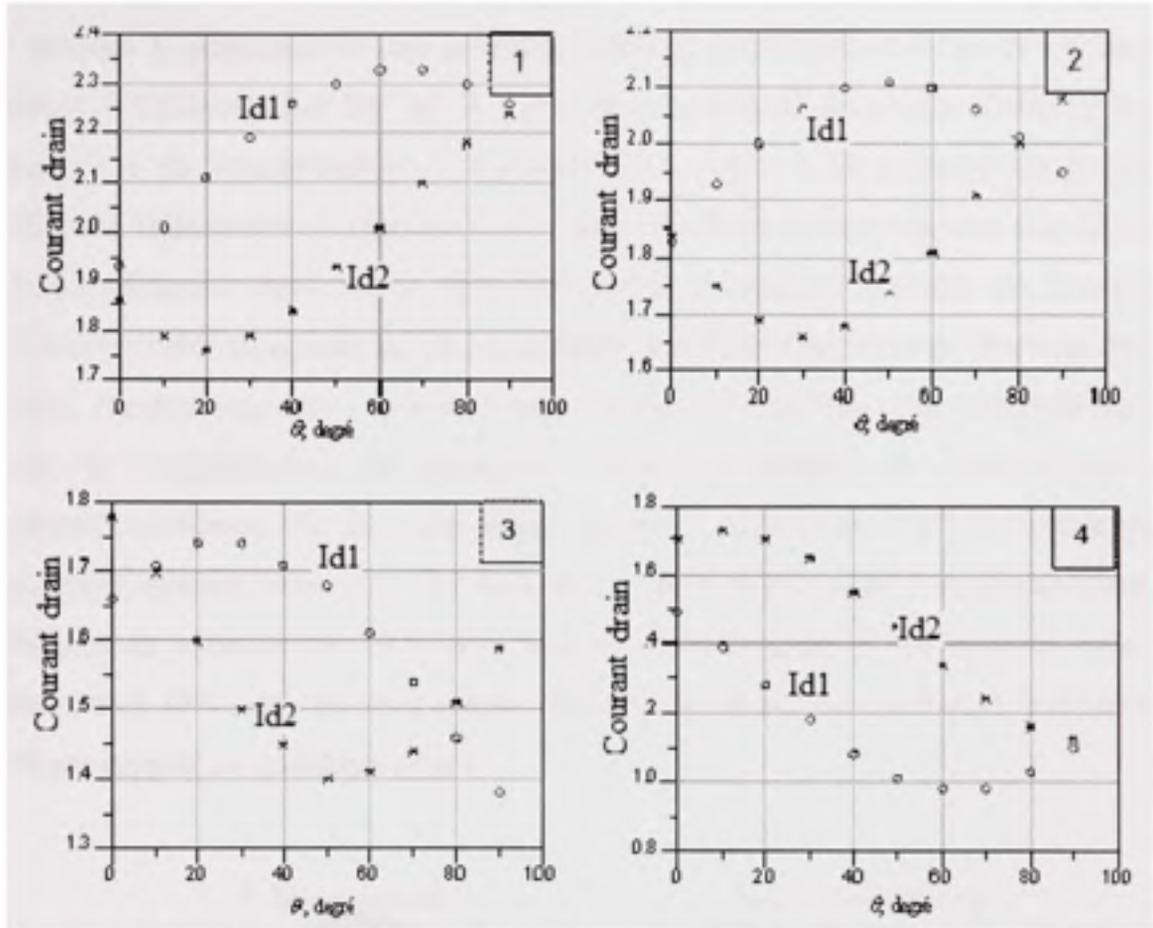


Figure 6.20 Représentation graphique du courant drain en fonction du déphasage pour un LINC avec quatre transformateurs différents

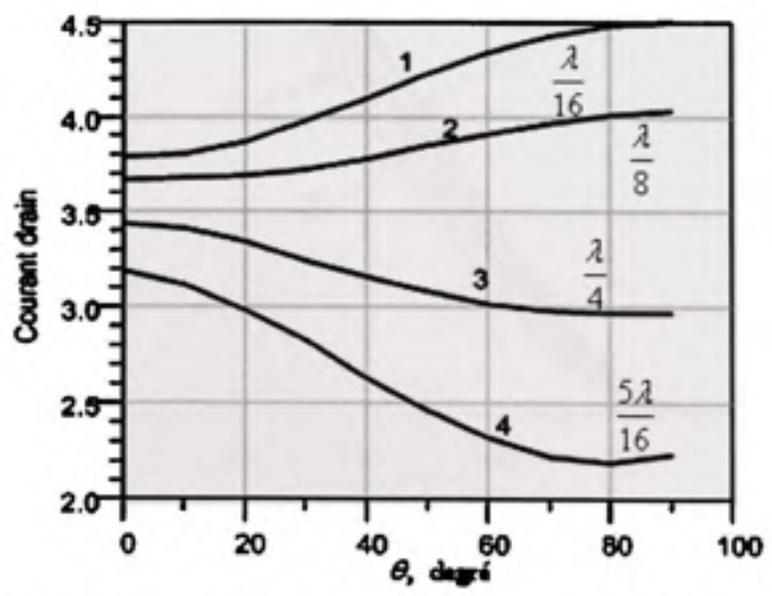


Figure 6.21 Courant drain total dissipé par les deux branches d'un LINC avec combineur Chireix sans stub.

