HAL
open science

La Boucle Locale Radio et la Démodulation directe de signaux larges bandes à 26GHz.

Sara Abou Chakra

To cite this version:

Sara Abou Chakra. La Boucle Locale Radio et la Démodulation directe de signaux larges bandes à 26GHz.. domain_other. Télécom ParisTech, 2004. English. NNT : . pastel-00001988

HAL Id: pastel-00001988

https://pastel.hal.science/pastel-00001988

Submitted on 13 Nov 2006

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

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

Thèse de doctorat

Spécialité : **Communications et Electronique**

Sara ABOU CHAKRA

La Boucle Locale Radio et la Démodulation directe de signaux larges bandes à 26GHz

Thèse soutenue le 20 décembre 2004 devant le Jury constitué de :

Georges ALQUIE	Président du jury
Geneviève BAUDOIN	Rapporteurs
Bernard JARRY	
Alain MALLET	
Gérard CARRER	Examinateurs
Jorge RODRIGUEZ	
Bernard HUYART	Directeur de thèse

À ma famille……

Aux électroniciens……

Remerciements

Cette thèse est le fruit de trois ans passés au sein de l'équipe RFM du département COMELEC de l'ENST. Ce travail n'aurait pas abouti sans la contribution ou l'encouragement de plusieurs personnes, je tiens donc à les remercier.

Je commence par sincèrement remercier mon directeur de thèse Monsieur Bernard Huyart pour ses conseils, sa patience, son soutien qu'il a gardé jusqu'au bout (et surtout au bout), et pour la grande confiance qu'il m'a constamment accordée.

Je remercie Monsieur Georges Alquié, professeur à l'Université Paris VI, pour avoir participé et présidé le jury de ma soutenance de thèse. J'adresse mes remerciements à Messieurs Gérard Carrer, ingénieur à France Telecom, Alain Mallet, ingénieur au CNES, et Georges Rodriguez Guisantes maître de conférences à l'ENST pour avoir examiné la thèse. Je remercie aussi Madame Geneviève Baudoin, professeur à l'ESIEE, et Monsieur Bernard Jarry, professeur à l'IRCOM, pour l'avoir gentiment rapportée.

En revenant au parcours de la thèse, je tiens à remercier mes compagnons de route, tous les thésards et stagiaires du laboratoire RFM, pour le temps passé, l'ambiance ensoleillée, les encouragements partagés et les discussions engagées.
J'exprime une reconnaissance particulière à Anne-Claire Lepage, Beatriz Amante Garcia, Souheil Bensmida et Guillaume Neveux dont je garderais un merveilleux souvenir à jamais.
Je remercie particulièrement aussi, les ingénieurs Stéphane Sega, Samuel Almeida, Henri Madranges et Juan Martinez Del Campo, pour tout ce qu'ils m'ont apporté ainsi qu'à la thèse.

Je remercie les membres du département COMELEC qui m'ont exprimé beaucoup de gentillesse et de sympathie. Par ailleurs, je remercie Chantal Cadiat pour son aide administrative et son soutien. Merci aussi à Karim Ben Kalaia et Alain Croullebois pour leur contribution aux tâches mécaniques souvent difficiles.

Je tiens à remercier Monsieur Gérard gazoty, maître de conférences à l'IUT de Marseille, pour son aide bien indispensable à la réalisation du circuit démodulateur qui était un élément essentiel dans mon travail.

Je remercie le rectorat de Paris et le Centre National de Recherches Scientifiques Libanais pour avoir financé mon séjour en France au cours des trois années de thèse.

Merci à mes parents et mes sœurs Nour, Joudy et Sirine, pour leurs encouragements, leur grande compréhension pour leur inconditionnel soutien très souvent indispensable le long d'une thèse.

Enfin, un grand merci à tous ceux qui m'ont moralement ou pratiquement soutenue et dont ces lignes ont accidentellement oublié de mentionner.

Résumé

La Boucle Locale Radio (BLR) ou Wireless Local Loop (WLL) est un système qui connecte les abonnés du réseau téléphonique commuté public (PSTN) grâce à une liaison radio. La BLR doit offrir les services suivants: la voix téléphonique, les données dans la bande du son et les services numériques. En France, les bandes de fréquence allouées à la BLR sont autour de 26 et 3,5 GHz. Les caractéristiques de la BLR à 26 GHz sont définies par la norme IEEE 802.16c.

Dans le cadre de cette thèse, une boucle constituée de deux émetteurs/récepteurs fonctionnant dans la bande de 26 GHz a été étudiée. Le système était constitué dans un premier temps de composants disponibles commercialement. Il a été simulé avec le logiciel ADS de Agilent Technologies, et ensuite mis en œuvre au laboratoire RFM.

Les récepteurs employés dans cette plate-forme étaient des récepteurs hétérodynes. Leur structure était donc complexe et la transmission altérée par les non-appariements en gain et en phase entre les voies I et Q des démodulateurs en quadrature. Afin de réduire sa complexité tout en gardant les mêmes performances du système, nous avons choisi de proposer une architecture homodyne du récepteur en introduisant le réflectomètre "cinq-port".

Le réflectomètre cinq-port est un circuit passif linéaire ayant deux entrées et trois sorties. Il est constitué d'un circuit interféromètrique à cinq accès et de trois détecteurs de puissance. Un démodulateur cinq-port en technologie coaxiale a donc été introduit dans le système de transmission à 26 GHz. La démodulation étant validée avec ce circuit, un démodulateur cinq-port en technologie MHIC était réalisé.

Afin de régénérer les signaux I et Q à partir des tensions de sortie du démodulateur cinq-port, un algorithme numérique particulier traite ces trois signaux. Ce traitement effectue simultanément la synchronisation trame et symbole ainsi que la synchronisation porteuse sur chaque trame de donnée transmise. Il inclut aussi une procédure adaptative d'auto-calibrage qui permet de régénérer les signaux I et Q tout en corrigeant tous les défauts de la chaîne de transmission contenant le cinq-port. Ce même traitement permet de corriger les non-appariements entre les deux voies d'un démodulateur classique en quadrature.

Le système de transmission complet a été validé en réalisant la démodulation de signaux modulés en QPSK et en 16QAM avec des débits binaires atteignant 40 Mbit/s. Les diagrammes de constellation de phase obtenus étaient bien normalisés et les taux d'erreurs binaires étaient très proches que ceux définis par la norme de la BLR.

Abstract

The Wireless Local Loop (WLL) is a system using radio signals as a substitute for copper, to complete the “last mile” between the subscriber and the Public Switched Telephone Network (PSTN). The WLL must offer the following services: the phone voice, data in and digital services. In France, the frequency bands allocated to the WLL are around 26 and 3.5 GHz. The 26 GHz WLL characteristics are defined by the standard IEEE 802.16c.

Within the framework of this thesis, a loop made up of two transceivers functioning in the 26 GHz band was studied. The system was initially made up of components commercially available. It was simulated with ADS software of Agilent Technologies, and then implemented at the RFM laboratory.

The receivers employed in this platform were heterodyne receivers. Their structure was thus complex and the transmission deteriorated by the amplitude and phase I and Q imbalance. In order to reduce its complexity while keeping the same performances of the system, we chose to propose a new homodyne receiver by introducing the “five-port” reflectometer.

The five-port reflectometer is a linear passive circuit having two inputs and three outputs. It consists of an interferometric circuit with five accesses and three power detectors. A five-port demodulator in coaxial technology was thus introduced into the 26 GHz transmission system. The demodulation being validated with this circuit, a five-port demodulator in MHIC technology was carried out.

In order to regenerate the I and Q signals from the output voltages of the five-port demodulator, a particular digital algorithm processes these three signals. This digital signal processing carries out frame and symbol synchronisation simultaneously as well as carrier synchronization on each data frame. It also includes an adaptive self-calibration procedure which makes it possible to regenerate I and Q signals while compensating all the transmission chain defaults. The same digital signal processing performs also compensation of the I and Q imbalance for a classical squared demodulator.

The complete transmission system was validated by carrying out the demodulation of signals modulated in QPSK and 16QAM with bit rates reaching 40 Mbit/s. The obtained phase constellation diagrams were well normalised and the bit error rates were very close of those defined by the WLL standard.

Table des matières

Introduction générale 1

Chapitre 1 : Les systèmes de communication 5
1.1- Introduction 5
1.2- Le système de transmission 5
1.3- Les modulations numériques 6
1.3.1- Les diagrammes de constellation de phase 9
1.3.2- La démodulation en quadrature 10
1.4- Les émetteurs 11
1.4.1- L'émetteur direct 12
1.4.1- L'émetteur à deux étages 13
1.5- Les récepteurs 14
1.5.1- L'architecture superhétérodyne 14
1.5.2- L'architecture homodyne 15
1.5.3- L'architecture low-IF 22
1.6- Conclusion 23
1.7- Références bibliographiques 24

Chapitre 2 : La boucle locale radio 25
2.1- Définition de la BLR 25
2.2- Les objectifs du système 25
2.3- Avantages de la BLR 25
2.4- Les principales technologies de la BLR 26
2.5- La bande 24.5-26.5 GHz 27
2.5.1- Les trames de la liaison descendante 28
2.5.2- Les trames de la liaison ascendante 29
2.5.3- Les modulations de la BLR 29
2.5.4- Forme des signaux en bande de base 30
2.5.5- Les séquences CAZAC 30
2.5.6- La randomisation 30

2.5.7- Largeur de canal et débit binaire 31
2.5.8- Performances minimales 32
2.5.8.1- Performances minimales à l'émission 32
2.5.8.1- Performances minimales à la réception 33
2.5.9- Conditions de propagation 34
2.5.10- Modèles de propagation 35
2.5.11- L'évanouissement par la pluie 35
2.5.12- Le masque spectral à l'émission 35
2.6- La BLR vis-à-vis des autres systèmes de communication 36
2.7- Conclusion 37
2.8- Références bibliographiques 38

Chapitre 3 : Le démodulateur cinq-port 39
3.1- Introduction 39
3.2- Le réflectomètre cinq-port 40
3.3- Les circuits interférométriques RF 41
3.4- Les détecteurs de puissance 42
3.4.1- Principe de fonctionnement d'un détecteur à diode 42
3.4.2- Principe de linéarisation d'un détecteur de puissance 44
3.5- Correction de puissance dans le réflectomètre cinq-port 46
3.6- Le démodulateur cinq-port 48
3.7- Le démodulateur cinq-port en technologie coaxiale 51
3.7.1- Circuit interférométrique avec des coupleurs en quadrature 52
3.7.2- Le détecteur de puissance à diode tunnel 54
3.8- Le réflectomètre cinq-port en technologie MHIC 56
3.8.1- L'anneau à cinq branches 56
3.8.2- Le détecteur de puissance à diode Schottky 61
3.8.2.1- Les stubs papillon 62
3.8.2.2- Impédance d'entrée du détecteur de puissance 64
3.8.2.3- Le réseau d'adaptation 66
3.9- Réalisation du circuit cinq-port en technologie MHIC 69
3.10- Expression des signaux de sortie du démodulateur cinq-port 70
3.10.1- Expression idéales des signaux en bande de base 71
3.10.2- Expression réelles des signaux en bande de base 72

3.11- Génération des signaux I&Q par un démodulateur cinq-port 74
3.11.1- Pré-calibrage du démodulateur cinq-port 77
3.11.2- Auto-calibrage du démodulateur cinq-port 79
3.11.3- Comparaison entre le démodulateur cinq-port et un démodulateur IQ direct 79
3.12- Conclusion 80
3.13- Références bibliographiques 81

Chapitre 4 : Système de transmission à 26 GHz 83
4.1- Introduction 83
4.2- Traitement numérique des signaux en bande de base 84
4.2.1- Format des signaux transmis 84
4.2.2- Le filtrage numérique 85
4.2.3- Les procédures de synchronisation 85
4.2.3.1- La synchronisation trames 86
4.2.3.2- La synchronisation symboles 86
4.2.3.3- La synchronisation porteuse 91
4.2.3.4- Le recalage en phase 93
4.3- Application du traitement numérique 94
4.3.1- Filtrage de réception 95
4.3.2- La synchronisation trames et la synchronisation symboles 96
4.3.3- La dérive de fréquence 97
4.3.4- Régénération des signaux I&Q 99
4.4- Système de transmission à 26 GHz 100
4.4.1- Emission à 26 GHz 101
4.4.2- Récepteurs hétérodynes à 26 GHz 103
4.5- Auto-calibrage d'un démodulateur IQ 105
4.6- Mesures et résultats 106
4.6.1- Transmission avec le récepteur hétérodyne 107
4.6.2- Transmission avec le récepteur homodyne 109
4.6.2.1- Description de la carte d'acquisition 110
4.6.2.2- Correction de puissance dans le démodulateur cinq-port 111
4.6.2.3- Compensation des tensions continues de décalage 115
4.6.2.4- Démodulation numérique 117
4.7- Conclusion 120

4.8- Références bibliographiques 121

Conclusion générale 122

Publications 124

Annexe 125

Table des figures

Figure 1.1 : Système de transmission……..5
Figure 1.2 : représentation graphique de l'enveloppe complexe…….....8
Figure 1.3 : diagramme de constellation de la modulation QPSK……..9
Figure 1.4 : diagramme de constellation de la modulation 16QAM……10
Figure 1.5 : démodulateur I/Q en quadrature…….....10
Figure 1.6 : Emetteur direct……..12
Figure 1.7 : Emetteur à deux étages……..13
Figure 1.8 : Récepteur superhétérodyne …….....14
Figure 1.9 : Récepteur homodyne …….....15
Figure 1.10 : Phénomène d'apparition des tensions continues…….……16
Figure 1.11 : Décentrage de la constellation de phase représentant une modulation QPSK, en présence de DC-offset……...….17
Figure 1.12 : Effet d'un DC-offset sur le BER d'une modulation QPSK……..18
Figure 1.13 : Produit d'inter-modulation d'ordre 2 ……19
Figure 1.14 : Elimination du terme d'inter-modulation d'ordre 2……20
Figure 1.15 : Effets des non-appariements en gain (a) et phase (b) avec une constellation de phase de type QPSK……21
Figure 1.16 : Effet d'un déséquilibre en gain sur le BER d'une modulation QPSK……..21
Figure 1.17 : Effet d'un déséquilibre en phase sur le BER d'une modulation QPSK……22
Figure 1.18 : Récepteur low-IF……22
Figure 2.1 : Liaisons dans la BLR……26
Figure 2.2 : Multiplexages TDMA/DAMA……..27
Figure 2.3 : Diagrammes de constellation de phase……..29
Figure 2.4 : Diagramme logique de randomisation……...31
Figure 2.5 : Masque du spectre de type C de l'ETSI……35
Figure 3.1 : réflectomètre cinq-port……..40
Figure 3.2 : schéma général d'un détecteur de puissance……42
Figure 3.3 : schéma équivalent de sortie du détecteur à diode……..43
Figure 3.4 : caractéristique d'un détecteur à diode……...44
Figure 3.5 : linéarisation du détecteur de puissance……45

Figure 3.6 : mesures de v_{mes} en fonction de P_e …….45
Figure 3.7 : linéarisation des 3 détecteurs de puissances du cinq-port…….48
Figure 3.8 : mesures de v_{o3} v_{o4} et v_{o5} en fonction de P_1……....48
Figure 3.9 : Détermination de w……...50
Figure 3.10 : Démodulateur cinq-port en technologie coaxiale……51
Figure 3.11 : coupleur 3dB/90°……52
Figure 3.12 : schéma équivalent du coupleur……...52
Figure 3.13 : caractéristique statique courant-tension d'une diode tunnel……....54
Figure 3.14 : anneau à 5 accès……..56
Figure 3.15 : caractéristiques d'un anneau à 5 branches symétriques……..……58
Figure 3.16 : Coefficients de réflexion de l'anneau à 5 accès……..59
Figure 3.17: modules des paramètres S_{12} S_{13} S_{14} S_{15} ……...60
Figure 3.18 : différence de phase entre les argument de S_{14} et S_{15} en fonction de la fréquence……..60
Figure 3.19 : Modèle de la diode HSCH-9161……61
Figure 3.20 : filtres papillons……63
Figure 3.21 : Réjection du filtre papillon……..63
Figure 3.22 : Coefficient de réflexion du détecteur de puissance……64
Figure 3.23 : Modèle RF équivalent de la diode……...64
Figure 3.24 : Variation du coefficient de réflexion du détecteur de puissance à 26GHz en fonction de la puissance RF……..65
Figure 3.25 : Détecteur de puissance avec la diode Schottky……...66
Figure 3.26 : Variation de l'impédance d'entrée du détecteur de puissance à 26Ghz avec la ligne quart d'onde en fonction de la puissance RF……67
Figure 3.27 : Schéma bloc du détecteur complet……..68
Figure 3.28 : Coefficient de réflexion du détecteur de puissance complet……...68
Figure 3.29 : masque du circuit cinq-port sous ADS……69
Figure 3.30 : circuit cinq-port……...69
Figure 3.31 : récepteur à base du démodulateur cinq-port……70
Figure 4.1 : Format de l'intervalle de temps utilisé…….……84
Figure 4.2 : Schéma bloc du traitement numérique des signaux en bande de base……..……94
Figure 4.3 : Fenêtre d'échantillonnage pour la démodulation en bloc……..95
Figure 4.4 : Coefficients c_k du filtre de réception……96
Figure 4.5 : Schéma bloc de 2 émetteurs……101

Figure 4.6 : Schéma bloc de 2 récepteurs hétérodynes……...103
Figure 4.7 : Variation du BER en fonction de la puissance RF……..107
Figure 4.8.a : Diagramme de constellation de phase d'une QPSK avant le calibrage……108
Figure 4.8.b : Diagramme de constellation de phase de la QPSK après l'auto- calibrage…..108
Figure 4.9 : Variation du BER en fonction de la puissance RF avant et après l'auto-calibrage……..109
Figure 4.10 : Emetteur à 26GHz……109
Figure 4.11 : Récepteur homodyne à 26GHz……..110
Figure 4.12 : montage expérimental pour la linéarisation des détecteurs de puissances……111
Figure 4.13 : 3 tensions de sortie avant et après correction ……...112
Figure 4.14 : Dynamique de la tension en entrée et dynamique des nombres après numérisation……..113
Figure 4.15 : Look Up Table réalisant la correction de puissance……..114
Figure 4.16 : Schéma bloc du circuit d'amplification vidéo et de compensation des tensions continues……...115
Figure 4.17.a : Diagramme de constellation de phase d'une QPSK à 20 Mbit/s……117
Figure 4.17.b : Variation du BER en fonction de la puissance RF pour la QPSK à 20 Mbit/s ……....117
Figure 4.18.a : Diagramme de constellation de phase d'une 16QAM à 40 Mbit/s……118
Figure 4.18.b : Diagrammes de l'œil de la 16QAM à 40 Mbit/s……118
Figure 4.19 : Diagrammes de constellations de phase avant et après la compensation de la dérive de fréquence……...119
Figure A.1 : Schéma interne d'un canal du circuit AD604……125
Figure A.2 : Schéma électrique du circuit de contrôle……127
Figure A.3 : Schéma électrique du circuit de correction d'une voie du démodulateur cinq-port……128

Liste des tableaux

Tableau 2.1 : Largeur de canal et débit binaire…….31
Tableau 2.2 : Performances de l'émetteur à 26GHz…….32
Tableau 2.3 : Performances du récepteur à 26GHz……...33
Tableau 2.4 : Modèle de propagation……34
Tableau 4.1 : caractéristiques de la carte d'acquisition……...111

Introduction générale

La communication de la voix était l'application absolument dominante dans le réseau téléphonique jusqu'aux années 1980. Vingt ans plus tard, la communication de données devient de plus en plus importante et augmentera encore avec l'introduction de nouveaux services multimédia.

Traditionnellement, la bande passante d'une ligne téléphonique est limitée à 3.1 KHz ou 64 Kbit/s. Ces capacités de transmission ne sont pas suffisantes pour offrir tous les nouveaux services qui nécessitent au moins 100 Kbit/s pour la transmission de données et plusieurs Mbit/s pour les services larges bandes.

L'utilisation de lignes téléphoniques numériques asymétriques a attiré une attention spéciale parce qu'elles permettent des débits binaires de 1.5 Mbit/s en liaison descendante et 100 Kbit/s en liaison ascendante. Par contre, les schémas de transmission ADSL existants sont seulement applicables à un nombre mineur d'abonnés à cause de la capacité des câbles et de la distance entre les abonnés et la station centrale qui est limitée à quelques kilomètres. Cette situation est encore plus dramatique avec les technologies radio mobiles, où le système GSM est limité à 13Kbit/s, le GPRS et d'autres systèmes avancés permettent des débits de 100 Kbit/s. Les systèmes de troisième génération promettent d'offrir des débits atteignant 384 Kbit/s, mais des études récentes montrent que les capacités des systèmes 3G ne sont pas suffisantes pour plusieurs applications urbaines et larges bandes.

Les systèmes de radiocommunication fixes comme la boucle locale radio (Wireless Local Loop WLL) promettent une solution alternative pour plusieurs applications larges bandes ne nécessitant pas de mobilité, en fonctionnant dans la bande des fréquences millimétriques.

Afin d'optimiser un système de boucle locale radio il est nécessaire de concevoir l'équipement convenable qui utilise la bande allouée à ces systèmes le plus efficacement possible, tout en offrant une meilleure qualité de transmission.

En s'intéressant particulièrement aux récepteurs de ces systèmes, il est préférable qu'ils possèdent une grande autonomie, une densité d'intégration élevée en ayant évidemment un faible coût. Une architecture ayant ces propriétés serait les récepteurs homodynes.

Les récepteurs homodynes présentent plusieurs défauts, particulièrement pour les fréquences millimétriques. Afin de compenser ces défauts, nous proposons le démodulateur direct cinq-port.

Le démodulateur cinq-port présente les mêmes inconvénients qu'un récepteur homodyne classique, cependant une procédure de calibrage nécessaire à son fonctionnement, permet de minimiser ses défauts de fabrication et de résoudre les différents problèmes inhérents à son principe de fonctionnement.

Dans le cadre de cette thèse, nous allons étudier la boucle locale radio à 26 GHz et proposer le réflectomètre cinq-port comme démodulateur direct large bande adapté à ce système de radiocommunication.

Cette étude est répartie en quatre chapitres :

Le premier chapitre décrit la structure générale d'un système de radiocommunications, présente les différentes architectures employées à l'émission et à la réception d'un système de transmission, ainsi que le principe des modulations nécessaires à toute liaison radio.

Le deuxième chapitre décrit le système de radiocommunication appelé « Boucle Locale Radio ». Après la définition de la BLR, ses objectifs ainsi que ses avantages, nous présentons une comparaison entre la BLR et les autres systèmes de communication, ainsi que les propriétés de la BLR à 26 GHz, telles qu'elles sont définies par la norme standard IEEE 802.16c.

En s'intéressant particulièrement à la réception de la BLR, le troisième chapitre propose une nouvelle architecture pour un récepteur homodyne à 26 GHz, en utilisant le démodulateur cinq-port. Nous décrivons le principe de fonctionnement de ce réflectomètre constitué d'un circuit interférométrique RF à cinq accès suivi par trois détecteurs de puissance à diodes, ainsi que la structure des deux démodulateurs cinq-port que nous avons réalisés. Nous présentons ensuite les expressions mathématiques représentant les tensions de sortie du démodulateur cinq-port, afin de présenter les méthodes de traitement numérique indispensables au bon fonctionnement d'un récepteur contenant ce démodulateur.