En utilisant la puissance RF mesurée à la sortie du combineur et le courant drain total fourni par l'alimentation DC de 28 volts, on peut obtenir le graphe d'efficacité pour chaque cas de transformation d'impédance. La figure 6.22 présente un graphique l'efficacité instantanée du système LINC pour les quatre transformateurs considérés. À titre de référence, nous avons également inclus l'efficacité mesurée du système en utilisant un combineur hybride. Si on compare les différentes courbes obtenues dans ce graphe, on peut constater qu'avec l'optimisation du transformateur d'impédance à la sortie de l'amplificateur de puissance, l'efficacité globale du système peut être largement améliorée. Par exemple, si on observe l'efficacité à $\theta=50^\circ$, on trouve que le combineur hybride donne 12% d'efficacité, que le transformateur 1 est le pire avec une efficacité du système de 10% alors que le transformateur 4 est optimal avec une efficacité de 15%, soit une amélioration de 25% par rapport au combineur hybride et de 50% par rapport au transformateur 1.

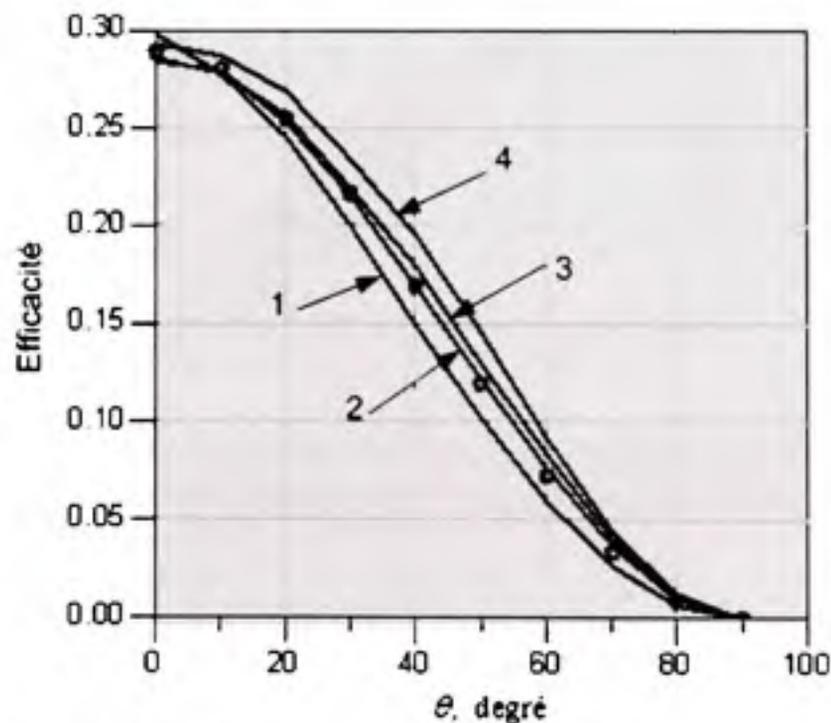


Figure 6.22 Efficacité instantanée d'un LINC utilisant un combineur Chireix sans stub avec différents modèles de transformateur d'impédance.

En plus de l'efficacité, nous avons également mesuré la linéarité du système Chireix sans stub avec les différents transformateurs considérés. Deux types de mesure ont été effectués : (i) mesure de la puissance à la sortie en fonction de la puissance à l'entrée, (ii) mesure d'EVM avec des signaux modulés du type MQAM. La figure 6.23 montre la puissance de sortie mesurée du système LINC en fonction de la puissance d'entrée. Le premier constat qu'on peut tirer de ce graphe est que le système est quasi-linéaire avec tous les transformateurs, toutes les lignes sont des droites, à l'intérieur de l'erreur de mesure. De plus, on peut conclure qu'avec le transformateur 4 le système LINC présente une meilleure linéarité et le meilleur gain de puissance alors que le transformateur 1 donne le plus faible gain.

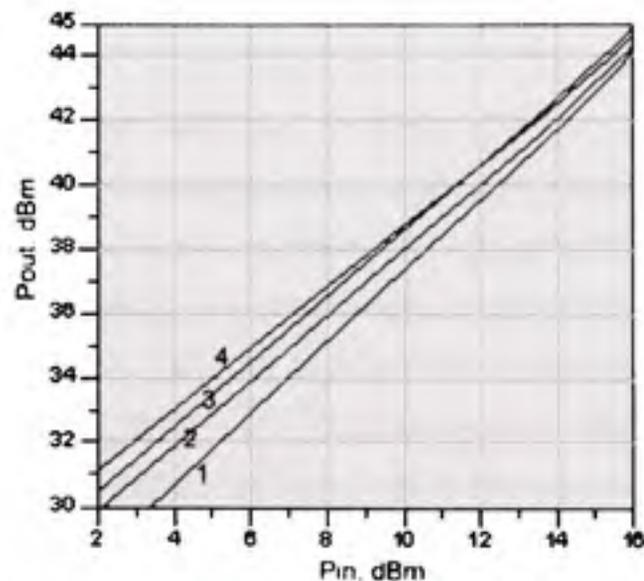


Figure 6.23 Linéarité d'un LINC utilisant un combineur Chireix sans stub avec différents modèles de transformateur d'impédance.