Le dernier chapitre présente le traitement numérique que nous devons appliquer aux signaux détectés par un récepteur fonctionnant à 26 GHz, ainsi que l'adaptation de ce traitement numérique à la démodulation avec le cinq-port. Nous appliquons ce traitement sur les signaux délivrés par une plate-forme de test de la BLR à 26 GHz. Cette plate-forme est constituée de deux émetteurs, deux récepteurs hétérodynes et d'un récepteur homodyne employant le démodulateur cinq-port. Nous validons des transmissions larges bandes avec cette plate-forme de test, et nous proposons plusieurs points de recherche afin d'améliorer le système et approfondir l'étude d'une boucle locale radio complète.

*En toute chose, l'on ne **reçoit** qu'en raison de ce que l'on donne*

Honoré de Balzac

- Chapitre 1 -

Les systèmes de communication

1.1- Introduction

Actuellement, les réseaux de transmission sont nombreux, ils banalisent ce moyen de communication. Il serait maintenant possible de communiquer en tous lieux à tout moment, pour recevoir ou transmettre de la phonie et des données.

Les télécommunications sont devenues multimédias pour le grand public, elles transportent aussi bien le son que le texte ou l'image.

Nous allons commencer cette étude par décrire un système de transmission, puis nous allons présenter les modulations numériques permettant de réaliser des radiocommunications. Nous allons présenter ensuite les architectures et les caractéristiques des différents éléments constituants ces systèmes

1.2- Le système de transmission

Le schéma d'un système de transmission, est représenté sur la figure 1.1.

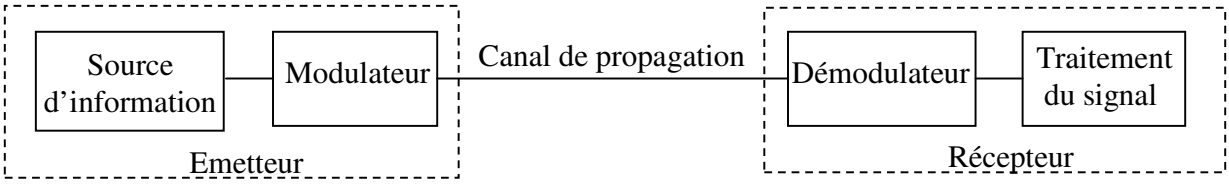


Figure 1.1 *: Système de transmission*

La chaîne de transmission est composée d'un émetteur adaptant les signaux utiles (voix ou données binaires) à transmettre au milieu de propagation, en réalisant « la modulation » d'un signal Radio-Fréquence appelé « porteuse » par un signal basse fréquence qui est la source d'information.

Le signal RF modulé se propage dans le canal de propagation où il va subir de multiples distorsions.

L'antenne du récepteur capte le signal RF modulé, très fortement atténué et distordu, et réalise la démodulation, afin de régénérer le signal émis à partir du signal reçu. Le récepteur doit fournir au destinataire, un message le plus fidèle possible à celui émis par la source d'information.

La chaîne de transmission fait apparaître la notion de **la modulation**. Cette notion est essentielle à toute liaison radio, elle sera interprétée dans le paragraphe suivant.

Nous décrirons ensuite l'effet du canal, les principes de fonctionnement ainsi que les différentes architectures de l'émetteur et du récepteur.

1.3- Les modulations numériques

Les premiers systèmes de communication ont utilisé les modulations analogiques. Les modulations numériques sont le choix des systèmes actuels, spécialement lorsque les services de données comme la multimédia sans fil doivent être offerts. La modulation numérique peut aussi améliorer l'efficacité spectrale, parce que les signaux numériques sont plus robustes contre les altérations des canaux.

Pour pouvoir être transmis, un signal doit être conforme aux caractéristiques du canal. Les messages numériques sont à temps discret et à valeurs discrètes finies. Les canaux de transmission utilisés sont de type à temps continu et à valeurs continues, donc la modulation numérique est une opération qui consiste à associer une suite numérique binaire appelée signal modulant à un signal analogique appelé porteuse, soit à une fonction à valeurs continues et à temps continu.

Ce signal analogique, bien adapté au canal, portera donc l'information relative aux suites numériques [1].

Les modulations numériques peuvent être interprétées de la manière suivante :
Tout signal sinusoïdal peut être décrit par l'équation suivante :

$$s(t) = A_{RF} \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \tag{1.1}$$

Ce signal est entièrement défini par ses caractéristiques physiques, c'est-à-dire son amplitude A_{RF}, sa fréquence f_0 et sa phase φ_0. Il apparaît donc judicieux de faire varier l'amplitude, la phase ou la fréquence de ce signal au rythme du signal numérique utile noté d(t), le signal représenté par l'équation (1.1) devient donc :

$$s_{mod}(t) = A(t)\, cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \tag{1.2}$$

Le terme A(t) représente la modulation d'amplitude du signal sinusoïdal s(t). A(t) est proportionnelle au signal numérique:

$$A(t) = A_{RF}.k.d(t) \tag{1.3}$$

Le terme φ(t) représente la modulation de phase ou la modulation de fréquence suivant les conditions suivantes :

<u>modulation de phase :</u> $\varphi(t) = k \cdot d(t)$ (1.4)

<u>modulation de fréquence :</u> $\varphi(t) = k \cdot \int d(t)$ (1.5)

Il faut préciser que la modulation de fréquence génère une variation de la fréquence du signal s(t) autour de f_0. Dans tous les cas, nous obtenons un signal modulé haute fréquence centré autour de f_0 contenant l'information utile d(t), qui pourra être facilement transmis.
Dans la littérature, le signal s(t) est désigné comme étant « le signal porteur » ou « porteuse » car il transporte l'information; le signal d(t) est désigné comme étant le « modulant », car il module la porteuse.

En conclusion de ceci, nous pouvons dire que tout signal radio-fréquence modulé sera représenté par l'expression :

$$s_{mod}(t) = A_{RF} \cdot a(t) \cdot cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \tag{1.6}$$

Où le modulant apparaît dans l'amplitude et la phase de la porteuse.

En développant l'équation (1.6), nous aboutissons à la représentation équivalente suivante :

$$s_{mod}(t) = A_{RF}\left(I(t)\,cos(2\pi f_0 t) - Q(t)\,sin(2\pi f_0 t)\right) \tag{1.7}$$

Avec $I(t) = a(t)\,cos(\varphi(t))$ et $Q(t) = a(t)\,sin(\varphi(t))$

L'équation nous montre que tout signal radio-fréquence modulé peut être représenté comme une double modulation en quadrature faisant intervenir le signal **Inphase** I(t) et le signal **Quadrature** Q(t).

En notation complexe, l'expression du signal radio-fréquence modulé est le suivant :

$$\underline{s_{mod}}(t) = A_{RF}\left(I(t) + j \cdot Q(t)\right) exp\left(j2\pi f_0 t\right) \tag{1.8}$$

Il est facile de vérifier que la partie réelle de $\underline{s_{mod}(t)}$ est $s_{mod}(t)$. L'expression de $\underline{s_{mod}(t)}$ fait apparaître l'enveloppe complexe notée env(t) :

$$env(t) = I(t) + j \cdot Q(t) \tag{1.9}$$

Nous voyons que les signaux I(t) et Q(t) sont respectivement les parties réelle et imaginaire de l'enveloppe complexe, et que les signaux a(t) et φ(t) sont respectivement le module et la phase de l'enveloppe complexe.

Ceci peut être représenté dans le plan complexe suivant :

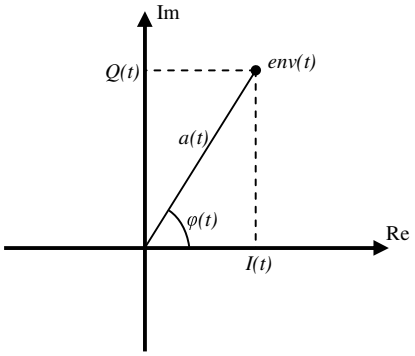


Figure 1.2 : *représentation graphique de l'enveloppe complexe*

Ce graphe représentant le signal Q(t) en fonction du signal I(t) est très utilisé en télécommunications, il permet de représenter les variations d'amplitude et de phase de la porteuse, et il se nomme : le diagramme de constellation de phase [2].

1.3.1- Les diagrammes de constellation de phase

Dans la thèse, nous nous sommes intéressés à deux types de modulation numérique : la modulation à 4 états de phase QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) et la modulation en amplitude et en phase 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation).

- **La modulation QPSK** :

Elle est utilisée dans des applications incluant l'accès multiple par code CDMA (code Division Multiple Access), les services cellulaires, la transmission vidéo numérique DVB-S (Digital Video Broadcasting- Satellite) et la boucle locale radio.
La modulation QPSK est une modulation à saut de phase, où la phase du signal transite entre 45, 135, -45 ou -135°. Ces points sont choisis de manière à être facilement implémentés en utilisant un modulateur en quadrature. Puisque cette modulation est à 4 états, deux bits respectivement répartis sur la voie I et la voie Q forment un symbole.
La figure 1.3 présente le diagramme de constellation de phase d'une modulation QPSK.

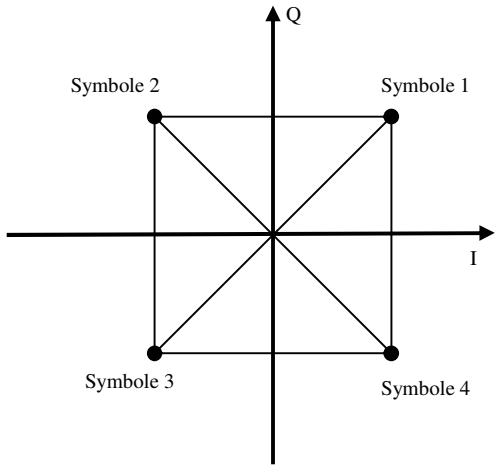


Figure 1.3 : *diagramme de constellation de la modulation QPSK*

- **La modulation 16QAM** :

La modulation QAM est utilisée dans les applications comportant des transmissions numériques micro-ondes, et des modems.

Dans la modulation 16QAM, les 16 états sont formés à partir 4 combinaisons des bits sur la voie I et 4 combinaisons sur la voie Q. Les variations de l'amplitude et de la phase d'un signal modulé en 16QAM permettent les transitions entres ces 16 états. Chaque symbole est formé de 4 bits dont 2 sont transmis sur la voie I et 2 bits sont transmis sur la voie Q. La fréquence symbole d'une modulation 16QAM est donc le quart du débit binaire transmis.

La figure 1.4 présente le diagramme de constellation de phase d'une modulation 16QAM.

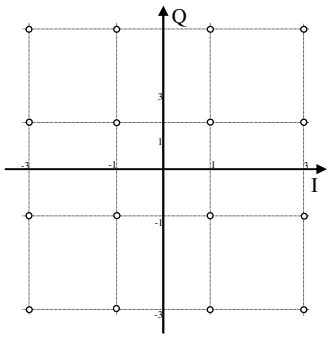


Figure 1.4 : *diagramme de constellation de la modulation 16QAM*

1.3.2- La démodulation en quadrature

L'équation (1.7) définit le signal RF modulé I/Q noté $s_{mod}(t)$, comme étant une double modulation d'amplitude en quadrature avec les signaux modulants : I(t) et Q(t).

Le système qui va régénérer les 2 signaux modulants à partir de $s_{mod}(t)$ aura comme structure :

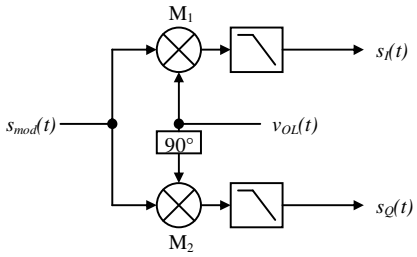


Figure 1.5 : *démodulateur I/Q en quadrature*

Le signal $v_{OL}(t)$ est généré par l'oscillateur local du récepteur, en supposant que ce signal est synchronisé en phase et en fréquence avec le signal modulé, son expression est la suivante :

$$v_{OL}(t) = A_{OL}\, cos(2\pi f_0 t) \tag{1.10}$$

Les 2 signaux $s_1(t)$ et $s_2(t)$ en sortie des 2 mélangeurs M_1 et M_2 sont exprimés par :

$$s_1(t) = s_{mod}(t) \cdot A_{OL}\, cos(2\pi f_0 t) = A_{RF} A_{OL}\left(I(t)\, cos^2(2\pi f_0 t) - Q(t)\, sin(2\pi f_0 t)\, cos(2\pi f_0 t)\right) \tag{1.11}$$

$$s_2(t) = s_{mod}(t) \cdot \left(- A_{OL}\, sin(2\pi f_0 t)\right) = A_{RF} A_{OL}\left(Q(t)\, sin^2(2\pi f_0 t) - I(t)\, sin(2\pi f_0 t)\, cos(2\pi f_0 t)\right) \tag{1.12}$$

Les 2 filtres passe-bas en sortie vont éliminés les composantes hautes-fréquences, nous avons ainsi en sortie :

$$s_I(t) = \frac{A_{RF} A_{OL}}{2} I(t) \tag{1.13}$$

$$s_Q(t) = \frac{A_{RF} A_{OL}}{2} Q(t) \tag{1.14}$$

Les 2 signaux de sorties $s_I(t)$ et $s_Q(t)$ sont respectivement proportionnels à I(t) et Q(t). La démodulation ou la régénération des signaux I&Q est donc accomplie.

1.4- Les émetteurs

A l'émission, un signal, qui peut être de la parole ou des données, est d'abord numérisé, codé et mis en forme afin de minimiser l'interférence entre symboles et limiter sa largeur de bande par une partie de traitement numérique du signal. Après une conversion numérique analogique et un filtrage passe-bas de reconstitution, le signal est appliqué à une suite de composants RF qui réalisent la modulation de la porteuse, et l'amplification de puissance du signal et éventuellement une transposition de fréquence. De ce fait, nous pouvons distinguer deux architectures d'émetteurs : l'émetteur direct et l'émetteur à deux étages [3].

1.4.1- L'émetteur direct

La figure 1.6 présente le schéma d'un émetteur direct.

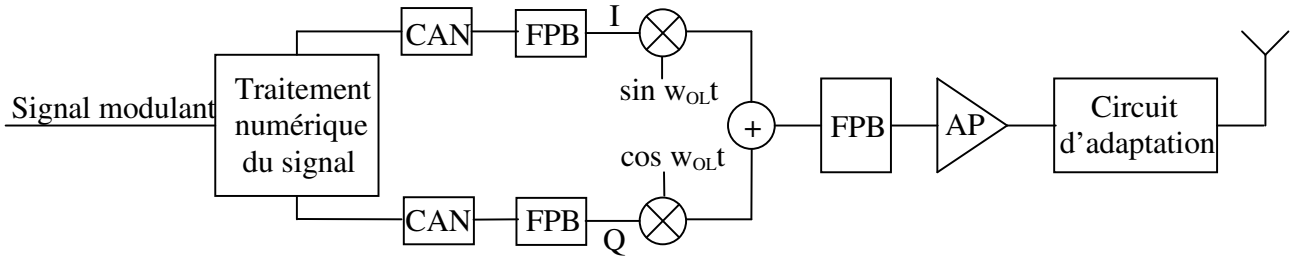


Figure 1.6 : *Emetteur direct*

Dans cet émetteur, la fréquence du signal RF transmis est égale à la fréquence de l'oscillateur local du modulateur, d'où le nom d'émetteur direct. Le modulateur est suivi d'un amplificateur de puissance et d'un système d'adaptation qui permet un transfert maximal de la puissance à l'antenne et le filtrage des harmoniques résultantes des non-linéarités de l'amplificateur.

Cette architecture souffre d'un inconvénient important dû à l'affectation de l'oscillateur local OL par l'amplificateur où le signal après l'amplificateur revient et est réinjecté dans l'OL, parce que la sortie de l'amplificateur est un signal modulé à haute puissance et ayant un spectre centré à la même fréquence que celle de l'oscillateur local. Malgré toutes les techniques employées pour l'isoler, la sortie bruitée du AP continue à corrompre le spectre de l'oscillateur. Cette influence est produite à cause d'un mécanisme appelé « injection pulling »où l'amplitude du signal OL change ou « injection locking » où c'est la fréquence de l'OL qui varie. Afin de réduire ce phénomène, le spectre de la sortie de l'amplificateur doit être suffisamment inférieur ou supérieur à celui de l'oscillateur local. Ceci peut être réalisé en décalant la fréquence de l'OL en additionnant ou soustrayant la fréquence de sortie d'un autre oscillateur local.

1.4.2- L'émetteur à deux étages

Une autre approche permettant de résoudre le problème du « injection pulling » est de mélanger le signal en bande de base en deux (ou plusieurs) étapes pour que le spectre du signal à la sortie de l'amplificateur soit éloigné des fréquences des VCOs. La figure 1.7 présente le schéma d'un émetteur à deux étages.

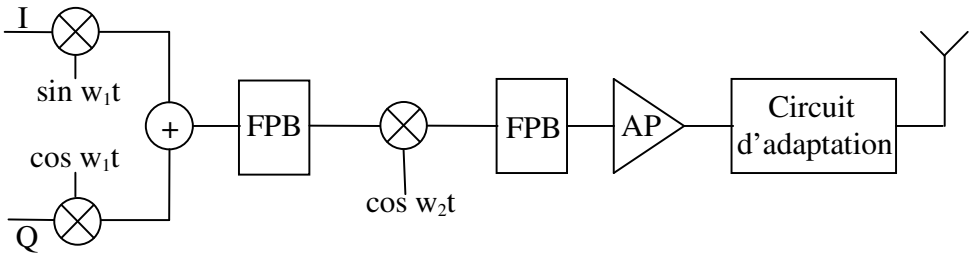


Figure 1.7 : *Emetteur à deux étages*

Le modulateur IQ transpose le signal en bande de base à une fréquence intermédiaire FI=f_1, le signal modulé sera à la fréquence f_1+f_2 après un deuxième mélange et un filtrage passe-bande. Le premier filtre passe-bande coupe les harmoniques du signal à la fréquence intermédiaire, alors que le deuxième supprime les bandes latérales indésirables centrées autour de f_1-f_2.

Puisque la première étape de la modulation se réalise dans cet émetteur à la fréquence FI qui est généralement faible par rapport à la fréquence RF, l'émetteur à deux étages présente par rapport à l'émetteur direct les avantages suivants :

- Des non-appariements en gain et en phase plus faibles entre les voies I&Q, ce qui produit une interférence plus faible entre ces deux voies.
- Le filtre de canal peut être utilisé à la fréquence FI au lieu de la fréquence RF, pour limiter le bruit et les parasites transmis dans les canaux adjacents.

La difficulté dans cet émetteur réside dans la réalisation du deuxième filtre passe-bande qui doit rejeter les bandes indésirables avec un facteur de l'ordre de 50 ou 60dB, parce que le deuxième mélange produit deux bandes latérales avec la même amplitude. Ayant une bande passante à des fréquences élevées, ce filtre est typiquement passif, relativement cher et non-intégrable dans une puce avec les autres composants RF.

1.5- Les récepteurs

A la réception, un signal reçu par une antenne est démodulé par le bloc RF puis est traité par la partie « Traitement du signal » avant d'être reçu par l'utilisateur.
En se référant aux publications, il est possible de distinguer globalement trois approches : le récepteur superhétérodyne, homodyne, et le récepteur low-IF [3].

1.5.1- L'architecture superhétérodyne

La topologie simplifiée d'un récepteur superhétérodyne est représentée dans la figure 1.8.

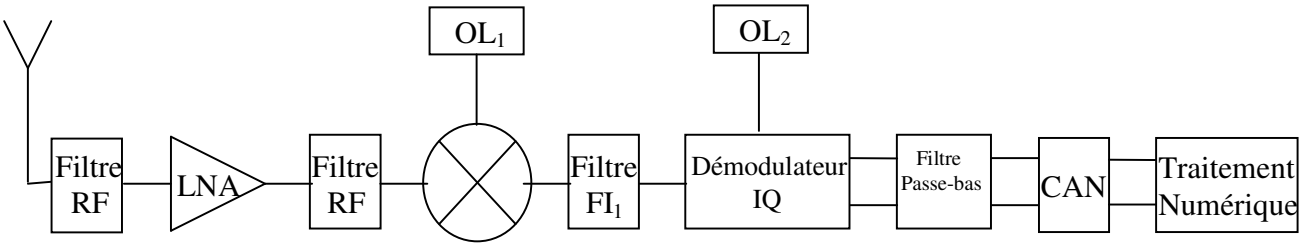


Figure 1.8 : *Récepteur superhétérodyne*

Le principe de fonctionnement de ce récepteur est de transposer le signal radio successivement à une première fréquence intermédiaire FI_1 puis à une seconde FI_2 dans le démodulateur IQ qui effectue une transposition en basse fréquence et une décomposition en I&Q.
Si $s_{in}(t)=A\cos(2\pi f_{in}t)$ est le signal d'entrée et s_{out} le signal présent à la sortie du premier mélangeur, on obtient :

$$\begin{aligned} s_{out} &= A\cos\left(2\pi f_{in}t\right)\cos\left(2\pi f_{ol}t\right) \\ &= \frac{A}{2}\left[\cos\left(2\pi\left(f_{in}-f_{ol}\right)t\right)+\cos\left(2\pi\left(f_{in}+f_{ol}\right)t\right)\right] \end{aligned} \tag{1.15}$$

Par filtrage, seul le premier terme de $s_{out}(t)$ est conservé, le second terme est éliminé. En réglant la fréquence de l'oscillateur local, on peut faire en sorte que $FI=|f_{in}-f_{OL}|$. C'est ainsi qu'est réalisé l'accord avec les différents canaux présents dans la bande du signal radio.
Malheureusement, un signal différent de $s_{in}(t)$ est ramené en fréquence intermédiaire. En effet, les signaux centrés autour de $f_{im}=|f_{in}-2FI|$, appelée la fréquence image, seront aussi transposés en FI.

Ces signaux peuvent être des sources de diaphonie et ils doivent être fortement atténués. C'est pourquoi, juste avant le mélangeur, est introduit un filtre de fréquence image.
Cette architecture offre les meilleures performances en termes de sélectivité et de sensibilité.
L'utilisation du filtre de fréquence image constitue l'inconvénient majeur de ce récepteur. Plusieurs essais ont été tentés pour intégrer cette architecture. Mais les filtres RF et FI sont difficilement intégrables. En effet, pour réaliser ces filtres, il faut intégrer des inductances permettant d'atteindre des facteurs de qualité importants, ce qui est difficile. Les facteurs de qualité que nous pouvons obtenir sont insuffisants pour obtenir une bonne sélectivité du récepteur.

1.5.2- L'architecture homodyne

Le signal RF modulé est reçu par l'antenne, filtré par le filtre passe-bande FPB et amplifié par le LNA (Low Noise Amplifier), ensuite un démodulateur en quadrature permet de récupérer les signaux I/Q. Le récepteur homodyne est présenté dans la figure suivante :

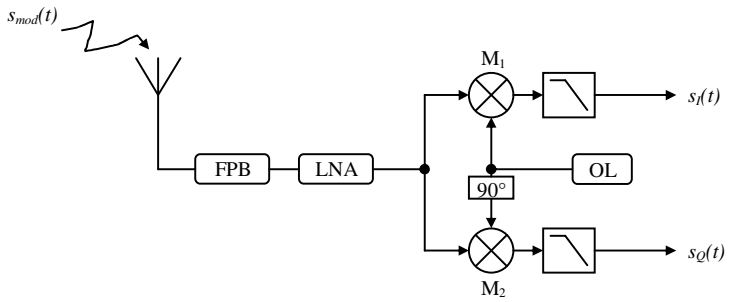


Figure 1.9 : *Récepteur homodyne*

Dans cette architecture, la fréquence de l'oscillateur local est ajustée sur la fréquence du canal désiré $f_{ol} = f_{in}$ d'où FI = 0.
Les principaux avantages de cette structure sont :

- Absence de filtre image : la conversion étant homodyne, l'oscillateur local et le signal utile ont la même fréquence, après la démodulation en quadrature, le problème de la fréquence image n'existe donc plus.
- Intégrabilité : le faible nombre de composants va permettre la réalisation d'un récepteur homodyne entier sur une puce unique et garantir une consommation électrique plus faible

- Simplicité de mise en œuvre : ce système ne nécessite qu'un oscillateur local, en supposant que nous disposions de composants large-bande (déphaseur 90°, mélangeur, diviseur de puissance), il sera aisé de concevoir un récepteur multi-bande ou large-bande avec cette structure homodyne.

Nous pouvons observer que l'architecture homodyne est beaucoup plus simple dans son principe que l'architecture superhétérodyne. Cependant, cette architecture présente les inconvénients suivants :

Tensions continues de décalage :

Le récepteur à conversion directe décrit par la figure 1.9 transpose directement le signal RF en bande de base, c'est-à-dire autour de la fréquence nulle, ainsi les signaux $s_I(t)$ et $s_Q(t)$ en sortie, seront très sensibles à d'éventuelles tensions continues parasites apparaissant à cause de plusieurs phénomènes. La figure suivante explique ceci :

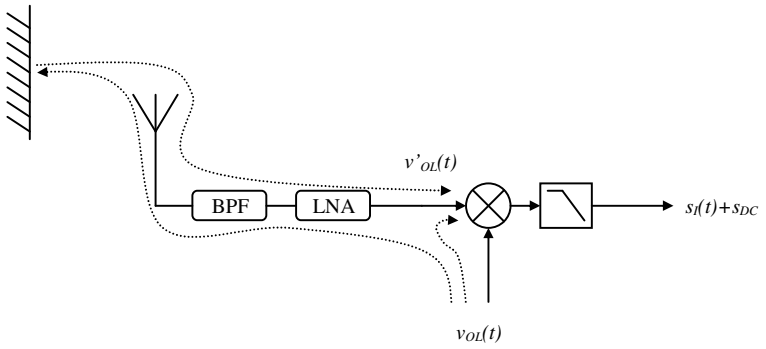


Figure 1.10 : *Phénomène d'apparition des tensions continues*

Cette figure ne montre que la voie I, nous aurions les mêmes phénomènes pour la voie Q. Le signal $v_{OL}(t)$ (équation (1.10)) est généré par l'oscillateur local. L'isolation entre les ports RF et OL du mélangeur n'étant pas parfaite (couplage entre les ports RF et OL), une partie du signal $v_{OL}(t)$ fuit et se retrouve dans la chaîne de réception, ce signal est ensuite émis par l'antenne, réfléchi par un objet quelconque proche du récepteur et finalement reçu par l'antenne.

Un signal parasite $v'_{OL}(t)$ apparaît au port RF et a pour expression :

$$v'_{OL}(t) = \alpha A_{OL} \cos(2\pi f_0 t + \varphi) \tag{1.16}$$

Le mélange de ce signal avec $v_{OL}(t)$ dans le mélangeur nous donne une tension continue (DC-offset) en sortie du démodulateur, représentée par s_{DC} :

$$s_{DC} = KA_{OL}^{2} \cos(\varphi) \tag{1.17}$$

Cette composante continue est indésirable, car elle risque de saturer les circuits en aval du démodulateur (ampli BF et Convertisseur Analogique/Numérique). Un autre inconvénient est le décentrage de la constellation de phase par la présence de ces composantes continues sur les voies I et Q ; la figure suivante représente ceci :

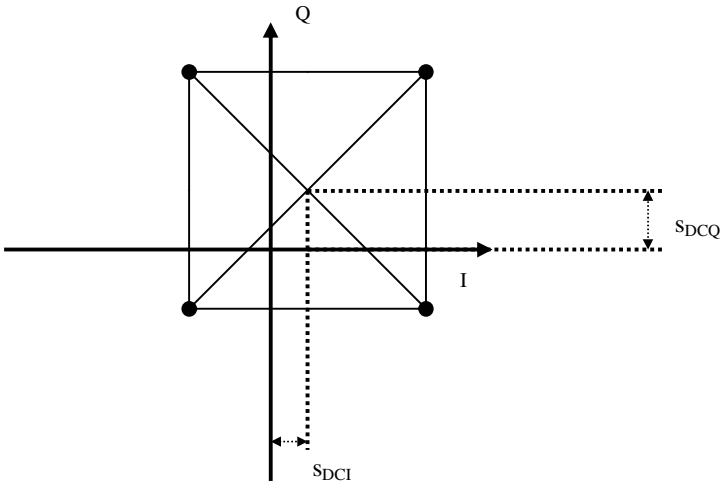
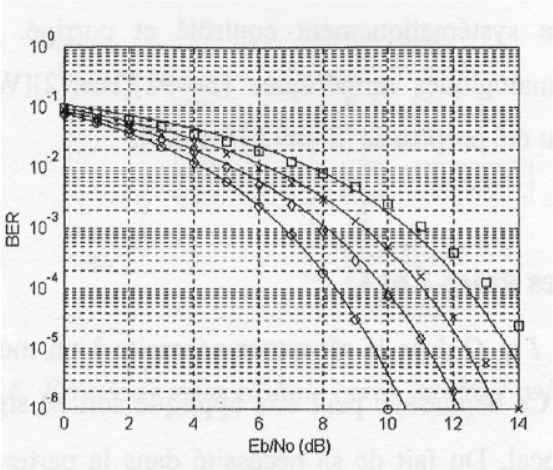


Figure 1.11 : *Décentrage de la constellation de phase représentant une modulation QPSK, en présence de DC-offset*

La présence des tensions continues s_{DCI} et s_{DCQ} décentre la constellation de la modulation QPSK, la séquence binaire régénérée à partir des symboles reçus risque d'être erronée.

La figure suivante nous montre l'impact des tensions continues parasites sur le taux d'erreur binaire BER d'une transmission [4] :



(-) : Résultats d'après l'expression analytique
Simulation avec différentes valeurs de DC-offset pour 10^6 bits :
(o) : sans DC-offset
(◊) : 15 %
(x) : 30%
(□) : 45 %

Figure 1.12 : *Effet d'un DC-offset sur le BER d'une modulation QPSK*

Cette figure nous montre le BER d'une démodulation QPSK en présence d'un bruit additif gaussien blanc (AWGN : Additive White Gaussian Noise) et de tensions continues de décalage; ainsi pour un BER=10^{-3}, le rapport signal sur bruit est détérioré de 4 dB avec une tension continue de décalage représentant 45% de l'amplitude du signal utile. Le changement de l'environnement proche de l'antenne (mouvement de l'utilisateur) va induire une variation de la réflexion de la fuite de l'oscillateur local, engendrant des tensions continues variables dans le temps ; il faut ainsi prévoir des techniques de compensations de DC-offset adaptatives. La première méthode d'élimination de ces DC-offset est de réaliser un couplage capacitif (condensateur en série) aux 2 sorties I et Q, ce qui est équivalent à un filtre passe-haut. Cette technique est simple mais présente de nombreux inconvénients :

- le filtre passe-haut va distordre les signaux $s_I(t)$ et $s_Q(t)$, si la densité spectrale de ces derniers n'est pas négligeable autour de la fréquence nulle
- la valeur du condensateur étant fixée, ce système n'éliminera pas correctement les DC-offset variables dans le temps

Une autre technique plus efficace consiste à estimer par moyennage les tensions continues et à les soustraire aux signaux $s_I(t)$ et $s_Q(t)$; en variant la longueur de la fenêtre de moyennage, il est possible d'adapter les valeurs à soustraire aux variations des termes de DC-offset [5].

Produit d'inter-modulation d'ordre 2 :

Les distorsions d'ordre pair apparaissent lorsque un signal adjacent fort est présent ; la figure suivante illustre ceci :

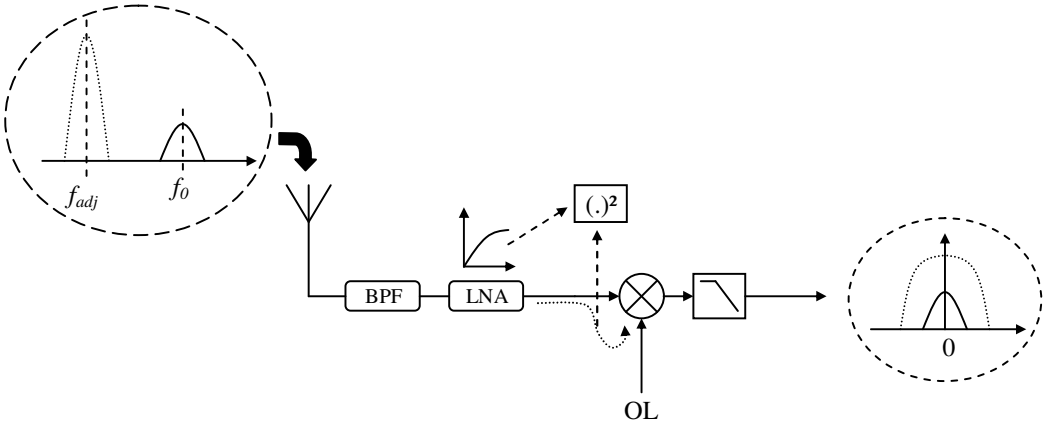


Figure 1.13 : *Produit d'inter-modulation d'ordre 2*

Nous avons en entrée : le signal utile à f_0 et un signal perturbateur puissant à f_{adj} , qui a pour expression :

$$s_{adj}(t) = A_{adj}\left(I_{adj}(t)\cos\left(2\pi f_{adj}t\right) - Q_{adj}(t)\sin\left(2\pi f_{adj}t\right)\right) \qquad (1.18)$$

Dans le récepteur, nous avons 2 types de défaut :

- mauvaise isolation entre les port RF et OL conduisant à une fuite du signal perturbateur fort vers le port OL
- la chaîne de réception est non-linéaire pour les signaux forts, ce qui induit des inter-modulations d'ordre 2,3,…

Ces différents défauts vont faire apparaître une loi quadratique pour les signaux forts. Ceci correspond à une inter-modulation d'ordre 2. Le signal perturbateur fort va donc se mélanger avec lui-même pour produire en sortie du démodulateur un terme en bande de base correspondant à la composante AM du signal perturbateur :

$$s_{pert}(t) = K\left(I_{adj}^{2}(t) + Q_{adj}^{2}(t)\right) \qquad (1.19)$$

Comme le démodulateur est homodyne, les signaux utiles en sortie sont en bande de base ; ainsi le signal $s_{pert}(t)$ est superposé au signaux utiles et ne peut être éliminé par simple filtrage.

Faulkner [6] a proposé une technique afin de résoudre ce problème, la figure suivante représente ceci :

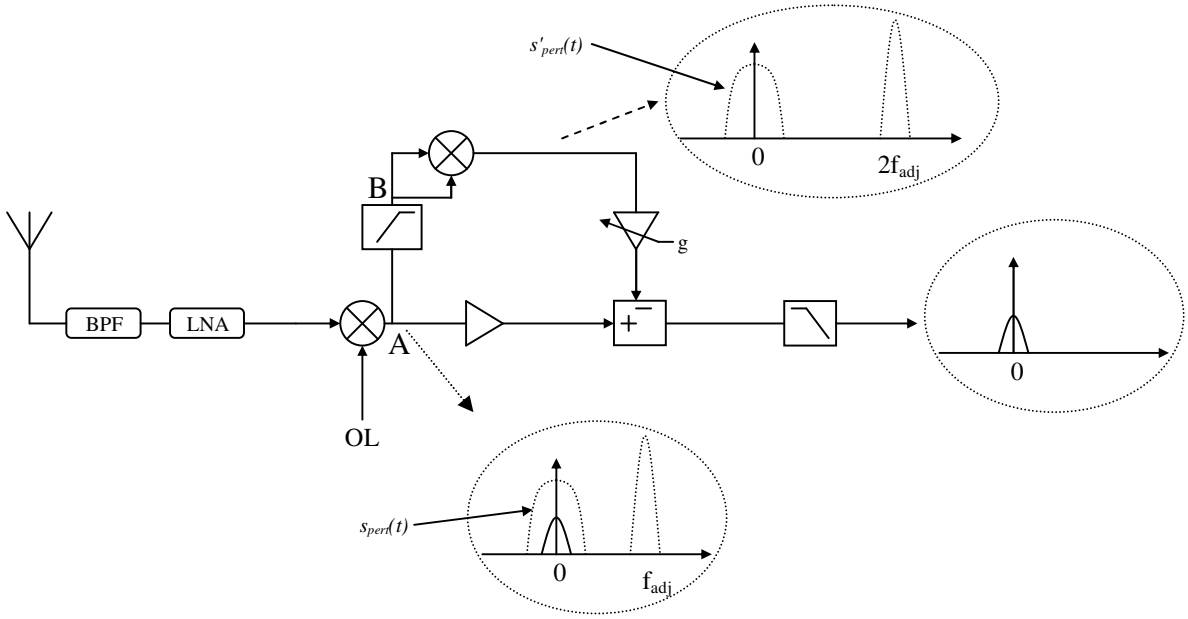


Figure 1.14 : *Elimination du terme d'inter-modulation d'ordre 2*

Un montage de ce type est réalisé pour chaque voie I et Q.

La technique de Faulkner est basée sur l'estimation du signal perturbateur $s_{pert}(t)$:

Au point A, nous observons le signal utile et le signal perturbateur ramenés en bande de base.

Un filtre passe-haut élimine les signaux en bande de base, nous disposons alors du signal adjacent à f_{adj} au point B. Un élément quadratique (mélangeur) permet de générer un signal en bande de base $s'_{pert}(t)$ proportionnel à $s_{pert}(t)$, un amplificateur à gain ajustable (gain g) et un soustracteur réalisent l'annulation du terme d'inter-modulation d'ordre 2 en vérifiant : $s_{pert}(t)-g\ s'_{pert}(t)=0$, un filtre passe-bas élimine les composantes à f_{adj} et $2f_{adj}$, nous récupérons le signal utile en sortie.

Cette technique permet d'améliorer la réjection des canaux adjacents de 11 dB. Alinikula et al [7] ont développé une méthode similaire; cependant, l'estimation du signal perturbateur est réalisé avant le mélange avec l'oscillateur local grâce à un coupleur et un détecteur de puissance. Le signal en sortie du détecteur de puissance dont le niveau est réglé par un amplificateur à gain variable, est soustrait aux 2 sorties IQ du démodulateur afin d'éliminer les termes d'inter-modulation d'ordre 2.

Non-appariements entre les voies I&Q:

Ces phénomènes se produisent lorsqu'il existe des non-appariements en gain et phase entre les voies I et Q du démodulateur homodyne, à cause de la non-idéalité des composants. Ainsi les 2 mélangeurs formant le démodulateur, ne sont plus alimentés par 2 sinusoïdes en quadrature, la séparation des signaux I(t) et Q(t) n'est plus assurée. La figure suivante illustre ces non-appariements.

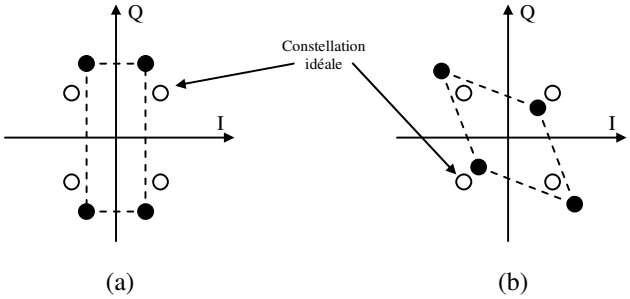
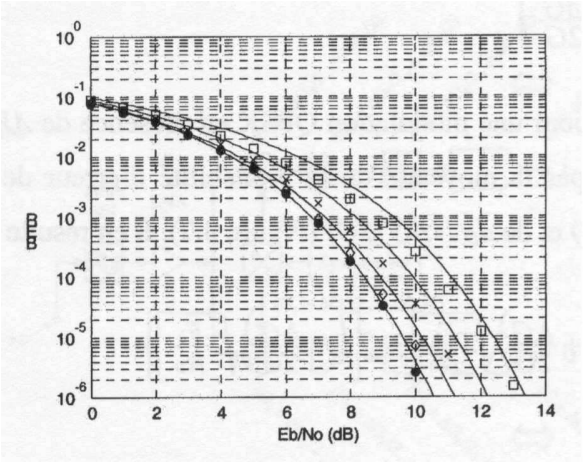


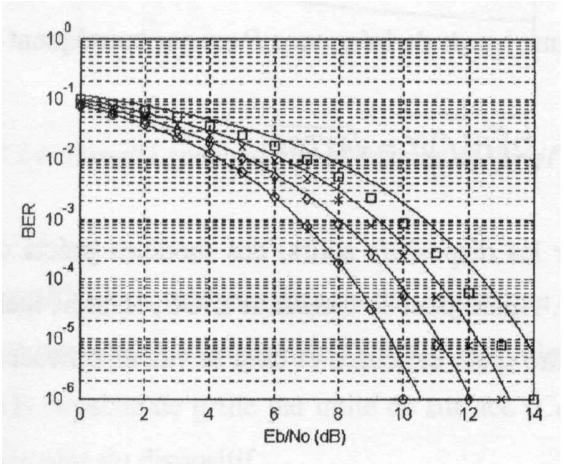
Figure 1.15 : *Effets des non-appariements en gain (a) et phase (b) avec une constellation de phase de type QPSK*

La distorsion de la constellation de phase va induire des erreurs lors de la décision prise sur les symboles reçus, la séquence binaire obtenue sera erronée et le taux d'erreur binaire augmente. Les figures suivantes nous montrent l'impact des déséquilibres en gain et phase entre les voies I et Q, sur le BER [4] :



(-) : Résultats d'après l'expression analytique
Simulation avec différentes valeurs d'erreur de gain pour 10^6 bits :
(o) : sans erreur de gain
(◊) : 20 %
(x) : 40%
(□) : 60 %

Figure 1.16 : *Effet d'un déséquilibre en gain sur le BER d'une modulation QPSK*



(-) : Résultats d'après l'expression analytique
Simulation avec différentes valeurs d'erreur de phase pour 10^6 bits :
(o) : sans erreur de phase
(◊) : 5°
(x) : 10°
(□) : 15°

Figure 1.17 : *Effet d'un déséquilibre en phase sur le BER d'une modulation QPSK*

Ces 2 figures nous montrent le BER d'une démodulation d'un signal QPSK en présence de bruit additif AWGN et de non-appariements en gain et phase entre les voies I et Q :

- pour un BER=10^{-3} : le rapport signal sur bruit est détérioré de 2 dB avec une erreur de gain de 60 % entre les voies I et Q
- pour un BER=10^{-3} : le rapport signal sur bruit est détérioré de 4 dB avec une erreur de phase de 15° entre les voies I et Q

Les non-appariements en gain et phase entre les voies I et Q détériorent la qualité de la démodulation numérique, il est donc nécessaire de trouver une technique pour y remédier.

1.5.3- L'architecture low-IF

Une autre architecture du récepteur est l'architecture Low-IF. Dans cette architecture représentée dans la figure 1.17, FI (≠0) est petite. Ceci permet aux filtres intermédiaires (passe-bande) d'être intégrés par des méthodes classiques Gm/C ou à capacités commutées. Ceci permet aussi de s'affranchir des problèmes d'offset de l'architecture homodyne.

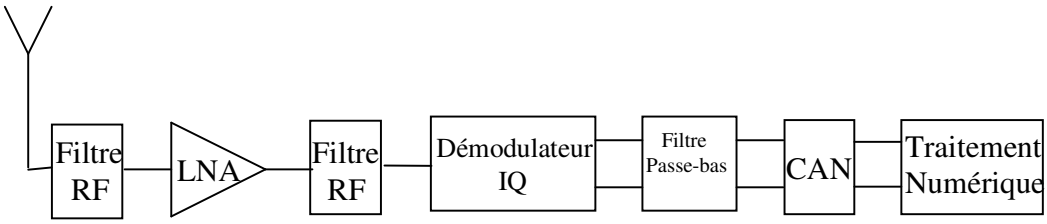


Figure 1.18 : *Récepteur low-IF*

Les signaux de la fréquence image représentent l'inconvénient majeur de ce système. Pour éliminer ces signaux plutôt que de filtrer en hautes fréquences avec un filtre RF aux performances très sévères, il est possible d'utiliser des méthodes de réjection de fréquences images. L'inconvénient de ces techniques d'annulation de la fréquence image est la sensibilité de ces circuits aux appariements entre les voies. On estime qu'on ne peut pas espérer une réjection de la fréquence image de plus que 40dB [3].

1.6- Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre l'idée générale d'un système de radiocommunication. Ensuite après avoir présenté le principe des modulations numériques nécessaires à la transmission des signaux numériques, nous avons décrit les différentes architectures essentiellement employées à l'émission et à la réception d'un tel système de transmission. Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser à un système de radiocommunication particulier connu sous le nom de la Boucle Locale Radio.

1.7- Références bibliographiques

[1]- J. Tisal, « Le radiotéléphone cellulaire GSM », Masson, Paris 1995.

[2]- G. Baudoin, « Radiocommunications numériques », DUNOD 2002.

[3]- B. Razavi, « RF Microelectronics », Prentice Hall 1998.

[4]- B. Manaï, « Méthode de dimensionnement de récepteurs radiomobiles à conversion directe. Application au filtrage à sélection de canal UMTS par la technique des capacités commutées », Thèse soutenue en juin 2002 à l'ENST PARIS.

[5]- C. Holenstein, J. T. Stonick, « Adaptative dual-loop algorithm for cancellation of time varying offsets in direct conversion mixers », *Radio and Wireless Conference, 2000. RAWCON2000. IEEE*, 10-13 Sept.2000, pp: 215 –218.

[6]- M. Faulkner, "IM2 removal in direct conversion receivers", *Vehicular Technology Conference IEEE VTS 53rd*, Vol. 3, pp 1897-1901, 6-9 May 2001.

[7]- P. Alinikula, H.O. Sheck, K.P. Estola, « Elimination of DC offset and spurous AM suppression in a direct conversion receiver », *European Patent Office* : EP0806841, NOKIA, 1996 .

- Chapitre 2 -

La Boucle Locale Radio

2.1- Définition de la BLR

La Boucle Locale Radio ou BLR est un système qui remplace la liaison filaire traditionnelle, en utilisant la technologie radio pour assurer un service téléphonique local fiable, flexible et économique.