D'autre part, les mesures d'EVM avec l'analyseur de signaux (Agilent VSA 89600) montrent que l'erreur à la réception est la même pour les quatre transformateurs. Cette erreur est de 1.5% pour une modulation 16QAM et de 1.8% pour une modulation 64QAM. Ces résultats sont identiques à ceux obtenus sans amplificateurs et présenté au

tableau 5.3. Ces mesures montrent, par conséquent, que l'amplificateur de puissance, tel qu'opéré, n'a aucun impact sur la valeur d'EVM.

6.5 Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre une étude analytique sur l'interaction entre l'amplificateur de puissance et le combineur Chireix dans un système LINC. L'étude était concentrée sur l'impact de l'augmentation de l'impédance d'entrée du combineur en fonction du déphasage des branches sur l'amélioration de l'efficacité globale du système. Une équation d'efficacité qui traduit cette interaction a été obtenue. Cette équation montre qu'une amélioration significative peut être obtenue avec l'utilisation du combineur Chireix au lieu d'un combineur hybride.

Le résultat analytique a été validé par simulation ADS et expérimentalement. Les résultats de simulation et des mesures obtenus montrent une bonne concordance avec les résultats analytiques. Enfin, on peut conclure que l'utilisation d'un combineur Chireix dans le système LINC produit une grande amélioration d'efficacité moyenne si on optimise la longueur de la ligne de transmission insérée entre l'amplificateur de puissance et le combineur Chireix. Cette amélioration est meilleure que celle obtenue à l'aide de stub et elle n'a aucune influence sur la linéarité du système. L'efficacité moyenne peut être améliorée en plus avec la combinaison des deux moyens cités (ligne entre amplificateur et combineur et stub) en respectant le standard d'EVM acceptable.

CONCLUSION

Le travail effectué dans cette thèse porte sur l'amélioration des performances de l'amplificateur de puissance RF pour les communications sans fil. Nous avons présenté au début de cette thèse une étude analytique de l'amplificateur de puissance à une seule branche qui montre que ce type d'amplificateurs ne peut pas être simultanément efficace et linéaire. Un compromis peut être effectué entre l'efficacité et la linéarité du système d'amplification, mais ça sera sur le coût de la qualité du signal transmis. Nous avons présenté ensuite une revue de la littérature dans laquelle on décrit quelques techniques d'amélioration de l'efficacité et de la linéarité souvent utilisées dans les systèmes d'amplification de puissance.

La technique à la quelle on s'est intéressé tout au long de ce travail de thèse est l'amplificateur LINC. Cette technique malgré sa simplicité, demeurerait assez mal maîtrisée notamment quand un combineur de type Chireix est utilisé. Cette technique consiste à convertir le signal à enveloppe variable en deux signaux à phase variable et enveloppe constante. Ces deux phases du signal original varient de façon opposée entre 0 et 90 degrés quand le signal passe de son amplitude crête à son amplitude minimale. À l'aide de deux amplificateurs efficaces, ces deux signaux seront amplifiés puis combinés pour reproduire de nouveau le signal original linéairement et efficacement amplifié.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté le principe de la technique d'amplification LINC. En effet, nous avons présenté un système LINC utilisant un combineur Chireix basé sur un modèle utilisant des équations complexes qui décrivent l'efficacité et la linéarité du système. Outre la complexité de ces équations, ce modèle prend comme entrée une phase différente de celle issue de la décomposition en bande de base du signal. C'est une phase qui provient de la présence d'un coefficient de réflexion entre l'amplificateur de puissance et le combineur Chireix utilisé à la place du

combineur hybride adapté. Cependant, malgré la complexité de ce modèle, il demeure exact et précis et décrit fidèlement les différents paramètres du circuit comme vérifié sur l'outil de simulation ADS. En effet, les résultats de simulation montrent que l'efficacité moyenne du système peut être largement améliorée avec l'utilisation de susceptance sous forme d'un stub à l'entrée du combineur Chireix. Mais cette amélioration est obtenue en dégradant la linéarité du système.

Notre première contribution dans le cadre de ce travail consiste en l'élaboration d'une nouvelle approche permettant d'une analyse différente et exhaustive du système de combinaison Chireix. En effet, nous avons commencé par étudier le combineur Chireix sans stub en se basant sur les équations complexes ainsi que sur une analyse direct du circuit Chireix sans stub. L'analyse des résultats obtenus, décrits dans le chapitre quatre, montre que le combineur Chireix sans stub ne peut pas être plus performant que le combineur hybride ou Wilkinson en termes d'efficacité et de linéarité. Nous avons aussi établi dans ce chapitre, une relation entre l'impédance d'entrée du combineur Chireix et l'impédance de sortie de l'amplificateur de puissance. D'après cette relation trouvée, le système peut être instable en présence d'une composante réactive dans l'impédance de sortie de l'amplificateur. Par conséquent, un circuit qui compense cette composante est nécessaire pour stabiliser le système. L'impact de la désadaptation d'impédance sur l'efficacité énergétique a été étudié à la fin de ce chapitre en présentant les moyens d'adaptations les plus efficaces.