2.2- Les objectifs du système

Les centres d'opérateurs de télécommunications publics PTO (Public Telecommunication Operator) précisent, pour la BLR, les objectifs suivants :

- Des services téléphoniques de base à plus faible coût.
- Flexibilité dans la création de nouveaux services de communication.
- Amélioration des services de communication dans les zones rurales.
- Un accès mobile créant un trafic additionnel au réseau PTO.
- Une solution complémentaire pour certaines parties du réseau filaire.

2.3- Avantages de la BLR

Les avantages de la BLR sont nombreux : une installation rapide qui réduit le temps de commercialisation, des coûts d'implémentation inférieurs par rapport aux alternatives fixes, une haute performance et une largeur de bande, et enfin une flexibilité élevée en termes d'échelle d'installation pour satisfaire les nécessités de développement particulières. Les systèmes BLR offrent une capacité remarquablement optimisée pour les communications à deux voies : une seule cellule permet de transmettre la même capacité de bande que celle qu'on peut obtenir en rassemblant plus de 1900 lignes téléphoniques, et ceci pour chaque canal assigné à 28MHz.

L'investissement nécessaire à l'installation d'une boucle locale radio permettant de fournir les services téléphoniques est proportionné à la demande spécifique, ce qui permet l'emploi de ce système même dans des zones où l'installation de solutions fixes ne serait pas justifiée du point de vue économique.

La BLR représente aussi une alternative complémentaire à l'utilisation du réseau fixe, dans les zones urbaines. L'idée serait celle de permettre une plus grande concurrence dans le secteur de la téléphonie urbaine et celui d'Internet qui, donc, amène à baisser les coûts plus rapidement [1].

2.4- Les principales technologies de la BLR

Il existe plusieurs systèmes appliquant le concept de la BLR. La BLR peut être considérée comme des liaisons radio fixes point à point (P-P) ou comme des liaisons numériques point à multipoint (PMP). Plusieurs bandes de fréquence sont allouées à la BLR en Europe. En France, la BLR utilise deux bandes de fréquences autour de 3.5 et 26 GHz :

La BLR à 3.5GHz ou système WiMax : c'est une liaison point à point caractérisée par une portée de 10Km en visibilité directe LOS (Line Of Sight) et de 500m/1Km en visibilité indirecte. Les débits binaires offerts par ce système varient entre 5 & 50Mbit/s, en appliquant la technique de multiplexage fréquentiel OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing).

La BLR à 26GHz : c'est une liaison point multipoint d'une station de base vers les abonnés (liaison descendante) avec une portée de 3-5 Km en visibilité directe, et une liaison point à point de l'abonné vers les stations de base (liaison ascendante), comme le montre la figure suivante :

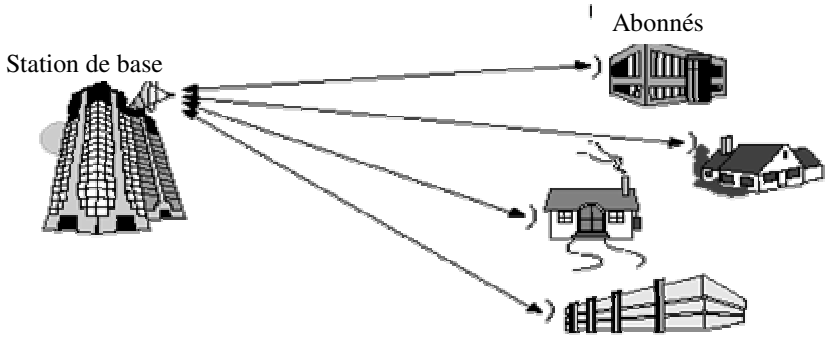


Figure 2.1 : *Liaisons dans la BLR*

Dans le cadre de la thèse, nous allons étudier les caractéristiques de cette liaison, présenter les caractéristiques physiques régissant le fonctionnement de ce système, telles qu'elles sont définies par la norme standard IEEE 802.16c, développer une plate-forme de test d'un système de transmission à 26GHz, et proposer une nouvelle architecture pour le récepteur de ce système.

2.5- La bande 24.5-26.5GHz

La bande de fréquences 24.5-26.5GHz, dite bande des 26GHz, est destinée à recevoir des infrastructures de radiocommunications du service fixe. Elle offre un environnement physique où, à cause de la longueur d'onde courte, la visibilité directe est nécessaire et les multi-trajets sont négligeables. Les canaux utilisés dans cet environnement sont typiquement larges.

Les spécifications physiques des applications opérant dans la bande 24.5-26.5GHz sont désignées avec beaucoup de flexibilité afin d'offrir la possibilité d'optimiser l'implémentation des systèmes tout en respectant la répartition des cellules, le coût, les services, et les capacités radio

Afin de permettre une flexibilité dans l'usage spectral, les deux configurations de multiplexage temporel (Time Division Duplex) TDD et fréquentiel (Frequency Division Duplex) FDD sont exploitées, tout en utilisant un format de transmission en trame (intervalle de temps transmission format). La durée des trames peut être de 0.5, 1 ou 2ms.

La liaison physique ascendante est basée sur une combinaison d'accès multiple par répartition temporelle (Time Division Multiple Access) TDMA et d'accès de demande multiple (Demand Assigned Multiple Access) DAMA.

La liaison descendante est multiplexée temporellement (Time Division Multiplex) TDM où l'information pour chaque abonné est multiplexée dans une suite de données et reçue par tous les abonnés d'un même secteur [2]. La figure 2.2 représente les modes d'accès utilisés dans cette liaison :

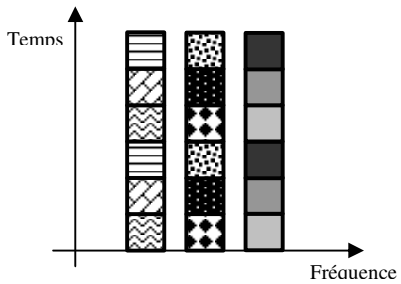


Figure 2.2 : *Multiplexages TDMA/DAMA*

La répartition temporelle TDMA permet à plusieurs abonnés (utilisateurs) de partager la fréquence d'un même canal divisé en plusieurs intervalles de temps. La répartition DAMA est une technique d'accès multiple par répartition fréquentielle FDMA (Frequency Division Multiple Access) dynamique, elle permet d'allouer à chaque abonné désirant transmettre un signal, une certaine fréquence. Une fois la transmission effectuée, ce même canal sera alloué à un autre utilisateur.

Nous allons décrire les principales caractéristiques des trames des liaisons descendantes et ascendantes, la forme des signaux transmis ainsi que les principales caractéristiques à l'émission et à la réception d'une BLR.

2.5.1- Les trames de la liaison descendante

Les trames de la liaison descendante commencent avec un préambule de trame (Frame Start Preamble) utilisé pour la synchronisation et l'égalisation. Il est suivi par une section de contrôle de la trame. La partie suivante porte les données groupées en intervalles de temps.
Le préambule de trame est modulé en QPSK et il est défini à partir d'une rotation de 45° d'une séquence CAZAC (+45° rotated Constant Amplitude Zero Auto-Correlation sequences). Ce préambule est formé d'une séquence de 32 symboles générés par la répétition de 16 symboles d'une séquence CAZAC. Ces 16 symboles sont :

1+j, -1+j, -1-j, 1-j, 1+j, -1-j, 1+j, -1-j, 1+j, 1-j, -1-j, -1+j, 1+j, 1+j, 1+j & 1+j.

L'amplitude du préambule est fonction de l'ajustement de la puissance descendante. Si le schéma d'une puissance instantanée constante est utilisé, le préambule doit être transmis de tel sorte que les points de sa constellation coïncident avec les points situés aux extrémités de la constellation de la modulation utilisée. Si le schéma d'une puissance moyenne constante est utilisé, le préambule doit être transmis avec la valeur moyenne de puissance des points de la constellation de la modulation utilisée.

2.5.2- Les trames de la liaison ascendante

La trame ascendante est multiplexée en TDMA, elle est divisée en intervalles de temps. Chaque intervalle de temps commence par un préambule suivi d'un bloc de données. Ce préambule est basé sur la répétition d'une séquence CAZAC. Le préambule peut être de 16 ou 32 symboles. Le préambule de 16 symboles est constitué de 8 symboles d'une séquence CAZAC répétée une fois. Ces symboles sont : 1+j, -1+j, 1+j, 1+j, -1-j, -1+j, -1-j & 1+j.

Le préambule de 32 symboles est formé de 16 symboles d'une séquence CAZAC répétée une fois.

Ces symboles sont : 1+j, 1+j, 1-j, -1-j, -1-j, 1+j, 1+j, -1+j, 1+j, 1+j, -1+j, 1+j, -1-j, 1+j, -1-j & 1-j.

2.5.3- Les modulations de la BLR

Les modulations généralement utilisées pour la BLR sont la QPSK et la 16QAM. La modulation 64QAM peut être éventuellement utilisée.

Les figures 2.3.a et 2.3.b décrivent respectivement la répartition des bits pour les modulations QPSK et 16QAM.

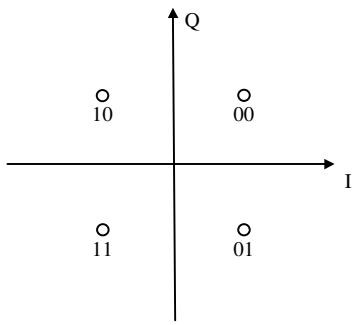


Figure 2.3.a : *Diagramme de constellation de phase d'une modulation QPSK*

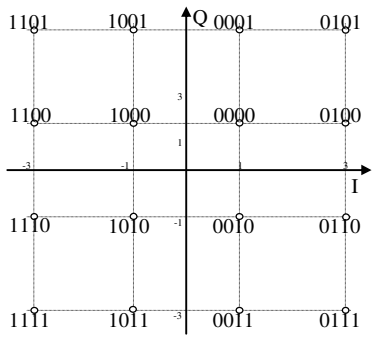


Figure 2.3.b : *Diagramme de constellation de phase d'une modulation 16QAM*

2.5.4- Forme des signaux en bande de base

Les signaux I&Q en bande de base sont filtrés par des filtres en racine carrée de cosinus surélevé, avec un facteur de débordement (roll-off factor) α de 0.25. Le filtre idéal est défini par la fonction de transfert suivante :

$$H(f)=\begin{cases} 1 & si \quad |f|<f_N(1-\alpha) \\ \sqrt{\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\sin\left[\frac{\Pi}{2f_N}\left(\frac{f_N-|f|}{\alpha}\right)\right]} & si \quad f_N(1-\alpha)\le|f|\le f_N(1+\alpha) \\ 0 & si \quad |f|>f_N(1+\alpha) \end{cases} \tag{2.1}$$

f_N est la fréquence de Nyquist, elle est donnée par :

$$f_N=\frac{1}{2T_s}=\frac{R_s}{2} \tag{2.2}$$

2.5.5- Les séquences CAZAC

Les préambules utilisés dans les trames de la BLR sont des séquences d'apprentissage CAZAC.
Ces séquences sont caractérisées par une amplitude constante et une fonction d'auto-corrélation nulle sur une certaine plage. Puisque leur corrélation est nulle, ces séquences sont équivalentes à une impulsion, elles permettent ainsi une meilleure estimation du canal de propagation. Grâce à leur amplitude constante, ces séquences permettent une meilleure estimation des coefficients d'égalisation.
En plus ces séquences sont formées par 8 ou 16 symboles, donc leur période s'écrit sous la forme $L=2^k$ avec k=3 ou 4, ce qui les rend convenables pour la détermination d'une transformée de Fourrier rapide. La périodicité de ces séquences peut aussi être utile pour les algorithmes de synchronisation [3].

2.5.6- La Randomisation

La randomisation est utilisée pour éviter la transmission d'une porteuse non-modulée, ainsi que pour assurer un nombre adéquat de transitions de bits pour réaliser la récupération de l'horloge. Les données des trames de la liaison descendante sont randomisés avec une addition modulo-2,

de ces données avec la sortie d'un générateur de séquence pseudo aléatoire générée suivant le polynôme $c(x)=x^{15}+x^{14}+1$.

Au début de chaque intervalle de temps, le registre de la séquence pseudo aléatoire est initialisé avec la suite 100101010000000. Cette suite est utilisée pour calculer le bit de randomisation qui est combiné dans une porte logique XOR avec le premier bit de donnée de chaque intervalle de temps. La séquence de randomisation est uniquement appliquée aux bits d'information. Les préambules ne sont pas randomisés.

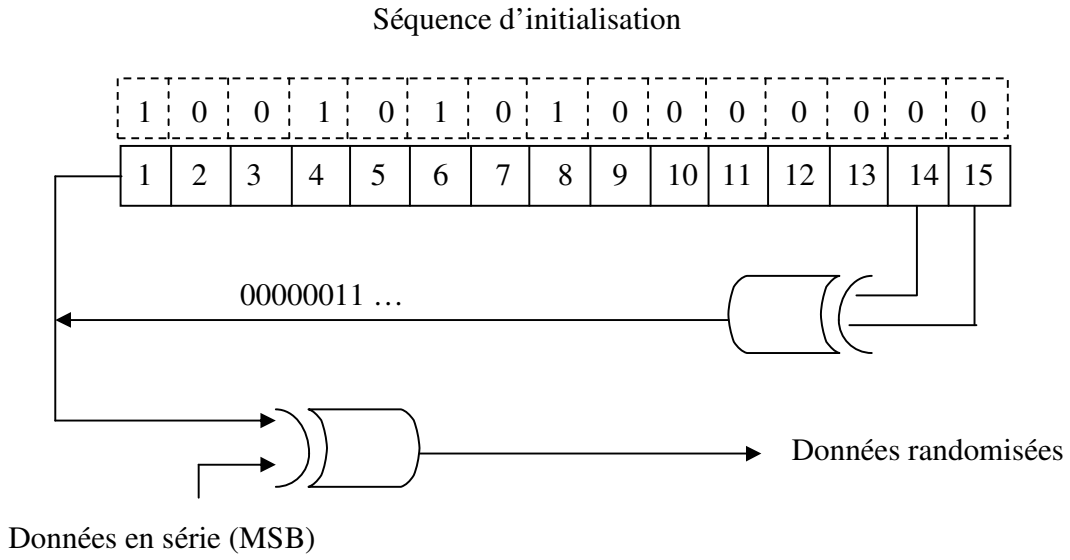


Figure 2.4 : Diagramme logique de randomisation

2.5.7- Largeur de canal et débit binaire

Une large bande spectrale est potentiellement disponible dans la bande 24.5-26.5GHz pour les systèmes point-multipoint. Les systèmes doivent utiliser un filtre en racine carrée de cosinus surélevé avec un facteur de débordement de 0.25 et doivent opérer suivant l'arrangement présenté dans le tableau suivant :

Largeur du canal (MHz)	Fréquence symbole (Mbaud)	Débit binaire (Mbit/s) QPSK	Débit binaire (Mbit/s) 16-QAM	Débit binaire (Mbit/s) 64-QAM	Durée d'une trame (ms)
20	16	32	64	96	1
25	20	40	80	120	1
28	22.4	44.8	89.6	134.4	1

Tableau 2.1 *: Largeur de canal et débit binaire*

2.5.8 Performances minimales

2.5.8.1- Performances minimales à l'émission

Les performances minimales des émetteurs fonctionnant dans la bande 24.5-26.5GHz sont représentées dans le tableau suivant :

Dynamique	40 dB
Niveau de puissance RMS au maximum de puissance pour une QPSK	Au moins +15dBm (à l'entrée de l'antenne)
Variation de la puissance et précision	Pas de 0.5 dB d'une façon monotone
Jigue du temps symbole	<0.02 de la durée nominale d'un symbole sur une période de 2s Erreur de phase cumulative par rapport au premier symbole et pour toute dérive de fréquence <0.04 de la durée nominale d'un symbole sur une période de 0.1s
Densité spectrale de bruit maximale lorsque l'émetteur n'envoie pas d'information	-80dBm/Hz
Précision de la modulation (EVM)	12%(QPSK), 6%(16-QAM) (pour un récepteur idéal, sans égalisation) 10% (QPSK) ,3%(16-QAM) ,1.5%(64QAM) (pour un récepteur idéal avec égalisation)

Tableau 2.2 : Performances de l'émetteur à 26GHz

2.5.8.2- Performances minimales à la réception

Les performances minimales des récepteurs fonctionnant dans la bande 24.5-26.5GHz sont représentées dans le tableau suivant :

Performance en taux d'erreur binaire *Les puissances sont en dBm.* *B représente la fréquence symboles en Mbaud*	s *Pour un BER = 10^{-3} :* QPSK :-94+10.log(B) 16-QAM :-87+10.log(B) 64-QAM :-79+10.log(B) s *Pour un BER=10^{-6}* QPSK :-90+10log(B) 16-QAM :-83+10log(B) 64-QAM :-74+10log(B)
Interférence du premier canal adjacent (dB) *Le bruit est 3dB en dessus du signal interférant*	s *Au BER de 10^{-3} et pour une dégradation de 3dB :* C/I=-9(QPSK),-2(16-QAM) et +5(64-QAM) s *Au BER de 10^{-3} et pour une dégradation de 1dB :* C/I=-5(QPSK), +2(16-QAM) et +9(64-QAM) s *Au BER de 10^{-6} et pour une dégradation de 3dB :* C/I=-5(QPSK), +2(16-QAM) et +9(64-QAM) s *Au BER de 10^{-6} et pour une dégradation de 1dB :* C/I=-1(QPSK), +6(16-QAM) et +13(64-QAM)
Interférence du deuxième canal adjacent (dB)	s *Au BER de 10^{-3} et pour une dégradation de 3dB :* C/I=-34(QPSK), -27(16-QAM) et -20(64-QAM) s *Au BER de 10^{-3} et pour une dégradation de 1dB :* C/I=-30(QPSK), -22(16-QAM) et -16(64-QAM) s *Au BER de 10^{-6} et pour une dégradation de 3dB :* C/I=-30(QPSK), -23(16-QAM) et -16(64-QAM) s *Au BER de 10^{-6} et pour une dégradation de 1dB :* C/I=-26(QPSK), -20(16-QAM) et -12(64-QAM)

Tableau 2.3 : Performances du récepteur à 26GHz

2.5.9- Conditions de propagation

Des conditions de propagation en visibilité directe sont nécessaires entre les stations de base et les abonnés pour assurer une bonne qualité et une disponibilité des services. Les abonnés ont besoin d'antennes très directives qui minimisent le nombre d'interférences avec des sources inattendues et le nombre de multi-trajets qui peuvent produire de l'interférence entre symboles.

2.5.10- Modèles de propagation

Le modèle du canal de propagation s'exprime par l'équation suivante :

$$H(jw)=C_1.e^{(-j.wT_1)}+C_2.e^{(-j.wT_2)}+C_3.e^{(-j.wT_3)} \quad (2.3)$$

Où C_1, C_2 et C_3 sont les amplitudes des coefficients complexes du modèle de propagation et T_1,T_2 et T_3 sont les délais . Ces paramètres sont donnés dans le tableau suivant où B est la bande du canal en Mbaud et le délai résultant est en ns.

Modèle de propagation	**Numéro du coefficient i**	**Amplitude du coefficient C_i**	**Délai du coefficient T_i**
Type 0	1	0	0
Type 1	1	0.995	0
	2	0.0995*exp(-j*0.75)	400/B
Type 2	1	0.286*exp(-j*0.75)	0
	2	0.953	400/B
	3	-0.095	800/B

Tableau 2.4 *: Modèle de propagation*

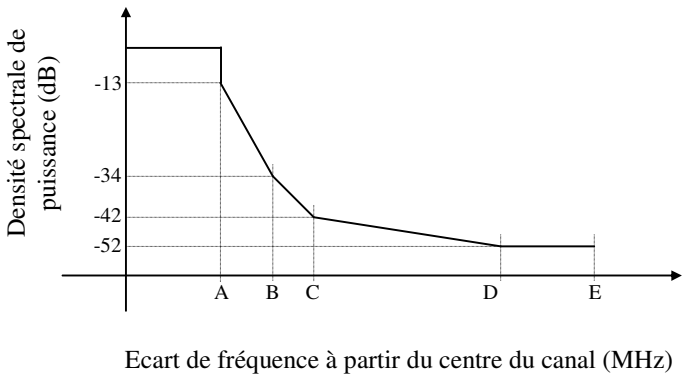
Le type 0 représente un scénario de visibilité directe. Les types 1 et 2 représentent le déploiement de scénarios avec de faibles composantes de multi-trajets.

2.5.11- L'évanouissement par la pluie

Le mécanisme d'évanouissement le plus dominant dans la bande 10-66GHz est celui résultant de l'atténuation de la pluie, ainsi que l'effet des évanouissements non-corrélés entre une transmission interférente et la transmission victime. Les pertes dues à l'évanouissement différentiel peuvent avoir un effet sur la disponibilité intra système et inter système de la liaison. La méthode internationale de calcul de l'atténuation de la pluie est définie par ITU-R P.530-8 [4].

2.5.12- Le masque spectral à l'émission

Pour les systèmes à modulations mixtes (modulation adaptative), ETSI (European Telecommunications Standards Institute) spécifie actuellement le masque spectral le plus rigoureux associé à la modulation la plus complexe dans les canaux adjacents (64-QAM), ce masque est de type C, il est représenté par la figure suivante :



Point	A	B	C	D	E
Valeur en MHz	C/2	22.4C/28	C	2C	5C/2

C est la largeur d'un canal (C=28MHz)

Figure 2.5 : *Masque du spectre de type C de l'ETSI*

2.6- La BLR vis-à-vis des autres systèmes de communication

La BLR présente une alternative aux liaisons par fibres optiques, câbles coaxiaux et lignes asynchrones transmettant des hauts débits (ADSL/VDSL) et offre une capacité supérieure comparée aux autres solutions radio interactives comme les systèmes satellites et les plates-formes stratosphériques.

Les différentes technologies contribuant à l'accès large bande présentent des avantages et des inconvénients.

Il existe essentiellement deux groupes de technologie : technologie filaire représentée par les filtres optiques et les paires torsadées et technologie radio représentée par les satellites, les plates-formes stratosphériques et la BLR.

Généralement, toutes les technologies radio possèdent un potentiel de transmission large bande. Ce potentiel les rend toutes convenables pour la distribution de télévision et de données.

Les systèmes satellite, qui présentent une faible capacité allouée à chaque utilisateur dans leur zone de couverture, possèdent l'avantage d'une couverture totale indépendante de la densité locale. Ils sont donc adaptés à la transmission large bande.

La BLR est une alternative complémentaire aux systèmes de transmission par satellite pour la distribution locale et le système satellite serait utile pour la liaison entre les différentes cellules de la BLR.

Les plates-formes stratosphériques doivent encore démontrer leurs performances. Avec leurs positions élevées, elles doivent avoir une bonne couverture. Les effets d'atténuation seront approximativement identiques à ceux de la BLR. La capacité par kilomètre carré sera plus faible.

La BLR est une solution favorable dans les zones urbaines, et elle constitue une solution supplémentaire aux réseaux interactifs câblés.

Autre que la largeur de bande, un autre paramètre important est la capacité par Km^2. La BLR aurait, suivant les diamètres des cellules et la bande de fréquence qui lui est allouée, une capacité de 150-1500 $Mb/s/Km^2$, alors que les autres technologies radio telles que les satellites LEO et les plates-formes stratosphériques possèdent respectivement des capacités de 100 Kb/s et 1 $Mb/s/Km^2$. La taille réduite des cellules réduit par contre la possibilité d'une transmission large bande à l'extérieur du domaine local, et rend cette transmission localement très efficace.