Après avoir étudié le combineur Chireix sans stub, nous nous sommes intéressés à l'étude du combineur en présence de stub. Avec des observations continues sur les résultats de simulations des graphes de l'efficacité instantanée en fonction de la phase originale, nous avons pu constaté qu'un modèle simplifié pourrait remplacer le modèle des équations complexes. Une simplification très longue a été effectuée dans le cinquième chapitre a abouti au même modèle des équations prévu. Avec ce nouveau modèle les paramètres du combineur Chireix avec stub sont décrits de façon claire et

lisible en fonction de la phase originale du signal. En effet, l'ancien modèle présentait les paramètres du système d'une façon très complexe en se basant sur une nouvelle phase au lieu de la phase originale. En utilisant le nouveau modèle, il est facile de concevoir le combineur Chireix dont les paramètres sont optimisés sans avoir recours à plusieurs simulations ADS contrairement à l'ancien modèle. Une application est présentée à la fin de ce chapitre montre la large contribution des stubs, à l'entrée du combineur Chireix, à l'augmentation de l'efficacité moyenne du système. Il est cependant la source principale de la dégradation de la linéarité du système d'amplification LINC. L'optimisation de sa longueur afin de faire un compromis entre l'efficacité et la linéarité reste limitée. Le signal transmis contient en effet un niveau de distorsion assez élevé et qui risque de dépasser le niveau distorsion permis par le standard des communications sans fil.

La dernière analyse présentée dans le sixième chapitre de cette thèse porte sur la relation entre l'impédance d'entrée du combineur Chireix sans stub et le courant drain de l'amplificateur de puissance. Nous montrons que la variation de l'impédance d'entrée du combineur Chireix en fonction de la phase originale du signal peut être exploitée pour augmenter l'efficacité propre à l'amplificateur de puissance et par conséquent l'efficacité globale du système. Cette méthode consiste à insérer une ligne de transmission, qui joue le rôle d'un transformateur d'impédance, entre l'amplificateur et le combineur. Le drain du transistor voit donc une impédance qui augmente en fonction de la phase. Avec cette augmentation d'impédance, le courant drain de l'amplificateur de puissance diminue en fonction de la phase originale créant une augmentation significative de l'efficacité globale du système. La simulation ainsi que les mesures expérimentales montrent que ce gain d'efficacité n'affecte pas la linéarité du système.

Nous proposons alternativement l'utilisation de la deuxième méthode qui consiste à utiliser le combineur Chireix sans stub avec un transformateur d'impédance sous forme

d'une ligne de transmission en série entre l'amplificateur de puissance et le combineur. Cette méthode, validée expérimentalement, nous permet d'avoir une efficacité globale du système largement meilleure sans affecter sa linéarité.

Notons à la fin de cette thèse que les résultats expérimentaux obtenus avec l'amplificateur pré-adapté MPHA21010 sont limités à cause d'une adaptation interne d'impédance pour des applications particulières. Un meilleur résultat pourrait être obtenu en cas d'utilisation d'un autre transistor pour lequel on applique une adaptation appropriée à notre étude.

RECOMMANDATIONS ET TRAVAUX FUTURES

À la fin de cette thèse et à la lumière des différents résultats obtenus, nous constatons qu'on peut obtenir une linéarité parfaite avec l'utilisation d'un combineur Chireix sans stub équivalente à un combineur hybride adapté. En plus, l'efficacité globale obtenue avec le combineur Chireix sans stub peut être améliorée avec l'ajustement de la longueur d'une ligne de transmission entre l'amplificateur de puissance et le combineur Chireix. Nous avons vu que le taux d'amélioration d'efficacité peut dépasser 50% en comparaison avec le combineur hybride. Avec ces performances du combineur Chireix sans stub, on peut recommander de l'utiliser dans tous les amplificateurs de puissance basés sur une topologie LINC comme le cas de l'amplificateur MILC (Poitou, 2006).

L'amplificateur LINC avec combineur Chireix sans stub peut être utilisé comme partie intégrante d'une architecture d'amélioration de l'efficacité présentant des faibles performances de linéarité, comme le cas de l'amplificateur Doherty. En effet, le LINC peut être utilisée comme amplificateur principal et/ou auxiliaire. Le système LINC, présentant une linéarité quasi-parfaite, comparable à celle d'un amplificateur de classe A, mais avec une efficacité énergétique largement meilleur, peut remplacer l'amplificateur d'erreur (généralement choisi de classe A), dans le système Feedforward. L'efficacité énergétique de ce système sera donc améliorée sans pour autant affecter sa linéarité.

ANNEXE I

Évaluation des voltages (suite du paragraphe 4.2.2.1)

$$V_1 = \frac{r_{max}}{2} e^{j\theta} \quad (I.1)$$

$$V_2 = \frac{r_{max}}{2} e^{-j\theta} \quad (I.2)$$

À la sortie de deux amplificateurs de puissance, on obtient deux signaux V_{o1} et V_{o2} qui sont le résultat de l'addition des voltages incidents GV_1 et GV_2 avec les voltages réfléchis Γ_1GV_1 et Γ_2GV_2 . On peut exprimer ces deux voltages comme suit :

$$V_{o1} = G \frac{r_{max}}{2} [1 + \Gamma_1] e^{j\theta} \quad (I.3)$$

$$V_{o2} = G \frac{r_{max}}{2} [1 + \Gamma_2] e^{-j\theta} \quad (I.4)$$

Puisque Γ_1 et Γ_2 sont conjuguées, les voltages V_{o1} et V_{o2} sont aussi conjugués. Donc, nous allons continuer l'analyse avec l'équation (I.3) seulement.

Nous savons que :

$$\Gamma_1 = \frac{Z_1 - Z_o}{Z_1 + Z_o} \quad (I.5)$$

L'impédance Z_1 est évaluée d'après l'équation (4.9) de la façon suivante :

$$Z_1 = \frac{Z_c^2}{2Z_o} + j \left(\frac{Z_c^2}{2Z_o} + Z_o \right) \text{tg}\theta \quad (I.6)$$

Ou aussi :

$$Z_1 = Z_o \left[\frac{Z_c^2}{2Z_o^2} + j \left(\frac{Z_c^2}{2Z_o^2} + 1 \right) \operatorname{tg} \theta \right] \quad (I.7)$$

Posons $Z_a = \frac{Z_c^2}{2Z_o^2}$ afin de faciliter l'analyse et évaluant Γ_1 , on aura donc :

$$\Gamma_1 = \frac{Z_a + j(Z_a + 1)\operatorname{tg} \theta - 1}{Z_a + j(Z_a + 1)\operatorname{tg} \theta + 1} \quad (I.8)$$

et

$$1 + \Gamma_1 = 2 \cdot \frac{[Z_a + j(Z_a + 1)\operatorname{tg} \theta]}{Z_a + j(Z_a + 1)\operatorname{tg} \theta + 1} \quad (I.9)$$

$$1 + \Gamma_1 = 2 \cdot \frac{Z_a + j(Z_a + 1)\operatorname{tg} \theta}{(Z_a + 1)(1 + j\operatorname{tg} \theta)} \quad (I.10)$$

$$1 + \Gamma_1 = 2 \cdot \frac{Z_a + j(Z_a + 1)\operatorname{tg} \theta}{(Z_a + 1)(1 + \operatorname{tg}^2 \theta)} \cdot (1 - j\operatorname{tg} \theta) \quad (I.11)$$

$$1 + \Gamma_1 = 2 \cdot \frac{Z_a + j(Z_a + 1)\operatorname{tg} \theta - jZ_a \operatorname{tg} \theta + (Z_a + 1)\operatorname{tg}^2 \theta}{(Z_a + 1)(1 + \operatorname{tg}^2 \theta)} \quad (I.12)$$

$$1 + \Gamma_1 = 2 \cdot \frac{Z_a + jZ_a \operatorname{tg} \theta + j\operatorname{tg} \theta - jZ_a \operatorname{tg} \theta + Z_a \operatorname{tg}^2 \theta + \operatorname{tg}^2 \theta}{(Z_a + 1)(1 + \operatorname{tg}^2 \theta)} \quad (I.13)$$

$$1 + \Gamma_1 = 2 \cdot \frac{Z_a + Z_a \operatorname{tg}^2 \theta + \operatorname{tg}^2 \theta + j\operatorname{tg} \theta}{(Z_a + 1)(1 + \operatorname{tg}^2 \theta)} \quad (I.14)$$

$$1 + \Gamma_1 = 2 \cdot \frac{Z_a (1 + \operatorname{tg}^2 \theta) + \operatorname{tg}^2 \theta + j \operatorname{tg} \theta}{(Z_a + 1)} \cdot \cos^2 \theta \quad (\text{I.15})$$

$$1 + \Gamma_1 = 2 \cdot \frac{Z_a + \sin^2 \theta + j \sin \theta \cdot \cos \theta}{(Z_a + 1)} = 2 \cdot \frac{Z_a + \sin \theta (\sin \theta + j \cdot \cos \theta)}{(Z_a + 1)} \quad (\text{I.16})$$

Revenons maintenant à l'équation (I.3), on peut écrire :

$$V_{ol} = G \frac{r_{\max}}{2} \left[2 \cdot \frac{Z_a + \sin \theta (\sin \theta + j \cdot \cos \theta)}{(Z_a + 1)} \right] e^{j\theta} \quad (\text{I.17})$$

$$V_{ol} = G \cdot r_{\max} \cdot \frac{Z_a (\cos \theta + j \sin \theta) + \sin \theta (\sin \theta + j \cdot \cos \theta) (\cos \theta + j \sin \theta)}{(Z_a + 1)} \quad (\text{I.18})$$

$$V_{ol} = G \cdot r_{\max} \cdot \frac{Z_a \cos \theta + j Z_a \sin \theta + j \sin \theta}{(Z_a + 1)} \quad (\text{I.19})$$

$$V_{ol} = G \cdot r_{\max} \cdot \frac{Z_a \cos \theta + j \sin \theta (Z_a + 1)}{(Z_a + 1)} \quad (\text{I.20})$$

$$V_{ol} = G \cdot r_{\max} \cdot \left(\frac{Z_a}{(Z_a + 1)} \cos \theta + j \sin \theta \right) \quad (\text{I.21})$$

Donc, les voltages à l'entrée du combineur Chireix sans stubs sont :

$$\boxed{V_{ol} = G \cdot r_{\max} \cdot \left(\frac{Z_c^2}{(Z_c^2 + 2Z_o^2)} \cos \theta + j \sin \theta \right)} \quad (\text{I.22})$$

$$V_{o2} = G \cdot r_{\max} \cdot \left(\frac{Z_c^2}{(Z_c^2 + 2Z_o^2)} \cos \theta - j \sin \theta \right) \quad (1.23)$$

À la sortie du combineur, on trouve le voltage suivant :

$$V_o = \frac{Z_o}{Z_c} (V_{o1} + V_{o2}) \quad (1.24)$$

$$V_o = \frac{2Z_o Z_c}{(Z_c^2 + 2Z_o^2)} \cdot G \cdot r_{\max} \cos \theta \quad (1.25)$$

$$V_o = \frac{2Z_o Z_c}{(Z_c^2 + 2Z_o^2)} \cdot G \cdot V_{in} \quad (1.26)$$

ANNEXE II

Expression simplifiée de l'efficacité instantanée (suite du paragraphe 5.3.1)