La BLR présente un potentiel pour jouer un rôle central dans les réseaux d'accès à hauts débits qui se développent actuellement. Les différentes technologies comme la xDSL, les systèmes câblés interactifs, les systèmes satellite multimédia, les systèmes à fibres optiques et la BLR seront en coopération et en compétition afin d'être un élément important du réseau de communication.

Dans les systèmes mobiles de troisième génération, où les cellules sont plus petites que celles de la BLR, la capacité de la BLR la rend une bonne solution pour les connexions aux stations de base du système UMTS.

2.7- Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit un système de transmission large bande nommé la boucle locale radio. Après avoir présenté les objectifs et les avantages de ce système. Nous avons présenté ensuite les fréquences allouées à la BLR en Europe, puis les propriétés régissant le fonctionnement physique de la BLR, telles qu'elles sont définies par la norme IEEE 802.16c. Dans la dernière partie, nous avons présenté une comparaison entre la BLR et les autres systèmes de transmission larges bandes.

2.8- **Références bibliographiques**

[1]- V. K. Garg and E.L. Sneed, “Digital Wireless Local Loop System”, IEEE Communications Magazine, October 1996.

[2]- “Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems”, IEEE 802.16 Standard for Local and metropolitan area networks, Part 16, 2001.

[3]- A. Milewski, “Periodic Sequences with Optimal Properties for Channel Estimation and Fast Start-Up Equalization”, IBM Journal for Research and Development, Vol.27, No. 5, September 1983.

[4]- “ITU-R Recommendation, P.530-8, Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems”.

[5]- A. Nordbotten, “LMDS Systems and their Application”, IEEE Communications Magazine, June 2000.

- Chapitre 3 -

Le démodulateur cinq-port

3.1- Introduction

Le réflectomètre six-port a été développé par Engen [1] dans les années 1970.

Ce système permet de mesurer précisément le rapport complexe de 2 ondes électromagnétiques. Sa première utilisation a été comme analyseur de réseaux pour mesurer des coefficients de réflexion.

La littérature scientifique à ce sujet est abondante [2]. Depuis le début des années 1990, le réflectomètre six-port a été utilisé dans d'autres types d'applications telles que discriminateur de fréquence permettant de réaliser un radar anti-collision pour l'automobile [3], estimateur de la direction d'arrivée de signaux RF multiples permettant de localiser un mobile et de l'affecter à un secteur angulaire de la cellule (SDMA : Spatial Division Multiple Access) [4], et enfin, démodulateur homodyne de signaux RF (Ji Li [5]).

Après le travail de Ji Li concernant le récepteur numérique réalisé avec un système six-port, de nombreux travaux ont été publiés afin de montrer que les systèmes six-port et cinq-port permettaient de réaliser une démodulation homodyne, en appliquant une procédure de calibrage aux tensions de sortie du démodulateur cinq-port.

Dans ce chapitre, nous allons introduire le réflectomètre cinq-port en présentant les circuits interférométriques ainsi que les détecteurs de puissance, nous allons ensuite démontrer l'utilisation du réflectomètre cinq-port en démodulateur homodyne, puis présenter les deux démodulateurs que nous avons étudiés, pour terminer le chapitre avec la description des 3 tensions de sorties du démodulateur cinq-port, ce qui nous permettra de proposer un traitement numérique adéquat des signaux en bande de base dans le chapitre suivant.

3.2- Le réflectomètre cinq-port

Le réflectomètre cinq-port est un circuit ayant 2 entrées radio fréquence RF et 3 sorties en bande de base. Il est constitué d'un circuit interférométrique RF à 5 accès suivi de 3 détecteurs de puissances. La figure 3.1 représente la structure générale du réflectomètre cinq-port.

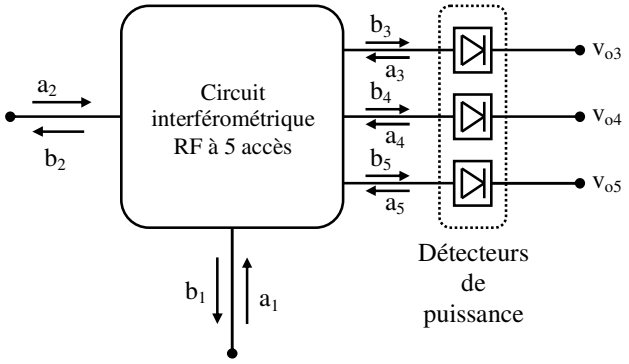


Figure 3.1 : *réflectomètre cinq-port*

Le circuit interférométrique RF à cinq accès est un circuit linéaire qui réalise l'addition vectorielle des 2 ondes entrantes a_1 et a_2, les 3 détecteurs de puissance mesurent la puissance de ces 3 mélanges interférométriques.

La matrice S du circuit interférométrique à 5 accès nous permet d'écrire :

$$b_i = \sum_{j=1}^{5} S_{ij} a_j \quad \text{Pour} \quad i \in \{1,2,3,4,5\} \tag{3.1}$$

Avec a_i et b_i les ondes de puissances entrantes et sortantes.

Nous définissons les coefficients de réflexion des 3 détecteurs de puissances par l'équation suivante :

$$\Gamma_i = a_i / b_i \quad \text{Pour} \quad i \in \{3,4,5\} \tag{3.2}$$

En combinant les expressions de b_3, b_4 et b_5 définies par (3.1) et les expressions de a_3, a_4 et a_5 définies par (3.2), il est possible de montrer que les 3 ondes sortantes b_3, b_4 et b_5 sont linéairement dépendantes de a_1 et a_2 :

$$b_i = A_i a_1 + B_i a_2 \quad \text{Pour} \quad i \in \{3,4,5\} \tag{3.3}$$

Les paramètres complexes A_i et B_i dépendent des paramètres S du circuit à 5 accès et des coefficients de réflexion des 3 détecteurs de puissance. Après détection de puissance, les 3 tensions de sorties s'écrivent :

$$v_{oi} = K_i \left| b_i \right|^2 \quad \text{Pour} \quad i \in \{3,4,5\} \tag{3.4}$$

Le facteur K_i (>0) est relié à la sensibilité des détecteurs de puissances.

Nous obtenons l'expression des 3 tensions de sorties du cinq-port en fonction des 2 ondes entrantes :

$$v_{oi} = K_i \left| A_i a_1 + B_i a_2 \right|^2 \quad \text{Pour} \quad i \in \{3,4,5\} \tag{3.5}$$

3.3- Les circuits interférométriques RF

Le rôle du circuit interférométrique Radio-Fréquence est de réaliser 3 additions vectorielles des 2 signaux entrants qui sont dans le cas d'une utilisation en démodulateur : le signal de l'oscillateur local et le signal RF modulé reçu par l'antenne.

Ce circuit interférométrique peut être réalisé avec différentes technologies suivant l'utilisation. Bilik et al [6] ont construit un analyseur de réseaux en utilisant le principe du système à 3 sondes qui consiste à mesurer la puissance des ondes le long d'une ligne de propagation ; cette technique est simple à mettre en œuvre car elle utilise une ligne micro-ruban et des composants CMS.

Wiedmann et al ont décrit une nouvelle structure de réflectomètre dans l'article [7], leur système utilise un déphaseur pour réaliser les interférences entre les 2 ondes incidentes et est réalisé en technologie MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit). Leur travail a montré que l'intégration d'un système cinq-port était possible.

Ratni et al [8] ont proposé un circuit six-port intégré sur silicium. J. Hesselbart et al [9] ont démontré la faisabilité d'un reflectomètre très large bande construit en technologie micro-ruban et couvrant 3 décades (2MHz – 2.2 GHz).

Nous avons réalisé un démodulateur cinq-port en technologie coaxiale et ensuite un démodulateur en technologie MHIC (Microwave Hybrid Integrated Circuit). Le circuit interférométrique du premier démodulateur est constitué de trois coupleurs hybrides en quadrature, alors que dans le deuxième démodulateur, nous allons introduire un anneau à 5 accès.

3.4 - Les détecteurs de puissance

3.4.1- Principe de fonctionnement d'un détecteur à diode

Le détecteur de puissance est constitué d'une diode suivie d'un filtre passe-bas, il peut être représenté par le schéma suivant :

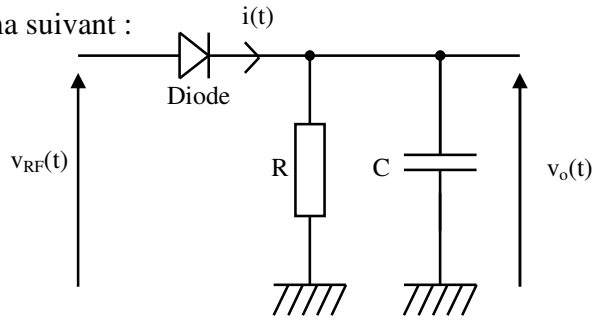


Figure 3.2 : *schéma général d'un détecteur de puissance*

Nous allons utiliser une diode Schottky et/ou une diode tunnel dans la zone où cette diode présente un comportement identique à celui d'une diode Schottky. Ainsi la caractéristique non-linéaire reliant le courant i(t) parcourant la diode à la tension RF d'entrée $v_{RF}(t)$ est décrite par la loi de Schottky en négligeant la résistance série parasite de la diode :

$$i(t) = I_S\left(\exp\left(\frac{qv_{RF}(t)}{nKT}\right) - 1\right) \tag{3.6}$$

Avec :

I_s : le courant de saturation — q: la charge de l'électron

K : la constante de Boltzmann — n : le coefficient d'idéalité

T : la température

En considérant la tension $v_{RF}(t)$ exprimée par :

$$v_{RF}(t) = A\cos(2\pi f_{RF} t) \tag{3.7}$$

En supposant que le signal d'entrée est de faible puissance et vérifie : $A<V_T$, nous pouvons réécrire l'équation (3.6) en utilisant le développement limité de la fonction exponentielle, et obtenir :

$$i(t) = I_S\left(\left(\frac{v_{RF}(t)}{nV_T}\right) + \frac{1}{2}\left(\frac{v_{RF}(t)}{nV_T}\right)^2 + \ldots\right) \tag{3.8}$$

La note d'application d'Agilent [10] et l'article [11], définissent le circuit basse fréquence équivalent de sortie du détecteur à diode :

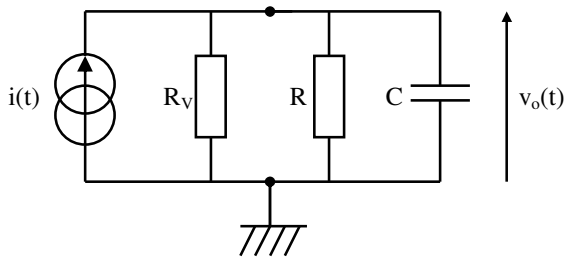


Figure 3.3 *: schéma équivalent de sortie du détecteur à diode*

R_V représente la résistance vidéo, elle correspond à la résistance dynamique de la diode [11].
Les résistances R_V et R avec le condensateur C forment un filtre passe-bas du premier ordre de fréquence de coupure f_c :

$$f_c = \frac{R_V + R}{2\pi R_V RC} \tag{3.9}$$

En choisissant une fréquence de coupure faible par rapport à la fréquence RF, la tension de sortie $v_o(t)$ sera proportionnelle aux composantes basse fréquence ou bande de base du courant $i(t)$, c'est-à-dire au terme quadratique de l'équation (3.8).
En remplaçant dans l'équation (3.8), l'expression de la tension d'entrée RF définie par (3.7) et en ne considérant que le terme quadratique, nous obtenons :

$$i(t) = \frac{I_S}{2}\left(\frac{A\cos(2\pi f_{RF} t)}{V_T}\right)^2 \tag{3.10}$$

Après filtrage passe-bas, la tension de sortie sera donc :

$$v_o(t) = \frac{R \cdot R_V}{R + R_V}\left(\frac{I_S}{4V_T^2}\right) \cdot A^2 = \alpha P_{RF} \tag{3.11}$$

Le facteur α représente la sensibilité du détecteur exprimé en *Volt/Watt*.
Donc pour les faibles niveaux de puissance, le détecteur à diode réalise une détection de puissance, puisque la tension de sortie du détecteur est proportionnelle au carré de l'amplitude du signal d'entrée, c'est-à-dire à la puissance du signal RF.

Or sur une grande dynamique de puissance, la caractéristique d'un détecteur à diode est la suivante :

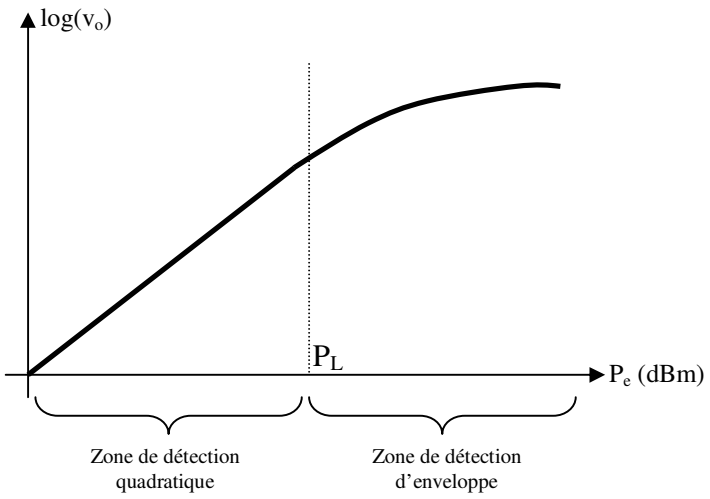


Figure 3.4 : *caractéristique d'un détecteur à diode*

La figure 3.4 représente la tension de sortie d'un détecteur à diode en fonction de la puissance RF injectée à l'entrée de ce dernier, cette figure nous montre 2 modes de fonctionnement :

- Pour $P_e < P_L$: la puissance d'entrée étant faible, la caractéristique est décrite par l'équation (3.11), le dispositif réalise une détection quadratique et permet de mesurer la puissance du signal RF d'entrée.

- Pour $P_e > P_L$: la puissance étant plus élevée, les approximations faites précédemment ne sont plus valables, la diode fonctionne en mode redresseur, le dispositif réalise une détection d'enveloppe classique. La tension de sortie est donc proportionnelle à l'amplitude du signal RF d'entrée. Nous devons donc réaliser une correction de la tension de sortie afin d'augmenter la dynamique de mesure de puissance.

3.4.2- Principe de linéarisation d'un détecteur de puissance

Nous allons d'abord considérer la linéarisation d'un détecteur de puissance. Afin de corriger la tension v_{mes} de sortie d'un détecteur de puissance, nous allons lui appliquer une fonction non-linéaire [12] définie par l'équation (3.12) pour obtenir la tension corrigée v_{corr}.

$$v_{corr} = v_{mes} \cdot 10^{f(v_{mes})} \quad \text{avec} \quad f(v_{mes}) = b_1 v_{mes} + b_2 v_{mes}^{2} + \ldots + b_m v_{mes}^{m} \qquad (3.12)$$

Cette fonction est entièrement décrite par les coefficients du polynôme *f(.)* de degré *m*. Il faut donc définir un procédé expérimental qui déterminera ces coefficients à partir de mesures réalisées sur le détecteur de puissance. Nous allons considérer le montage expérimental suivant :

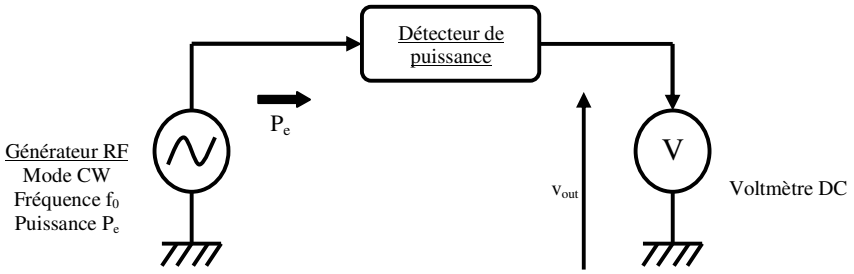


Figure 3.5 : *linéarisation du détecteur de puissance*

Le détecteur de puissance voit à son entrée un signal RF-CW de puissance P_e et de fréquence f_o produite par le générateur, et un voltmètre mesure la tension v_{mes}. Réaliser la correction de v_{mes} , revient à déterminer les coefficients du polynôme *f(.)* pour que la tension corrigée v_{corr} soit proportionnelle à P_e, et ceci, quelque soit la valeur de P_e dans la dynamique de mesure.

Nous allons réaliser *N* incrémentations à pas constant *c* (en dBm) de la puissance P_e (en dBm) délivrée par le générateur en décrivant toute la dynamique de mesure, ce qui implique que $log(v_{corr})$ sera de même incrémenté à pas constant si la correction obtenue est efficace. Le schéma suivant représente les mesures effectuées :

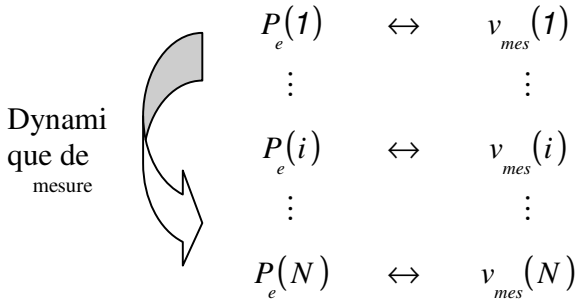


Figure 3.6 : *mesures de* v_{mes} *en fonction de* P_e

Pour chaque pas de puissance, nous devons avoir la proportionnalité entre la tension corrigée v_{corr} et la puissance incidente P_e en watt :

$$v_{corr}(i) = v_{mes}(i) \cdot 10^{f(v_{mes}(i))} = \alpha \cdot P_{e(W)}(i) \tag{3.13}$$

L'incrémentation de puissance en dBm étant constante, nous avons pour 2 mesures successives :

$$c = P_{e(dBm)}(i+1) - P_{e(dBm)}(i) \tag{3.14}$$

Comme :

$$P_{e(dBm)}(i) = 10 \cdot log(P_{e(W)}) + 30 \tag{3.15}$$

Nous pouvons réécrire l'équation (3.14) :

$$c = 10 \cdot log(P_{e(W)}(i+1)) - 10 \cdot log(P_{e(W)}(i)) \tag{3.16}$$

En utilisant l'équation (3.13) exprimant la tension corrigée en fonction de la puissance en watt et en remplaçant dans (3.16), nous obtenons :

$$\frac{c}{10} = log(v_{corr}(i+1)) - log(v_{corr}(i)) \tag{3.17}$$

En remplaçant dans (3.16), la relation entre v_{corr} et v_{mes} (équation (3.13)), nous obtenons les équations vérifiées par v_{mes} pour $i \in \{1,..., N-1\}$:

$$\sum_{k=1}^{m} b_k \left(v_{mes}{}^k(i+1) - v_{mes}{}^k(i)\right) - \frac{c}{10} = log\left(\frac{v_{mes}(i)}{v_{mes}(i+1)}\right) \tag{3.18}$$

Nous obtenons un système de N-1 équations avec m+1 inconnues (les m coefficients b_k et le pas c). En vérifiant la condition $N \geq m+2$, le système est correctement dimensionné et peut être résolu.

Ce système peut être écrit sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} D_{1,1} & \cdots & D_{1,m} & -1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ D_{N-1,1} & \cdots & D_{N-1,m} & -1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_m \\ c/10 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} log\left(\frac{v_{mes}(1)}{v_{mes}(2)}\right) \\ \vdots \\ \vdots \\ log\left(\frac{v_{mes}(N-1)}{v_{mes}(N)}\right) \end{pmatrix} \tag{3.19}$$

Avec $D_{i,j} = v_{mes}^{\ j}(i+1) - v_{mes}^{\ j}(i)$

Par inversion matricielle si $N=m+2$, ou bien en utilisant la technique déterministe des moindres carrés si $N>m+2$, nous obtenons les coefficients du modèle de correction, ainsi que le pas d'incrémentation.

Cette méthode permet de calculer un modèle de correction, sans connaître à priori la puissance injectée, la valeur du pas d'incrémentation et la sensibilité du détecteur. L'inconvénient est qu'elle nécessite la constance du pas d'incrémentation sur toute la dynamique de mesure de puissance, car elle est basée sur la différence entre 2 mesures successives (équation (3.14)).

3.5- Correction de puissance dans le réflectomètre cinq-port

Nous avons décrit dans le paragraphe précédent une procédure de linéarisation que nous pouvons appliquer pour élargir la zone de détection quadratique d'un détecteur de puissance. Nous allons adapter cette technique afin de pouvoir linéariser les 3 détecteurs de puissance du cinq-port sans les déconnecter du circuit interférométrique RF à cinq accès.

Nous considérons le montage suivant :

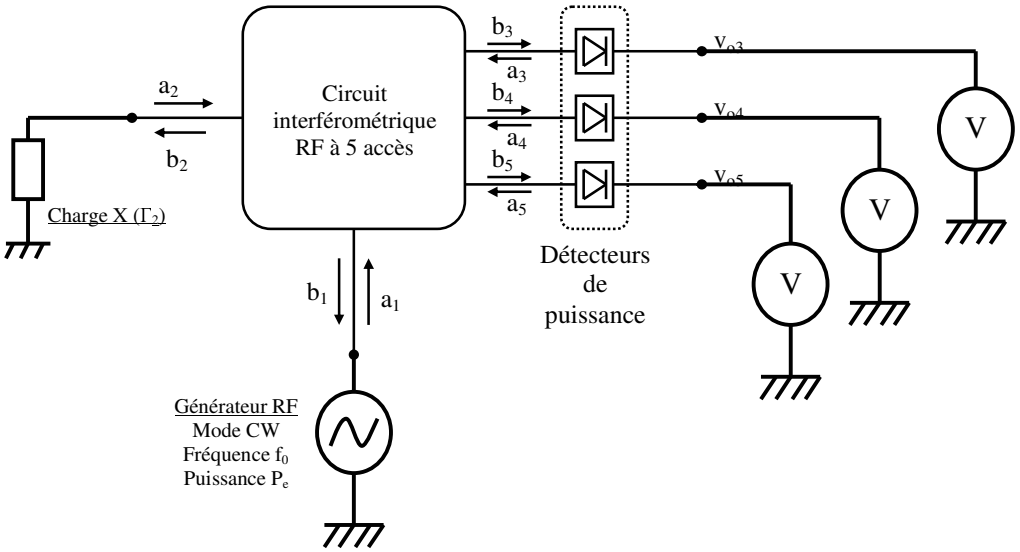


Figure 3.7 : *linéarisation des 3 détecteurs de puissances du cinq-port*

Un générateur RF CW est connecté à l'accès 1 du cinq-port, générant un signal CW à f_o et délivrant une puissance P_1. Trois voltmètres DC mesurent les 3 tensions de sorties. Une charge passive de coefficient de réflexion Γ_2 est connectée à l'accès 2, nous avons la relation suivante :

$$\Gamma_2 = a_2 / b_2 \tag{3.20}$$

En considérant les équations (3.1) (3.2) et (3.20), il est aisé de montrer que les ondes b_2, b_3, b_4 et b_5 sont proportionnelles à l'onde incidente a_1. Ainsi les puissances incidentes aux 3 détecteurs de puissance : P_3, P_4 et P_5, sont proportionnelles à P_1.

La méthode présentée précédemment pourra être utilisée pour déterminer les 3 modèles de correction des 3 détecteurs. En incrémentant en dBm à pas constant la puissance P_1 délivrée au cinq-port, et en mesurant les tensions continues en sortie, nous aurons les mesures suivantes :

Dynamique de mesure

$$\begin{array}{ccccc} P_1(1) & \leftrightarrow & v_{o3}(1) & v_{o4}(1) & v_{o5}(1) \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots \\ P_1(i) & \leftrightarrow & v_{o3}(i) & v_{o4}(i) & v_{o5}(i) \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots \\ P_1(N) & \leftrightarrow & v_{o3}(N) & v_{o4}(N) & v_{o5}(N) \end{array}$$

Figure 3.8 : *mesures de v_{o3} v_{o4} et v_{o5} en fonction de P_1*

En résolvant les 3 systèmes matriciels décrits par (3.19), nous obtiendrons les 3 modèles de correction et nous pourrons linéariser indépendamment les détecteurs de puissance du cinq-port.

Après avoir décrit le réflectomètre cinq-port et ses composantes, nous allons maintenant présenter le principe de fonctionnement du réflectomètre cinq-port en démodulateur homodyne.

3.6- Le démodulateur homodyne cinq-port

En reprenant l'équation (3.5), l'expression des 3 tensions de sortie du cinq-port en fonction des 2 ondes entrantes $a_1$et a_2 est donnée par :

$$v_{oi} = K_i \left| A_i a_1 + B_i a_2 \right|^2 \text{ Pour } i \in \{3,4,5\} \tag{3.21}$$

En configuration « démodulateur », le port 1 du réflectomètre cinq-port sera connecté à l'oscillateur local et le port 2 verra en entrée le signal RF à démoduler. Nous aurons ainsi les expressions suivantes :

$$a_1 = A_{OL} \, exp\left(j2\pi f_{OL} t\right) \tag{3.22}$$

$$a_2 = A_{RF} env(t) \, exp\left(j2\pi f_{RF} t\right) \tag{3.23}$$

Le terme env(t) désigne l'enveloppe complexe précédemment définie dans le premier chapitre. L'opération de démodulation aura pour but de régénérer l'enveloppe complexe à partir de l'onde reçue a_2.

En supposant que $f_{RF}=f_{OL}$, les expressions des 3 tensions de sorties définies par (3.21) deviennent pour $i \in \{3,4,5\}$:

$$v_{oi} = K_i \left| A_i A_{OL} + B_i A_{RF} env(t) \right|^2 \tag{3.24}$$

En posant :

$$w = B_3 A_{RF} env(t) \tag{3.25}$$

Les 3 équations définies par (3.24) deviennent :

$$\begin{cases} v_{o3}\left(\dfrac{1}{K_3}\right) = |w - q_3|^2 \\ v_{o4}\left(\dfrac{1}{K_4}\left|\dfrac{B_3}{B_4}\right|^2\right) = |w - q_4|^2 \\ v_{o5}\left(\dfrac{1}{K_5}\left|\dfrac{B_3}{B_5}\right|^2\right) = |w - q_5|^2 \end{cases} \tag{3.26}$$

Avec $q_3 = -A_3 A_{OL}$; $q_4 = -\dfrac{A_4 B_3 A_{OL}}{B_4}$ et $q_5 = -\dfrac{A_5 B_3 A_{OL}}{B_5}$ (3.27)

Le système d'équation (3.26) nous montre que l'on peut déterminer le nombre complexe w comme étant l'intersection de 3 cercles de centres q_3, q_4 et q_5, et de rayons respectifs $v_{o3}\left(1/K_3\right)$; $v_{o4}\left(|B_3|^2 / K_4 |B_4|^2\right)$ et $v_{o5}\left(|B_3|^2 / K_5 |B_5|^2\right)$.

Ceci s'illustre par la figure suivante :

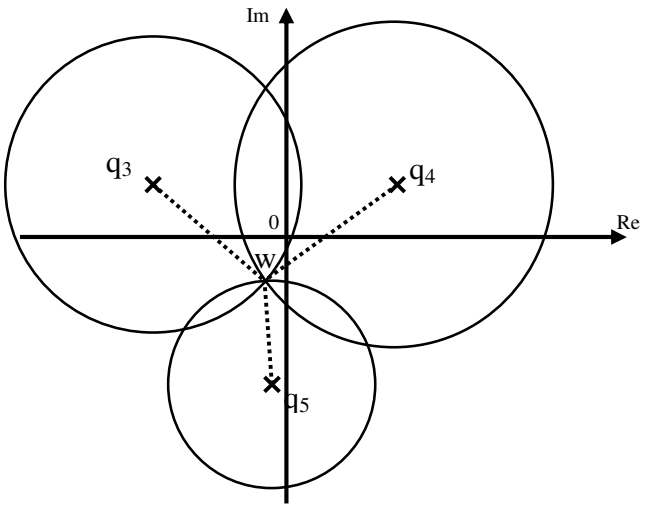


Figure 3.9 : *Détermination de w*

Les points complexes q_i sont obtenus par calibrage selon la méthode proposée par F. Wiedmann [13]. La connaissance de ces paramètres et la mesure des 3 tensions de sorties, nous permettent de déterminer *w* et ainsi l'enveloppe complexe par la relation (3.25).

L'article de Engen [14] définit les modules et phases optimaux pour obtenir une estimation correcte de *w* :

$$\left|q_3\right| = \left|q_4\right| = \left|q_5\right| \tag{3.28}$$

$$arg\left(\frac{q_5}{q_3}\right) = 120° \quad \text{et} \quad arg\left(\frac{q_4}{q_3}\right) = -120° \tag{3.29}$$

Afin de valider le principe de démodulation large bande avec le démodulateur cinq-port, nous avons commencé par employer un démodulateur constitué d'un circuit interférométrique formé par 3 coupleurs hybrides en quadrature et de 3 détecteurs de puissance formé chacun par une diode tunnel suivie d'un filtre passe-bas, avec des composants coaxiaux.

La démodulation avec ce circuit étant réalisée, nous avons choisi de concevoir et de réaliser un démodulateur cinq-port en technologie micro-ruban MHIC (Microwave Hybrid Integrated Circuit) avec un anneau à 5 branches comme circuit interférométrique et des détecteurs de puissance à diode Schottky.

3.7- Le démodulateur cinq-port en technologie coaxiale

La figure 3.10 montre le schéma bloc de ce démodulateur :

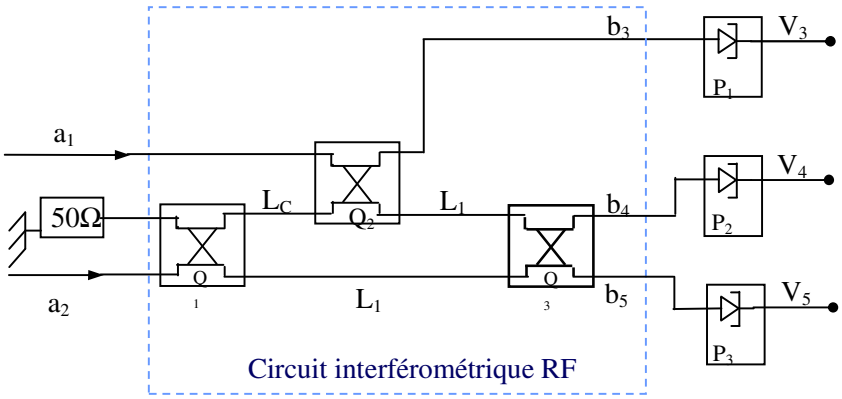


Figure 3.10 : *Démodulateur cinq-port en technologie coaxiale*

Le circuit interférométrique de ce réflectomètre est constitué de 3 coupleurs hybrides en quadrature Q_1, Q_2 & Q_3. Chacun des 3 détecteurs de puissances P_1, P_2 & P_3 est constitué d'une diode tunnel suivie d'un filtre passe-bas.

Nous allons décrire le fonctionnement du circuit interférométrique RF et celui des détecteurs de puissance afin de déterminer les signaux b_3, b_4 & b_5 à la sortie du circuit interférométrique RF, ainsi que les trois tensions de sortie V_3, V_4 & V_5 du réflectomètre cinq-port.

3.7.1- Circuit interférométrique avec des coupleurs en quadrature

Nous avons utilisé un circuit interférométrique constitué de 3 coupleurs hybrides en quadrature (3dB/90°). Ces coupleurs fonctionnent dans la bande de fréquence 18- 40GHz en ayant les caractéristiques suivantes : une isolation supérieure à 13dB, un taux d'onde stationnaire TOS inférieur à 2, une perte d'insertion de 2dB, une amplitude et un déphasage relatifs entre les deux accès de sorties :

$$\frac{OUT \quad 90^\circ}{OUT \quad 0^\circ} = 0 \pm 1 \quad dB; \quad 90^\circ \pm 10^\circ$$

Un coupleur 3dB/90° est représenté par la figure suivante :

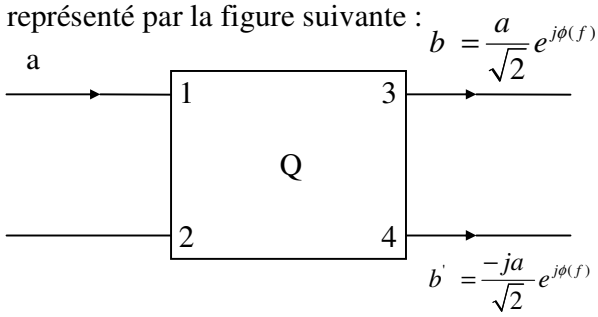


Figure 3.11 : *coupleur 3dB/90°*

Le signal a entrant à l'accès 1 du coupleur est équi-réparti sur les accès 3 & 4. La phase relative entre les signaux sortants b et b' est égale à 90°, et correspond au déphasage intrinsèque du coupleur. Le terme de phase supplémentaire $\phi(f)$ traduit le fait que le coupleur est toujours constitué de lignes de propagation. Un coupleur réel peut être représenté par un coupleur de longueur nulle en cascade avec un octopôle constitué de 2 tronçons de ligne de longueur égale à l_{eff}.

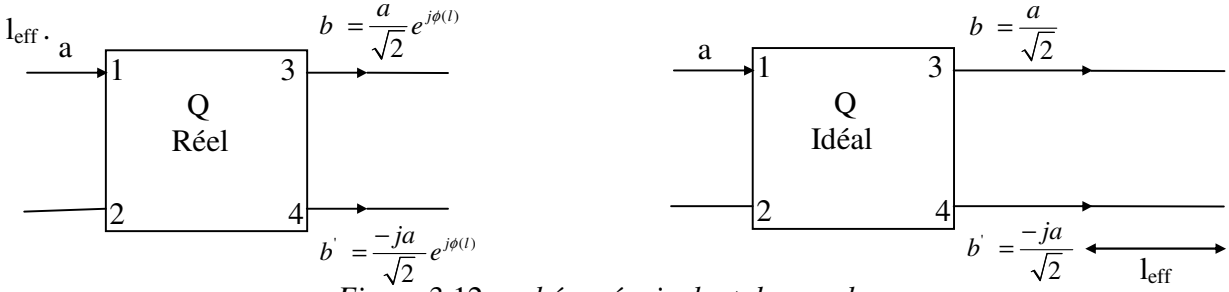


Figure 3.12 : *schéma équivalent du coupleur*

Il a été démontré dans [15] que si les coupleurs constituant le circuit interférométrique sont idéaux et les lignes de liaisons entre ces coupleurs sont de longueur nulle, ou si les coupleurs sont réels et les chemins optiques suivis par les deux ondes incidentes a_1 & a_2 sont égaux, les points q_3, q_4 & q_5 donnés par l'équation (3.27) sont des constantes indépendantes de la fréquence dans toute la bande de fonctionnement des coupleurs (18-40GHz). Pratiquement nous n'avons pas pu égaliser les chemins optiques dans le démodulateur cinq-port dont le schéma bloc est présenté dans la figure 3.10. Nous allons donc déterminer les signaux sortants b_3, b_4 & b_5 aux niveaux des détecteurs de puissance P_1, P_2 & P_3 en fonction des signaux a_1 et a_2 à l'entrée du circuit interférométrique, tout en tenant compte de la longueur l_{eff} des coupleurs, et des longueurs des connexions entre eux. La longueur L_c lie la sortie 3 du coupleur Q_1 à l'entrée 2 du coupleur Q_2, L_1 lie la sortie 4 du coupleur Q_2 à l'entrée 1 du coupleur Q_3, ainsi que la sortie 4 du coupleur Q_1 à l'entrée 2 du coupleur Q_3.

Les signaux aux sorties 3 et 4 du coupleur Q_1 sont respectivement :

$$\frac{-ja_2}{\sqrt{2}}e^{j\varphi_{eff}} \text{ et } \frac{a_2}{\sqrt{2}}e^{j\varphi_{eff}} .$$

Aux sorties du coupleur Q_2, les signaux sont :

$$\frac{-ja_1}{\sqrt{2}}e^{j\varphi_{eff}} - \frac{ja_2}{2}e^{j(2\varphi_{eff}+\varphi_c)}$$

Et $$b_3 = \frac{a_1}{\sqrt{2}}e^{j\varphi_{eff}} - \frac{a_2}{2}e^{j(2\varphi_{eff}+\varphi_c)} \tag{3.30}$$

Aux sorties du coupleur Q_3, les signaux sont :

$$b_4 = \frac{-ja_1}{2}e^{j(2\varphi_{eff}+\varphi_1)} - \frac{ja_2}{2}\left[e^{j(3\varphi_{eff}+\varphi_1+\varphi_c)} + e^{j(2\varphi_{eff}+\varphi_1)}\right] \tag{3.31}$$

$$b_5 = \frac{-a_1}{2}e^{j(2\varphi_{eff}+\varphi_1)} - \frac{a_2}{2}\left[\frac{\sqrt{2}}{2}e^{j(3\varphi_{eff}+\varphi_1+\varphi_c)} - e^{j(2\varphi_{eff}+\varphi_1)}\right] \tag{3.32}$$

φ_{eff}, φ_1 *et* φ_c sont les déphasages introduits respectivement par les longueurs l_{eff}, L_1 et L_c.

$$\varphi_{eff} = \frac{2\pi l_{eff}}{\lambda}, \varphi_c = \frac{2\pi L_c}{\lambda}, \varphi_1 = \frac{2\pi L_1}{\lambda} \tag{3.33}$$

$$\lambda = \frac{c}{f} \tag{3.34}$$

f : fréquence d'utilisation du démodulateur

c : vitesse de propagation des lignes constitutives du circuit. Ce sont des lignes à air (Connecteurs et câble en K).

φ_{eff} est la phase du paramètre S_{21} du coupleur à 26 GHz. Il est déterminé en mesurant ce paramètre avec un analyseur de réseau. Connaissant les longueurs L_c et L_1, nous vérifions que les points q_i donnés par l'équation (3.27) sont répartis dans le plan complexe suivant des phases de 45, 90 et 135°.

3.7.2- Le détecteur de puissance à diode tunnel

Le détecteur de puissance est constitué d'une diode tunnel suivie d'un filtre passe-bas.

La diode tunnel est utilisée dans des applications micro ondes basse puissance grâce à sa technologie et sa haute fiabilité. Une diode tunnel est constituée d'une simple jonction p-n où les deux zones p et n sont dégénérées (zones très lourdement dopées avec des impuretés).

La figure 3.13 présente la caractéristique statique courant-tension de la diode tunnel.

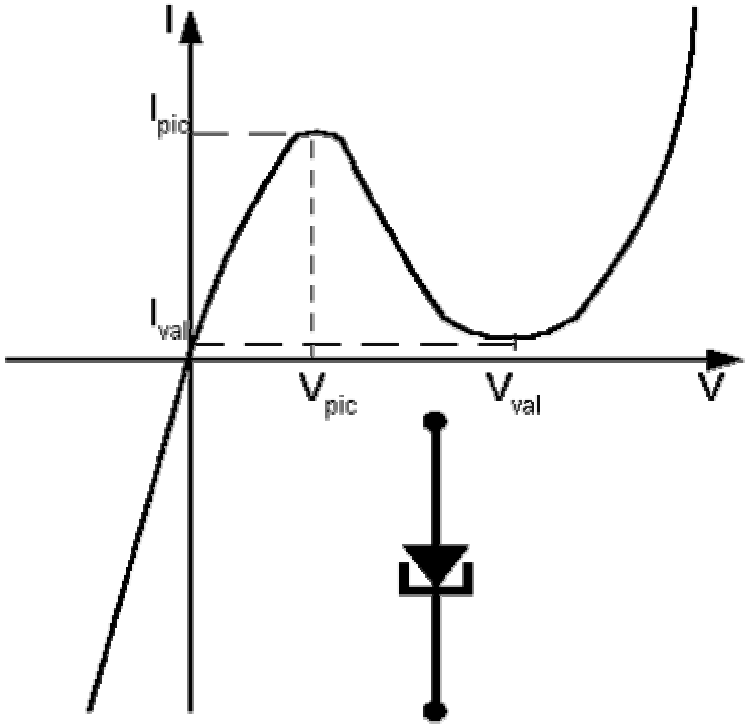


Figure 3.13 : *caractéristique statique courant-tension d'une diode tunnel*

En polarisation inverse, le courant tunnel crée par les électrons qui vont de P vers N est important, la diode ne bloque pas, le courant inverse est important.

Pour les faibles tensions directes, le courant tunnel commence par augmenter jusqu'une valeur maximale I_{pic} pour la tension V_{pic}, ensuite le courant diminue jusqu'une valeur I_{val} pour la tension V_{val}.

Pour les tensions supérieures à V_{val}, le courant tunnel disparaît, un courant de diffusion est maintenant notable et nous retrouvons la forme caractéristique d'une diode classique où le courant augmente exponentiellement avec la tension.

La caractéristique statique est donc la résultante de trois composantes de courant : le courant tunnel, le courant en excès et le courant de diffusion.

Pour une diode tunnel idéale, le courant tunnel diminue jusqu'à l'annulation pour des tensions atteignant la somme des deux barrières de potentiel des zones p et n. Pratiquement, le courant correspondant à ces tensions est considérablement en excès par rapport au courant d'une diode tunnel idéale, donc un courant en excès s'ajoute au courant tunnel et à celui de diffusion [16].

La caractéristique complète courant-tension est la somme des trois courants :

$I=I_{tunnel}+I_{excès}+I_{diffusion}$

$$I = I_{pic}\left(\frac{V}{V_{pic}}\right)\exp\left(1-\frac{V}{V_{pic}}\right)+I_{val}\exp\left[A\left(V-V_{val}\right)\right]+I_s\left[\exp\left(\frac{qV}{K_BT}\right)-1\right] \tag{3.35}$$

Avec :

A : constante

I_s : courant de saturation

Nous avons utilisé la diode dans la zone de tensions directes classiques où le courant de diffusion ayant comme expression celle définie par l'équation (3.6), mais nous profitons des caractéristiques de la diode tunnel en terme de faible résistance vidéo, de manière à avoir des détecteurs caractérisés par une faible impédance de sortie de l'ordre de 110Ω, ce qui permet d'avoir une réponse vidéo très rapide et de réaliser ainsi des détecteurs large bande. A la sortie de ces détecteurs, nous obtenons les 3 tensions V_3, V_4 & V_5 qui seront numérisées et traitées afin de régénérer les signaux I&Q en bande de base à la sortie du démodulateur cinq-port.

L'effet tunnel apparaît sur ces tensions. Pour y remédier, et lors de la linéarisation des détecteurs de puissance, nous supprimons les valeurs de tension où le courant diminue.

3.8- Le réflectomètre cinq-port en technologie MHIC

Comme nous l'avons déjà mentionné, ce circuit est formé par un anneau à 5 branches et de détecteurs de puissance à diode Schottky. Le masque de ce circuit est conçu avec le logiciel ADS (Advanced Design System) de Agilent Technologies. Le substrat utilisé est le RT/Duroid 5880, avec deux faces conductrices cuivrées d'épaisseur respective $T=17 \quad \mu m$ et de conductivité $59.9*10^6$ Siemens/mètre.

Le diélectrique est du Verre Téflon PTFE caractérisé par :

Une épaisseur $h = 0.254\ mm$

Une permittivité électrique relative $\varepsilon_R=2.2$

Des pertes diélectriques $tan(\delta)=0.0007$

Nous allons décrire le principe, la conception et les performances de l'anneau à 5 branches ainsi que ceux des détecteurs de puissance à diode Schottky.

3.8.1- L'anneau à 5 branches

L'anneau à 5 branches est constitué comme son nom l'indique, d'un anneau circulaire à 5 accès équi-répartis. La figure 3.14 décrit ce circuit.

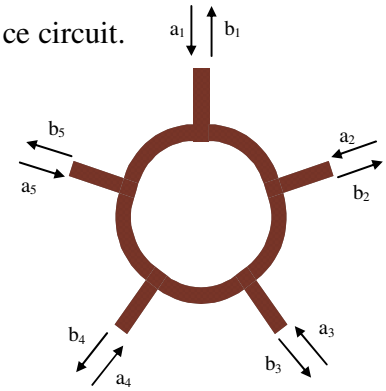


Figure 3.14 : *anneau à 5 accès*

Nous allons maintenant définir la matrice S de ce circuit. L'anneau à 5 branches est :

- réciproque, ainsi nous avons $S_{ij} = S_{ji} \quad \forall i, j \in \{1,2,3,4,5\}$
- symétrique, ainsi nous avons $S_{ii} = R \quad \forall i \in \{1,2,3,4,5\}$

$$S_{12} = S_{15} = S_{23} = S_{34} = S_{45} = \alpha$$

$$S_{13} = S_{14} = S_{24} = S_{25} = S_{35} = \beta$$

En utilisant ces propriétés, la matrice S est de la forme :

$$S = \begin{pmatrix} R & \alpha & \beta & \beta & \alpha \\ \alpha & R & \alpha & \beta & \beta \\ \beta & \alpha & R & \alpha & \beta \\ \beta & \beta & \alpha & R & \alpha \\ \alpha & \beta & \beta & \alpha & R \end{pmatrix} \tag{3.36}$$

Nous allons maintenant exprimer les coefficients R, α et β. Pour ceci, nous allons utiliser les valeurs propres de la matrice S. Les travaux de Dicke [17] nous permettent d'écrire les 3 relations entre les valeurs propres de S (S_1 S_2 et S_3) et ses 3 paramètres indépendants (R, α et β).

$$S_{11} = R = \left(S_1 + 2S_2 + 2S_3\right)/5 \tag{3.37}$$

$$S_{12} = \alpha = \left(S_1 + 2S_2 \cos(2\pi/5) + 2S_3 \cos(4\pi/5)\right)/5 \tag{3.38}$$

$$S_{13} = \beta = \left(S_1 + 2S_2 \cos(4\pi/5) + 2S_3 \cos(2\pi/5)\right)/5 \tag{3.39}$$

Ces équations sont obtenues en utilisant les propriétés de symétrie et de rotation de l'anneau à 5 branches. D'après les équations (3.37) (3.38) et (3.39), il n'y a que 3 valeurs propres indépendantes de S, S_2 et S_3 sont 2 fois dégénérées. En supposant le circuit à cinq accès sans perte, il est montré dans [17] que les modules des valeurs propres vérifient alors :

$$\left|S_1\right| = \left|S_2\right| = \left|S_3\right| = 1 \tag{3.40}$$

Ainsi, en posant arbitrairement la phase de S_1 à 180°, nous avons :

$$S_1 = -1 \quad S_2 = e^{j\psi_2} \quad S_3 = e^{j\psi_3} \tag{3.41}$$

En considérant le système adapté *(R=0)*, et en utilisant l'équation (3.41), la relation (3.37) devient :

$$0 = -1 + 2e^{j\psi_2} + 2e^{j\psi_3} \tag{3.42}$$

Cette égalité est vérifiée si et seulement si :

$$\psi_2 = -\psi_3 = \psi = ar\cos\left(1/4\right) \cong 75.5° \tag{3.43}$$

Avec les équations (3.40) et (3.43), nous connaissons les expressions des 3 valeurs propres de S, il suffit de les remplacer par leurs valeurs dans (3.38) et (3.39), pour obtenir l'expression des paramètres α et β :

$$\alpha = \frac{1}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{1}{2} e^{j-\frac{2\pi}{3}} \tag{3.44}$$

Ainsi, l'anneau à 5 branches adapté fonctionne comme un diviseur de puissance, fractionnant la puissance reçue en entrée et distribuant des puissances égales à chacune des quatre autres voies avec des déphasages de *+/-120°*. Hansson et Riblet [18] ont montré que les propriétés d'un anneau à 5 accès adapté (équation (3.44)) permettent de réaliser un cinq-port avec des points q_i vérifiant les conditions décrites par les équations (3.28) et (3.29). Nous allons maintenant définir les règles de conception afin d'avoir un anneau à 5 branches adapté.