L'efficacité instantanée du combineur Chireix avec stubs est présentée sous la forme complexe suivante :

$$\eta(\theta') = \frac{8.y^2.\cos^2 \theta'}{(1+2.y^2.\cos^2 \theta')^2 + (B.Z_o - y^2.\sin 2\theta')^2} \quad (\text{II.1})$$

où :

$$\cos \theta' = \frac{B.Z_o.\text{tg}\theta + 1}{\sqrt{(B.Z_o.\text{tg}\theta + 1)^2 + (\text{tg}\theta + 2y^2.\text{tg}\theta - B.Z_o)^2}} \quad (\text{II.2})$$

Commençons par le traitement de l'équation (II.1),

$$\eta = \frac{8.y^2.\cos^2 \theta'}{\left(\begin{array}{l} 1 + B^2 Z_o^2 + 4y^4 \cos^4 \theta' + 4y^2 \cos^2 \theta' + 4y^4 \sin^2 \theta' \cos^2 \theta' \\ -4y^2 BZ_o \sin \theta' \cos \theta' \end{array} \right)} \quad (\text{II.3})$$

$$\eta = \frac{8.y^2.\cos^2 \theta'}{\left(\begin{array}{l} 1 + B^2 Z_o^2 + 4y^4 \cos^4 \theta' + 4y^2 \cos^2 \theta' + 4y^4 \sin^2 \theta' \cos^2 \theta' \\ -4y^2 BZ_o \sin \theta' \cos \theta' \end{array} \right)} \quad (\text{II.4})$$

Avec $\sin^2 = 1 - \cos^2$, on aura:

$$\eta = \frac{8.y^2.\cos^2 \theta'}{\left(\begin{array}{l} 1 + B^2 Z_o^2 + 4y^4 \cos^4 \theta' + 4y^2 \cos^2 \theta' + 4y^4 \cos^2 \theta' \\ -4y^4 \cos^4 \theta' - 4y^2 BZ_o \sin \theta' \cos \theta' \end{array} \right)} \quad (\text{II.5})$$

$$\eta = \frac{8.y^2.\cos^2 \theta'}{1 + B^2 Z_o^2 + 4y^2 \cos^2 \theta' + 4y^4 \cos^2 \theta' - 4y^2 BZ_o \sin \theta' \cos \theta'} \quad (\text{II.6})$$

$$\eta = \frac{8.y^2.\cos^2 \theta'}{1 + B^2 Z_o^2 + 4y^2(1 + y^2)\cos^2 \theta' - 4y^2 B Z_o \sin \theta' \cos \theta'} \quad (\text{II.7})$$

Remplaçons BZ_o la susceptance normalisée du stub par son équivalence $tg \gamma$ et simplifions par $\cos^2 \theta'$:

$$\eta = \frac{8.y^2}{\frac{(1 + tg^2 \gamma)}{\cos^2 \theta'} + 4y^2(1 + y^2) - 4y^2 tg \gamma tg \theta'} \quad (\text{II.8})$$

Et avec $\cos^2 \theta' = \frac{1}{1 + tg^2 \theta'}$, on aura :

$$\eta = \frac{8.y^2}{(1 + tg^2 \gamma)(1 + tg^2 \theta') + 4y^2(1 + y^2) - 4y^2 tg \gamma tg \theta'} \quad (\text{II.9})$$

Et encore avec $tg \gamma = B.Z_o$, l'équation (II.2) sera :

$$\cos \theta' = \frac{tg \gamma . tg \theta + 1}{\sqrt{(tg \gamma . tg \theta + 1)^2 + (tg \theta + 2y^2 . tg \theta - tg \gamma)^2}} \quad (\text{II.10})$$

Pour remplacer θ' par θ dans l'équation de l'efficacité, l'équation (II.10) doit être évalué sous forme de $tg \theta'$ au lieu de $\cos \theta'$, donc :

$$\cos^2 \theta' = \frac{(tg \gamma . tg \theta + 1)^2}{(tg \gamma . tg \theta + 1)^2 + (tg \theta + 2y^2 . tg \theta - tg \gamma)^2} \quad (\text{II.11})$$

Encore avec $\cos^2 \theta' = \frac{1}{1 + \text{tg}^2 \theta'}$, on peut écrire :

$$1 + \text{tg}^2 \theta' = \frac{(\text{tg} \gamma \text{tg} \theta + 1)^2 + (\text{tg} \theta + 2y^2 \text{tg} \theta - \text{tg} \gamma)^2}{(\text{tg} \gamma \text{tg} \theta + 1)^2} \quad (\text{II.12})$$

Alors
$$\text{tg}^2 \theta' = \frac{(\text{tg} \theta + 2y^2 \text{tg} \theta - \text{tg} \gamma)^2}{(1 + \text{tg} \gamma \text{tg} \theta)^2} \quad (\text{II.13})$$

Donc
$$\text{tg} \theta' = \frac{\text{tg} \theta (1 + 2y^2) - \text{tg} \gamma}{1 + \text{tg} \gamma \text{tg} \theta} \quad (\text{II.14})$$