La figure suivante définit les différentes dimensions caractérisant une jonction à 5 accès réalisée en technologie micro-ruban :

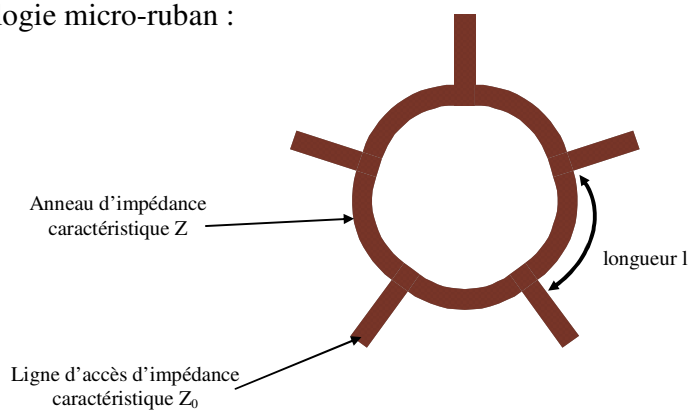


Figure 3.15 : *caractéristiques d'un anneau à 5 branches symétriques*

Les 5 lignes d'accès ont pour impédance caractéristique $Z_0 = 50$ *ohms*, ceci permet de déterminer la largeur des lignes d'accès en fonction du substrat utilisé. Les 2 relations suivantes nous permettent de déterminer les dimensions de l'anneau [18] :

$$\theta = \frac{2\pi l}{\lambda} = ar\cos\left(\frac{1}{4}\right) \cong 75.5° \tag{3.45}$$

$$Z = \frac{\sqrt{3}}{2\sin(\theta)} Z_0 = \frac{2}{\sqrt{5}} Z_0 \cong 44.7\Omega \tag{3.46}$$

λ représente la longueur d'onde d'utilisation du système.

Les 2 équations (3.45) et (3.46) nous permettent de déterminer les dimensions de l'anneau (rayon et largeur de l'anneau) qui sont optimisées sous le logiciel ADS afin d'avoir un système fonctionnant autour de 26GHz

Nous obtenons les dimensions suivantes :

- largeur ligne 50 ohms : *0.765 mm*
- largeur des arcs constituant l'anneau : *0.78 mm*
- rayon de l'anneau : *0.95 mm*

Des simulations sous ADS permettent de mesurer les différents paramètres S de la jonction 5 ports obtenue :

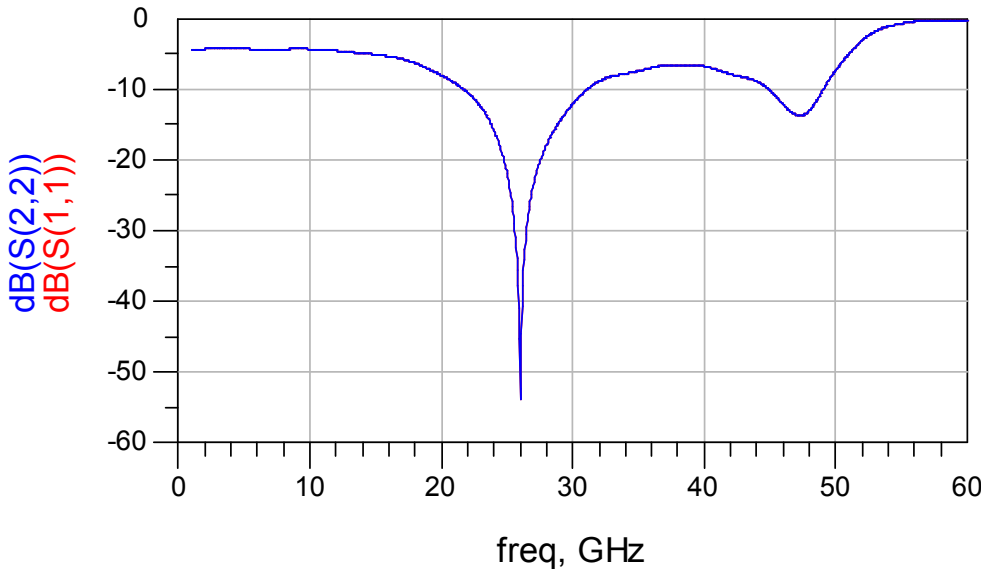


Figure 3.16 : *Coefficients de réflexion de l'anneau à 5 accès*

La figure 3.16 montre que l'anneau est symétrique et correctement adapté (S_{11} < *-10dB*) sur une bande de 8GHz autour de 26GHz.

La figure 3.17 nous montre que les paramètres S_{ij} $(i \neq j)$ ont un module environ égal à 0.5 autour de 26GHz, ce qui vérifie l'équation (3.44).

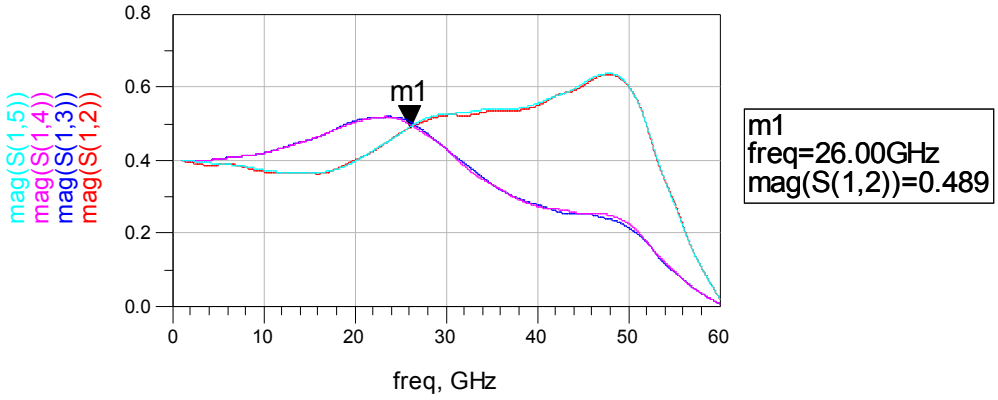


Figure 3.17: *modules des paramètres* S_{12} S_{13} S_{14} S_{15}

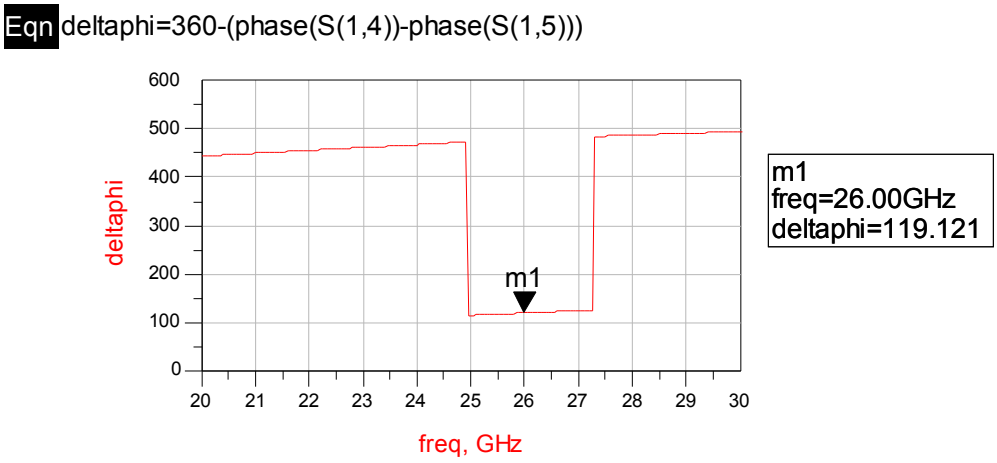


Figure 3.18 : *différence de phase entre les argument de* S_{14} *et* S_{15} *en fonction de la fréquence*

La figure 3.18 nous montre que la différence de phase existant entre les arguments de S_{14} et S_{15} est d'environ 120° autour de 26GHz, ceci confirme l'équation (3.44). Après avoir décrit le circuit linéaire RF à 5 accès, nous allons détailler les détecteurs de puissances à diode Schottky.

3.8.2- Le détecteur de puissance à diode Schottky

Nous avons utilisé la diode HSCH-9161 de Agilent Technologies. Cette diode peut être représentée par le modèle suivant :

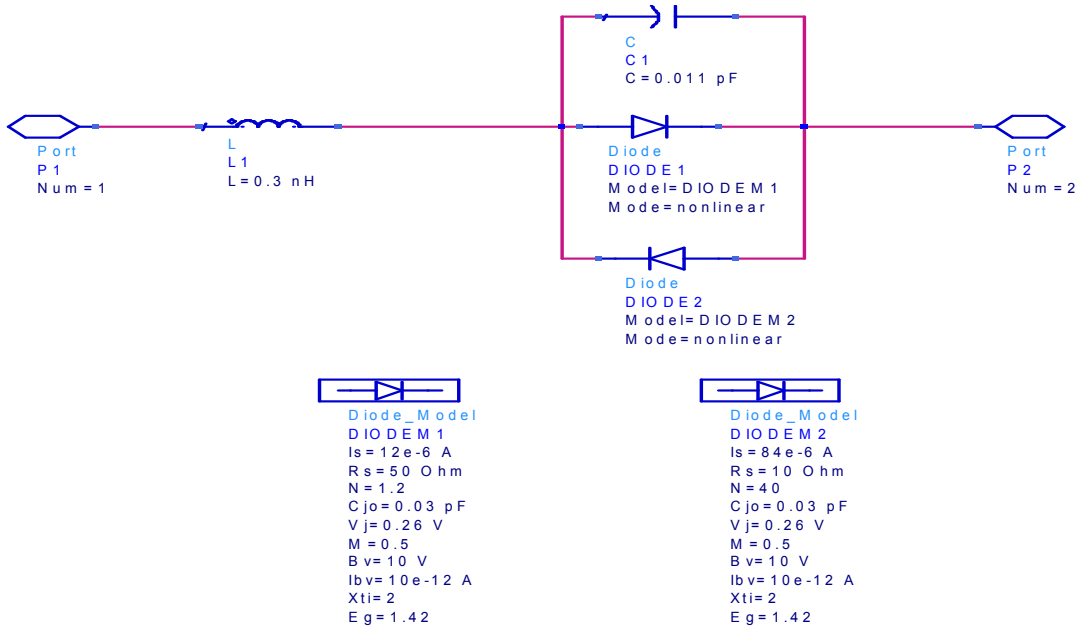


Figure 3.19 : *Modèle de la diode HSCH-9161*

D'après [19], la résistance vidéo de cette diode varie entre 2.5 et 7.5 KΩ.

Pour concevoir le détecteur de puissance avec cette diode, nous allons commencer par déterminer les valeurs de la résistance R et la capacité C du filtre passe-bas suivant la diode.

La résistance R doit être plus grande que la résistance vidéo de la diode afin d'améliorer la sensibilité du détecteur, nous avons choisi une résistance de 51KΩ.

Ce démodulateur cinq-port est destiné à la démodulation de signaux larges bandes avec des débits binaires atteignant 60Mbit/s, suivant la norme de la BLR (cf. chapitre 2), donc la fréquence de coupure du filtre passe-bas doit être supérieure ou égale à 15MHz.

Pour une résistance R=51KΩ, une fréquence de coupure de 15MHz, et en appliquant la formule donnée par l'équation (3.9), la capacité du filtre doit être de 1.6pF.

Cette valeur étant faible, nous n'allons pas implanter cette capacité et le stub papillon que nous allons ajouter après la diode produira un effet capacitif équivalent.

3.8.2.1- Les stubs papillon

Les stubs papillon ont pour rôle de filtrer les signaux RF. Ces stubs sont dimensionnés de manière à être efficaces sur une bande de fréquence plus large qu'un stub classique.

Un stub papillon est un circuit ouvert placé en parallèle sur la ligne. Sa forme permet d'éviter de brusques discontinuités, grâce à un élargissement progressif.

Ce stub doit ramener un court-circuit à son point de raccordement à la fréquence RF (26GHz), sa longueur doit donc être égale à $\lambda_{eff}/4$, où λ_{eff} est la longueur d'onde du signal de fréquence RF et se propageant dans la ligne micro-ruban.

La longueur d'onde effective est donnée par :

$$\lambda_{eff} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \tag{3.47}$$

Avec :

λ_0 : longueur d'onde dans l'air libre.

ε_{reff} : permittivité électrique relative effective dont la valeur est comprise entre celle de l'air et celle du substrat : $1<\varepsilon_{reff}<\varepsilon_r$.

La largeur du stub étant variable, nous ne pouvons pas définir la permittivité ε_{reff}. Une bonne approximation consiste à prendre $\varepsilon_{reff}=\varepsilon_r$(du substrat), et l'optimisation du logiciel ADS donne une longueur du stub proche de $\lambda_{eff}/4$ = 1.887mm.

En augmentant le nombre de stubs papillons, nous augmentons l'efficacité du filtrage. Nous allons utiliser 2 stubs placés symétriquement par rapport à la ligne liant ces stubs à la diode.

Le schéma de simulation de ces stubs est le suivant :

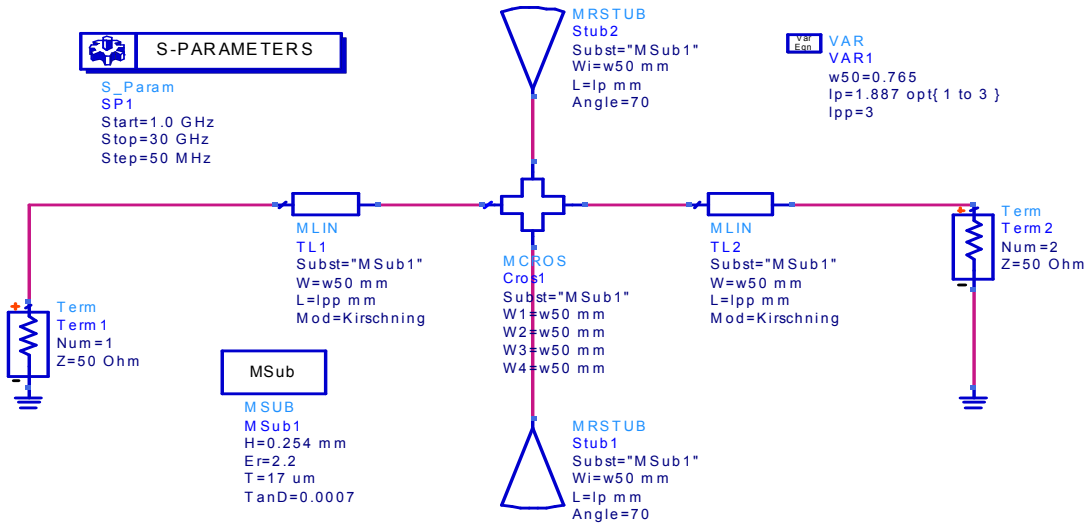


Figure 3.20 : *filtres papillons*

La figure 3.21 montre le taux de réjection de ces filtres à 26GHz.

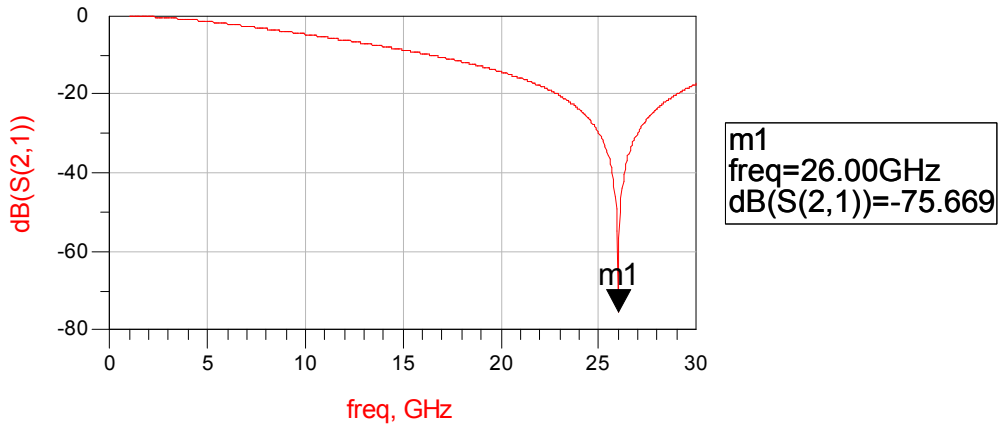


Figure 3.21 : *Réjection du filtre papillon*

3.8.2.2- Impédance d'entrée du détecteur de puissance

La figure 3.22 représente la variation du coefficient de réflexion (impédance d'entrée) du détecteur de puissance constitué de la diode suivie par les stubs papillons et la résistance R=51KΩ, en fonction de la fréquence.

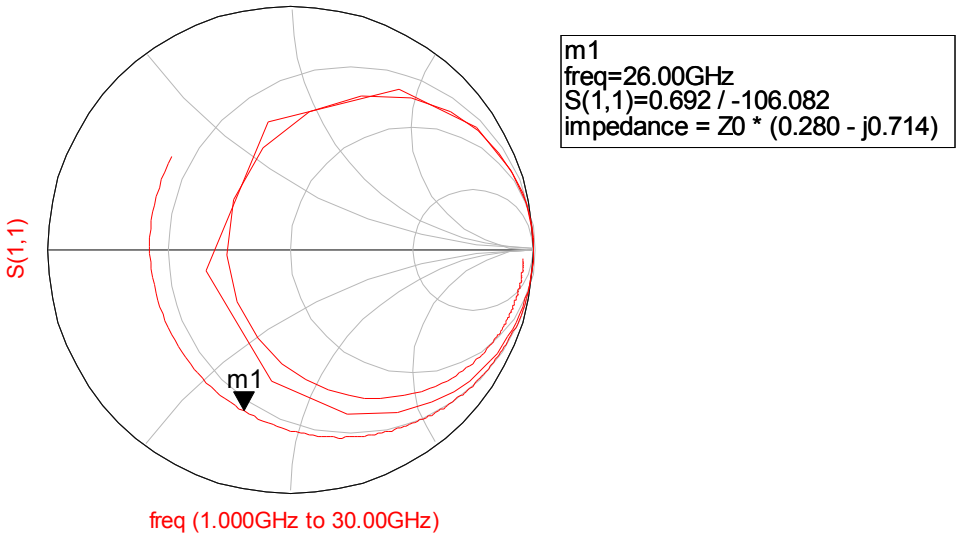


Figure 3.22 : *Coefficient de réflexion du détecteur de puissance*

Aux fréquences RF, le modèle équivalent de la diode est représenté par le schéma suivant [10] & [11] :

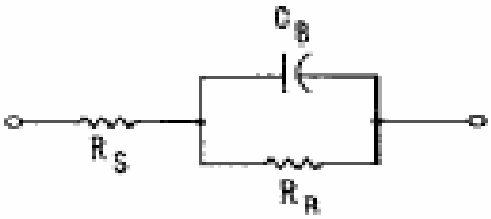


Figure 3.23 : *Modèle RF équivalent de la diode*

Les éléments R_B et C_B sont respectivement la résistance et la capacité dynamiques associées à la jonction ou à la barrière de la diode, alors que la résistance R_s est une résistance série associée au substrat du semi-conducteur et à tout contact résistif produit par les connexions.

La résistance vidéo de la diode est : $R_V = R_B + R_s$

La résistance R_B est obtenue par l'équation suivante :

$$R_B = \frac{nKT}{q\left(I_0 + I_s\right)} \tag{3.48}$$

Nous avons déjà défini les termes I_s, K, T, q et n (équation 3.6). Le terme I_0 est le courant continu de polarisation.

La diode HSCH-9161 ne nécessite pas de polarisation initiale (Zero Bias Beamlead Detector Diode), mais elle s'auto-polarise lors de son fonctionnement, ainsi la résistance de jonction R_B et la capacité C_B varient en fonction du courant de polarisation. Ces variations engendrent une variation de l'impédance RF de la diode.

La variation de l'impédance d'entrée RF du détecteur que nous allons utiliser est montrée dans la figure suivante :

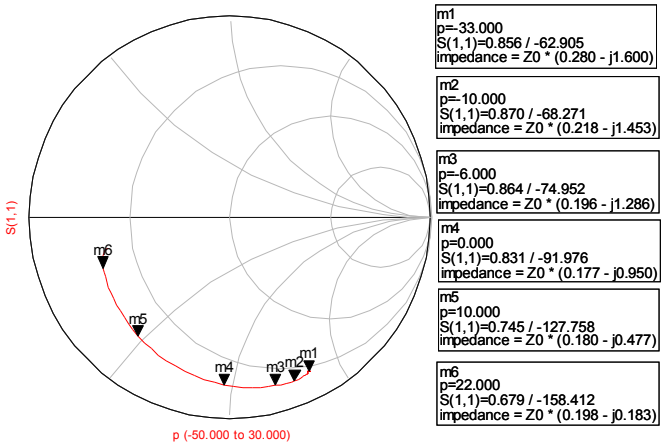


Figure 3.24 : *Variation du coefficient de réflexion du détecteur de puissance à 26GHz en fonction de la puissance RF*

Nous remarquons que le détecteur de puissance n'est pas adapté à l'entrée, donc il faut introduire un réseau d'adaptation qui permet d'adapter la diode et de réduire la variation de l'impédance d'entrée en fonction de la puissance RF.