Remplaçons $(1 + \text{tg}^2 \theta')$ et $\text{tg} \theta'$ dans l'équation (II.9) par leurs équivalences données par les équations (II.12) et (II.14), l'efficacité aura donc la forme :

$$\eta = \frac{8 \cdot y^2}{\left(\frac{(1 + \text{tg}^2 \gamma) \left[\frac{(\text{tg} \gamma \text{tg} \theta + 1)^2 + ((1 + 2y^2) \text{tg} \theta - \text{tg} \gamma)^2}{(1 + \text{tg} \gamma \text{tg} \theta)^2} \right]}{+ 4y^2(1 + y^2) - 4y^2 \text{tg} \gamma \frac{(1 + 2y^2) \text{tg} \theta - \text{tg} \gamma}{(1 + \text{tg} \gamma \text{tg} \theta)}} \right)} \quad (\text{II.15})$$

Posons $\eta = \frac{N}{D}$ avec $N = 8y^2(1 + \text{tg} \gamma \text{tg} \theta)^2$ et $D = \left(\begin{array}{l} (1 + \text{tg}^2 \gamma) [(1 + \text{tg} \gamma \text{tg} \theta)^2 + ((1 + 2y^2) \text{tg} \theta - \text{tg} \gamma)^2] \\ + 4y^2(1 + y^2)(1 + \text{tg} \gamma \text{tg} \theta)^2 \\ - 4y^2 \text{tg} \gamma (1 + \text{tg} \gamma \text{tg} \theta) ((1 + 2y^2) \text{tg} \theta - \text{tg} \gamma) \end{array} \right)$

Arrangeons D sous forme $D = A \text{tg}^2 \theta + B \text{tg} \theta + C$, on aura :

$$A = (1 + \text{tg}^2 \gamma) [\text{tg}^2 \gamma (1 + 2y^2)^2] + 4y^2(1 + y^2) \text{tg}^2 \gamma - 4y^2 \text{tg}^2 \gamma (1 + 2y^2) \quad (\text{II.16})$$

Par simplification, on obtient :

$$A = (1 + \operatorname{tg}^2 \gamma)(1 + \operatorname{tg}^2 \gamma + 4y^2) + 4y^4 \quad (\text{II.17})$$

$$B = ((1 + \operatorname{tg}^2 \gamma)[2\operatorname{tg} \gamma - 2\operatorname{tg} \gamma(1 + 2y^2)] + 8y^2(1 + y^2)\operatorname{tg} \gamma - 4y^2\operatorname{tg} \gamma(1 + 2y^2 - \operatorname{tg}^2 \gamma)) \quad (\text{II.18})$$

Et par simplification de B, on aura $B = 0$.

$$\text{Et} \quad C = (1 + \operatorname{tg}^2 \gamma)(1 + \operatorname{tg}^2 \gamma) + 4y^2(1 + y^2) + 4y^2\operatorname{tg}^2 \gamma \quad (\text{II.19})$$

$$C = (1 + \operatorname{tg}^2 \gamma)(1 + \operatorname{tg}^2 \gamma + 4y^2) + 4y^4 \quad (\text{II.20})$$

On observe que $A = C$ et on peut écrire : $D = A(\operatorname{tg}^2 \theta + 1)$

L'expression de l'efficacité du combineur Chireix aura la forme :

$$\eta = \frac{8y^2(1 + \operatorname{tg} \gamma \operatorname{tg} \theta)^2}{A(\operatorname{tg}^2 \theta + 1)} = \frac{8y^2}{A} (\cos \theta + \operatorname{tg} \gamma \sin \theta)^2 \quad (\text{II.21})$$

$$\eta = \frac{8y^2}{A} \times \frac{1}{\cos^2 \gamma} \times (\cos \gamma \cos \theta + \sin \gamma \sin \theta)^2 \quad (\text{II.22})$$

$$\eta = \frac{8y^2}{A \times \cos^2 \gamma} \times \cos^2(\theta - \gamma) \quad (\text{II.23})$$

$$\eta = K \times \cos^2(\theta - \gamma) \quad (\text{II.24})$$

Avec $A = (1 + \operatorname{tg}^2 \gamma)(1 + \operatorname{tg}^2 \gamma + 4y^2) + 4y^4$:

$$K = \frac{8y^2}{(1 + \operatorname{tg}^2 \gamma)(1 + \operatorname{tg}^2 \gamma + 4y^2) + 4y^4} \times \frac{1}{\cos^2 \gamma} \quad (\text{II.25})$$

$$K = \left(\frac{8y^2}{\frac{1}{\cos^2 \gamma} \left(\frac{1}{\cos^2 \gamma} + 4y^2 \right) + 4y^4} \right) \left(\frac{1}{\cos^2 \gamma} \right) \quad (\text{II.26})$$

$$= \frac{8y^2}{\frac{1}{\cos^2 \gamma} + 4y^2 + 4y^4 \cos^2 \gamma} \quad (\text{II.27})$$

$$= \frac{8y^2 \cos^2 \gamma}{1 + 4y^2 \cos^2 \gamma + 4y^4 \cos^4 \gamma} \quad (\text{II.28})$$

Et finalement :

$$\boxed{K = \frac{8y^2 \cos^2 \gamma}{(1 + 2y^2 \cos^2 \gamma)^2}} \quad (\text{II.29})$$

L'expression finale simplifiée de l'efficacité instantanée du combineur Chireix avec stubs en fonction de la phase originale du signal d'entrée aura la forme suivante :

$$\boxed{\eta = \frac{8y^2 \cos^2 \gamma}{(1 + 2y^2 \cos^2 \gamma)^2} \cos^2(\theta - \gamma)} \quad (\text{II.30})$$

LISTE DE RÉFÉRENCES

- Agilent Technologies, 2005. Logiciel ADS (Advanced Design System).
- Huttunen, A. and R. Kaunisto. 2007 «A 20-W Chireix Outphasing Transmitter for WCDMA Base Stations», *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Volume 55, Issue 12, Part 2, p. 2709-2718.
- Birafane, A. et A. B. Kouki. 2004 «On the Linearity and Efficiency of Outphasing Microwave Amplifiers», *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Volume 52, Issue 7, p. 1702-1708.
- Birafane, A. and A. Kouki. 2005. « Phase-only predistortion for LINC amplifiers with Chireix-outphasing combiners ». *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Volume 53, Issue 6, Part 2, Page(s):2240 - 2250.
- Boumaiza, S. and F. Ghannouchi. 2006. «Study and minimization of the Out-phasing amplifiers nonlinearity». *36th Eur. Microwave Conf. Dig.*, p. 188-191.
- Chireix, H. 1935. «High power outphasing modulation». *Proc. IRE*, vol. 23, no. 11, p. 1370-1392.
- Conradi, C. P. and J. G. McRory. 2002. «Predistorted LINC transmitter». *Electron. lett.*, vol. 38, no. 7, pp. 301-302.
- Cox. D. C. 1974. «linear amplification with nonlinear Components». *IEEE Trans. Communications*, Volume 22, Issue 12, p. 1942-1945.
- Cripps, Steve C. 1999. *RF power amplifiers for wireless communications*, Boston: Artech House INC, 337 p.
- Doherty, W. H. 1936. «A new high efficiency power amplifier for modulated waves». *Proc. IRE*, vol. 24, No. 9, p. 1163-1182.
- Ghannouchi, F. 2004. Note de cours ELE6505: *Circuits micro ondes non linéaires*. École polytechnique de Montréal.
- Grundlingh, J., K. Parker, and G. Rabjohn. 2004. «A high efficiency Chireix Outphasing power amplifier for 5GHz WLAN applications». *MTT-S, Microwave Sym. Dig.*, vol. 3, p. 1535-1538.

- Helaoui, M., S. Boumaiza and F. Ghannouchi. 2008. « On the outphasing power amplifier nonlinearity analysis and correction using digital predistortion technique», *IEEE Radio and Wireless Symp.*, p. 751-754.
- Kahn, L. R. 1952. «Single-Sideband transmission by envelope elimination and restoration ». *Proc. IRE*, vol. 40, Issue 7, p. 803-806.
- Mekechuk, K., W. Kim, P. S. Stapleton and Jong Heon Kim. 2004. «High Frequency Design, Amplifier Linearization : Linearizing Power Amplifiers Using Digital Predistortion, EDA Tools and Test Hardware
http://www.highfrequencyelectronics.com/Archives/Apr04/HFE0404_Stapleton.pdf
- Poitau, G., A. Birafane and A. Kouki. 2004. «Experimental Characterization of LINC Outphasing Combiners» Efficiency and Linearity," in *Radio and Wireless Conf., RAWCON 2004*. 2004 IEEE, pp. 87-90, 19-22 Sept.
- Poitau, G. and A. Kouki. 2006. «MILC: Modified Implementation of the LINC Concept». *MTT-S, Microwave Sym. Dig.*, p. 1883-1886.
- Pozar, D. 1998. *Microwave Engineering*, second edition. USA, John Wiley & Sons, Inc. 716 p.
- Raab F. H.. 1985. «Efficiency of outphasing RF power-amplifier systems». *IEEE Trans. Communications*, vol. 33, p. 1094-1099.
- Raab, Frederick H. 2001. «Maximum Efficiency and Output of Class-F Power Amplifiers», *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 49. Issue 6, part 2, p. 1162-1166.
- Raab, F., P. Asbeck, S. Cripps, P. Kenington, Z. Popovich, N. Pothecary, J. Sevic and Nathan O. Sokal 2003. «High Frequency Design, RF power amplifiers : RF and Microwave Power Amplifier and Transmitter Technologies — Part 4». http://www.highfrequencyelectronics.com/Archives/Nov03/HFE1103_RaabPart4.pdf.
- Sokal, N. O., et A. D. Sokal. 1975. «Class E-A new class of high efficiency tuned single-ended switching power amplifiers», *IEEE journal of Solid-State Circuits*, vol. 10. Issue 3, p. 168-176.
- Stengel B. et W. R. Eisenstadt. 2000 «LINC power amplifier combiner method efficiency optimization». *IEEE Trans. On Vehicular technology*, volume 49, Issue 1, p. 229-234.

- Sundröm L. et M. Johansson. 1994. «Effect of modulation scheme on LINC transmitter power efficiency». *Electronics Letters*, Volume 30, Issue 20, p. 1643-1645.
- Viswanathan, Vani. 2004. « Efficiency enhancement of base station power amplifiers using Doherty technique ». Mémoire de maîtrise en génie électrique, Blacksburg, Virginia, 72 p.
- Wikipédia. L'encyclopédie libre. 2008. «Classes de fonctionnement d'un amplificateur : classe F». <http://fr.wikipedia.org/wiki/Classes_de_fonctionnement_d'un_amplificateur_%C3%A9lectronique#Classe_F>. Consulté le 25 Mars 2008.