Le schéma du détecteur sera donc le suivant :

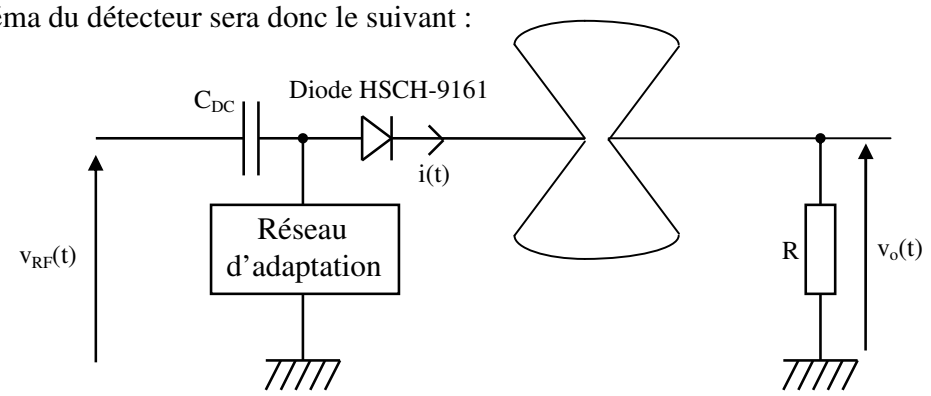


Figure 3.25 : *Détecteur de puissance avec la diode Schottky*

La capacité d'entrée C_{DC} permet de bloquer toute composante continue parasite. A la fréquence RF=26GHz, ce condensateur ne peut pas être sous forme localisée. Nous allons le réaliser avec des lignes couplées que nous décrirons dans le paragraphe suivant tout en présentant le réseau d'adaptation.

3.8.2.3- Le réseau d'adaptation

Comme nous l'avons mentionné, l'impédance d'entrée du détecteur varie avec la puissance RF, le réseau d'adaptation doit donc réduire cette variation pour assurer l'adaptation du détecteur sur une large dynamique de puissance. Ce réseau d'adaptation doit assurer aussi une boucle de retour pour le courant continu généré par la diode, en ramenant un court-circuit en parallèle à la fréquence RF. L'introduction d'un stub classique de longueur $\lambda_{eff}/4$ et placé grâce à une ligne d'impédance caractéristique 50 Ω, à une distance donnée l_a de la diode présente un court-circuit mais ne peut pas adapter le détecteur dans toute la dynamique d'utilisation.

Pour réduire la variation de l'impédance, il faut la ramener à une impédance faible. Nous avons utilisé pour cela une ligne quart d'onde en série devant la diode et qui présente à son entrée une impédance Z_e donnée par l'équation suivante :

$$Z_e = \frac{Z_c^2}{Z_s} \tag{3.49}$$

Avec :

Z_e : impédance à l'entrée de la ligne quart d'onde

Z_c : impédance caractéristique de la ligne

Z_s : impédance de sortie de ligne (Z_s = impédance du détecteur de puissance)

Donc l'impédance d'entrée diminue avec le carré de l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde. Afin de ramener une impédance de 50Ω à l'entrée et en considérant l'impédance Z_s relative à une puissance RF de -6dBm qui est la puissance à l'entrée du détecteur si seul un des deux ports du démodulateur cinq-port est alimenté par 0dBm, l'impédance Z_c sera de 21 Ω, ce qui correspond à une ligne quart d'onde de largeur 2.46 mm. Nous notons que cette largeur de ligne peut introduire la transmission de modes TE avec les modes quasi-TEM dans la ligne, ce qui pourrait dégrader le fonctionnement du circuit, mais l'utilisation de cette ligne était nécessaire pour l'adaptation du circuit dans une grande plage de puissance.

La figure 3.26 présente la variation du coefficient de réflexion du détecteur constitué de la ligne quart d'onde suivie par la diode, les stubs papillon et la résistance R=51KΩ.

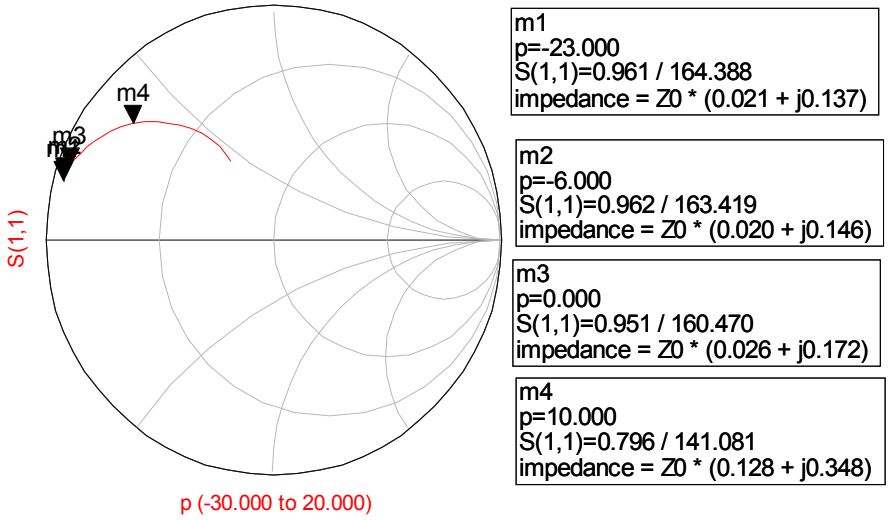


Figure 3.26 *: Variation de l'impédance d'entrée du détecteur de puissance à 26Ghz avec la ligne quart d'onde en fonction de la puissance RF*

Nous remarquons que le détecteur de puissance n'est pas adapté mais la variation de l'impédance d'entrée en fonction de la puissance est réduite.

Pour compléter l'adaptation du détecteur et implémenter un effet capacitif pour couper les composantes continues (C_{DC} dans la figure 3.25), nous avons ajouté un filtre adaptateur d'impédance constitué de 2 transformateurs quart d'onde en cascade et un entonnoir à onde pour adapter la largeur des lignes d'accès de l'anneau à celle de la ligne couplée qui est à l'entrée du détecteur.

La figure 3.27 présente le schéma bloc final du détecteur de puissance.

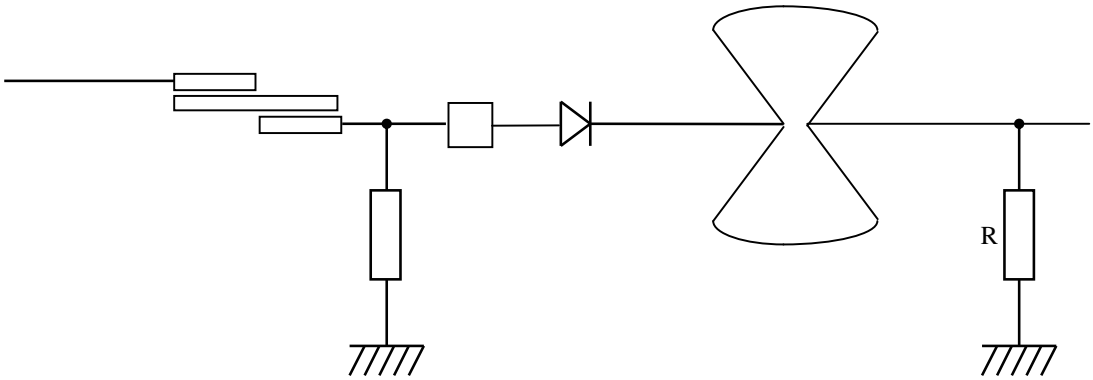


Figure 3.27 : *Schéma bloc du détecteur complet*

La figure 3.28 représente le coefficient de réflexion du détecteur complet. Ce détecteur est bien adapté (S_{11}<-10 dB) sur une largeur de bande de 600 MHz autour de 26 GHz et pour une dynamique de puissance allant de -30 à 10 dBm.

Nous signalons qu'il est difficile de donner une interprétation théorique à l'amélioration de l'adaptation avec l'introduction du filtre en lignes couplées à cause de la différence entre les vitesses de propagation de l'onde dans ces lignes lorsqu'elles sont excitées en mode pair ou impair.

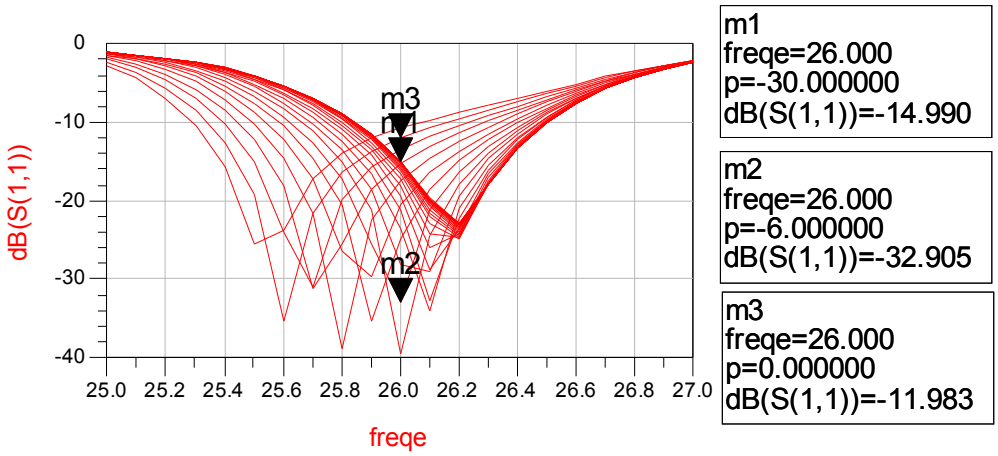


Figure 3.28 : *Coefficient de réflexion du détecteur de puissance complet*

3.9- Réalisation du circuit cinq-port

Avant de réaliser le circuit en technologie MHIC, nous avons introduit les modifications suivantes :

Vu les petites dimensions de l'anneau à 5 accès et pour pouvoir connecter 2 prises SMA, nous avons introduit des coudes aux deux ports RF du circuit, tout en redimensionnant l'anneau afin de prendre en compte l'effet de ces tronçons de lignes sur l'adaptation du circuit.

Nous avons introduit un stub en court-circuit dans les détecteurs de puissance. Pratiquement, il est difficile de réaliser un court-circuit parfait à 26 GHz. Pour remédier à ce problème, nous avons ajouté des stubs papillon que nous avons déjà décrits après le stub, ce qui permet de supprimer toute composante RF dans cette portion du circuit. Un court-circuit correct est ensuite ramené par une ligne demi-onde. Le masque du circuit est ainsi représenté dans la figure suivante :

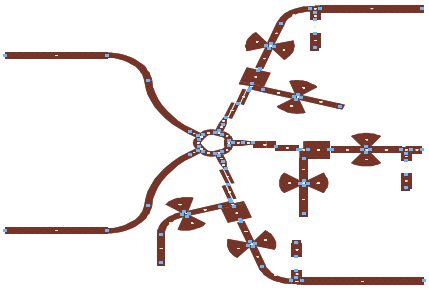


Figure 3.29 : *masque du circuit cinq-port sous ADS*

La figure 3.30 présente le démodulateur cinq-port que nous avons réalisé. Ce circuit peut être inscrit dans un carré de 4x4 cm^2.

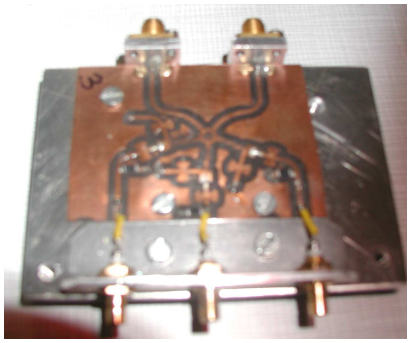


Figure 3.30 : *circuit cinq-port*

Nous présenterons ultérieurement les caractéristiques en termes de paramètres S de ce démodulateur.

3.10- Expressions des signaux de sorties du démodulateur cinq-port

Un récepteur réalisé à l'aide d'un démodulateur cinq-port aura le schéma suivant :

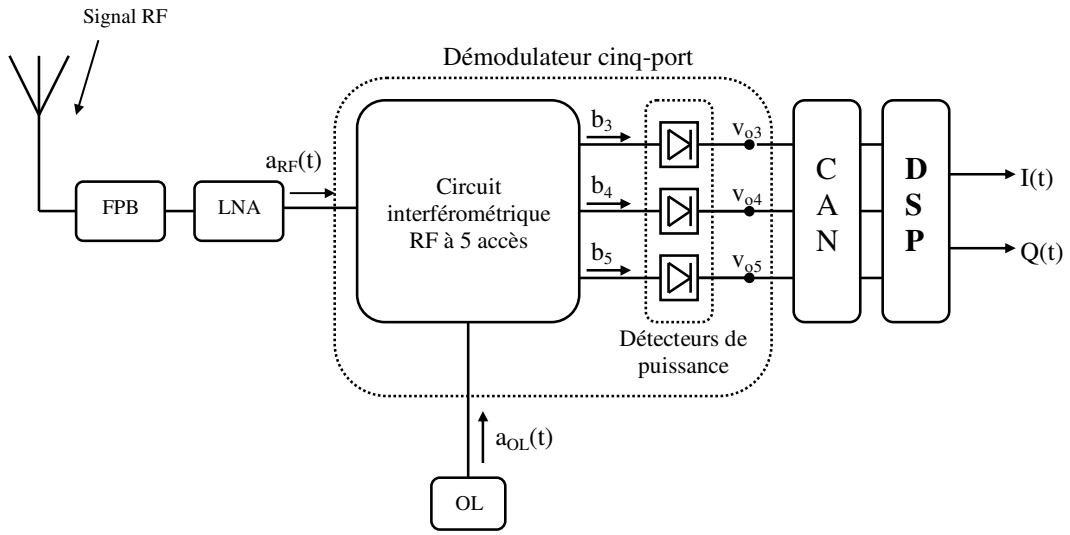


Figure 3.31 *: récepteur à base du démodulateur cinq-port*

Le signal RF est reçu par l'antenne, filtré et amplifié avant d'être injecté au cinq-port. Nous avons ainsi un signal $a_{RF}(t)$ à l'accès RF du cinq-port, dont l'amplitude et la phase dépendent des éléments de la chaîne de transmission précédant le cinq-port. Ces éléments sont : l'émetteur (modulateur IQ, amplificateur de puissance, antenne d'émission), le canal de propagation de l'onde électromagnétique véhiculant le signal RF et du récepteur (antenne de réception, filtre passe-bande et amplificateur faible bruit). Un oscillateur local connecté à l'accès OL du cinq-port, génère un signal CW nommé $a_{OL}(t)$. Le circuit cinq-port produit 3 tensions BF qui sont numérisées et traitées afin de régénérer les signaux I(t) et Q(t), représentant les données utiles. Nous avons décrit précédemment la structure et le fonctionnement du circuit cinq-port, nous allons maintenant exploiter les 3 tensions de sorties.

3.10.1- Expressions idéales des signaux en bande de base

En utilisant l'équation (3.1) définissant la relation entre les ondes incidentes et réfléchies au sein du circuit interférométrique à 5 accès, et l'équation (3.2) déterminant les coefficients de réflexion des 3 détecteurs de puissance, nous pouvons déterminer 3 équations liant les 3 ondes sortantes (b3, b_4& b_5) du circuit RF interférométrique aux 2 ondes entrantes aux accès 1 et 2 (a_{OL}(t) et a_{RF}(t)) :

$$b_k = A_k a_{OL} + B_k a_{RF} \qquad \text{Pour } k \in \{3,4,5\} \tag{3.50}$$

Comme énoncé précédemment, les paramètres complexes A_k et B_k dépendent des paramètres S du circuit interférométrique RF à 5 accès et des coefficients de réflexion des 3 détecteurs de puissance, à la fréquence d'utilisation. Les expressions des signaux OL et RF sont données par :

$$a_{OL}(t) = A_{OL}\, exp\left(j2\pi f_{OL} t\right) \tag{3.51}$$

$$a_{RF}(t) = A_{RF}\left(I(t) + jQ(t)\right) exp\left(j\left(2\pi f_{RF} t + \psi_0\right)\right) \tag{3.52}$$

Les expressions des 3 tensions RF présentes à l'entrée des 3 détecteurs de puissances sont données par les parties réelles des 3 ondes b_k:

$$v_k(t) = \alpha_k A_{OL} \cos\left(2\pi f_{OL} t + \varphi_k\right) + \beta_k A_{RF}\left[I(t)\cos\left(2\pi f_{RF} t + \theta_k + \psi_0\right) - Q(t)\sin\left(2\pi f_{RF} t + \theta_k + \psi_0\right)\right]$$
$$\text{Pour } k \in \{3,4,5\} \tag{3.53}$$

Les termes α_k et β_k représentent les modules des paramètres complexes A_k et B_k définis précédemment, φ_k et θ_k représentent leur phase respective.

Ces 3 tensions sont injectées à l'entrée des détecteurs à diode, et produisent 3 courants en sortie qui ont pour expression (équation (3.6)) :

$$i_k(t) = \frac{I_S}{2V_T^{\,2}}\left[v_k(t)\right]^2 \tag{3.54}$$

L'équation (3.54) représente la loi quadratique du détecteur à diode existant entre la tension RF d'entrée et le courant en sortie.

Ainsi, les 3 tensions de sortie seront :

$$v_{ok}(t) = S\left[v_k(t)\right]^2 \text{ Avec } S = \frac{R \cdot R_V}{R + R_V}\left(\frac{I_S}{2V_T^{\,2}}\right) \text{ et } k \in \{3,4,5\} \tag{3.55}$$

Le démodulateur cinq-port effectue une démodulation directe, donc :

$$f_{RF} = f_{OL} \tag{3.56}$$

En considérant l'expression de $v_k(t)$ (équation (3.53)), l'effet du filtrage passe-bas et l'égalité $f_{RF}=f_{OL}$, les 3 tensions de sortie BF s'expriment par :

$$v_{ok}(t) = \frac{S}{2}\alpha_k^{\,2}A_{OL}^{\,2} + \frac{S}{2}\beta_k^{\,2}A_{RF}^{\,2}\left(I^2(t)+Q^2(t)\right) + S\alpha_k\beta_k A_{RF}A_{OL}\left[I(t)\cos(\gamma_k+\psi_0) - Q(t)\sin(\gamma_k+\psi_0)\right]$$
$$\text{Pour } k \in \{3,4,5\} \tag{3.57}$$
$$\text{Avec } \gamma_k = \theta_k - \varphi_k$$

3.10.2- Expressions réelles des signaux en bande de base

Pratiquement à la réception, la fréquence de l'oscillateur local n'est pas exactement égale à la fréquence du signal RF, donc nous devons introduire dans l'égalité $f_{OL} = f_{RF}$ un terme exprimant la différence entre les deux fréquences. L'équation (3.56) devient donc :

$$f_{OL} = f_{RF} \pm 2\pi\Delta ft \tag{3.58}$$

Avec $2\pi\Delta ft$ est la différence entre f_{OL} & f_{RF}.

Ce terme est généralement appelé « dérive de fréquence »

Les tensions de sortie du démodulateur cinq-port seront donc exprimées par :

$$v_{ok}(t) = \frac{S}{2}\alpha_k^{\,2}A_{OL}^{\,2} + \frac{S}{2}\beta_k^{\,2}A_{RF}^{\,2}\left(I^2(t)+Q^2(t)\right) + S\alpha_k\beta_k A_{RF}A_{OL}\begin{bmatrix} I(t)\cos(\gamma_k+\psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) \\ -Q(t)\sin(\gamma_k+\psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)\end{bmatrix}$$
$$\text{Pour } k \in \{3,4,5\} \tag{3.59}$$

L'équation (3.59) nous montre que chaque tension de sortie du cinq-port est la somme de 3 termes :

※ $\frac{S}{2}\alpha_k^2 A_{OL}^2$: ce terme représente l'auto-mélange de l'oscillateur local et correspond à une composante DC indésirable.

※ $\frac{S}{2}\beta_k^2 A_{RF}^2\left(I^2(t)+Q^2(t)\right)$: ce terme représente l'auto-mélange du signal RF modulé et peut être temporellement variable selon la modulation utilisée, ce terme est indésirable et souvent noté comme « even-order distorsion term », car il est produit par une Inter-Modulation d'ordre 2 (loi quadratique du détecteur de puissance) .

※ $S\alpha_k\beta_k A_{RF}A_{OL}\left[I(t)\cos(\gamma_k+\psi_0\pm 2\pi\Delta ft)-Q(t)\sin(\gamma_k+\psi_0\pm 2\pi\Delta ft)\right]$:

Ce terme représente le mélange entre le signal de l'oscillateur local et le signal RF modulé, il transporte l'information car il est composé des signaux I(t) et Q(t).

Le démodulateur cinq-port délivre donc trois tensions de sortie constituée chacune d'une composante continue DC, d'un terme IM2, et d'un terme I/Q composite.

Nous présenterons dans le paragraphe suivant les expressions mathématiques permettant de régénérer les signaux I& Q à partir des 3 tensions et nous allons proposer dans le chapitre suivant une méthode de compensation des composantes continues et un traitement numérique permettant d'éliminer les termes en IM2, corriger l'effet de la dérive de fréquence et régénérer les signaux I&Q en bande de base à partir des 3 tensions de sortie du démodulateur cinq-port.

3.11- Génération des signaux I&Q par un démodulateur cinq-port

Nous reprenons l'expression des 3 tensions de sorties du cinq-port (équation 3.59) :

$$v_{ok}(t)=\frac{S}{2}\alpha_k^2 A_{OL}^2+\frac{S}{2}\beta_k^2 A_{RF}^2\left(I^2(t)+Q^2(t)\right)+S\alpha_k\beta_k A_{RF}A_{OL}\begin{bmatrix} I(t)\cos(\gamma_k+\psi_0\pm 2\pi\Delta ft) \\ -Q(t)\sin(\gamma_k+\psi_0\pm 2\pi\Delta ft)\end{bmatrix}$$

Pour $k\in\{3,4,5\}$

Nous allons tout d'abord simplifier cette expression, en ré-écrivant le terme d'auto-mélange du signal RF : $A_{RF}^2(I^2(t)+Q^2(t))$ comme suit :

$$A_{RF}^2\left(I^2(t)+Q^2(t)\right)=V_{DC}+v_a(t) \tag{3.60}$$

Ce terme est la somme d'une composante continue V_{DC} et d'un terme variable temporellement $v_a(t)$. Avec la relation (3.60), l'expression (3.59) devient :

$$v_{ok}(t)=DC_k+\frac{S}{2}\beta_k^2 v_a(t)+S\alpha_k\beta_k A_{RF}A_{OL}\left[I(t)\cos(\gamma_k+\psi_0\pm 2\pi\Delta ft)-Q(t)\sin(\gamma_k+\psi_0\pm 2\pi\Delta ft)\right] \tag{3.61}$$

Avec $DC_k=\frac{S}{2}\alpha_k^2 A_{LO}^2+\frac{S}{2}\beta_k^2 V_{DC}$.

Les composantes continues DC_k présentes sur les 3 sorties du cinq-port, peuvent être estimées par moyennage et éliminées par soustraction, nous obtenons ainsi :

$$\tilde{v}_{ok}(t)=v_{ok}(t)-\left\langle v_{ok}(t)\right\rangle \tag{3.62}$$

Les expressions des 3 tensions de sorties après élimination de la composante continue sont donc :

$$\tilde{v}_{ok}(t)=L_k v_a(t)+N_k I(t)\cos(\gamma_k+\psi_0\pm 2\pi\Delta ft)-N_k Q(t)\sin(\gamma_k+\psi_0\pm 2\pi\Delta ft) \tag{3.63}$$

Avec $L_k=\frac{S\beta_k^2}{2}$; $N_k=\alpha_k\beta_k A_{OL}A_{RF}S$ et $S=\frac{R\cdot R_V}{R+R_V}\left(\frac{I_S}{2V_T^2}\right)$ (3.64)

Ces simplifications nous permettent de voir que les 3 tensions $\tilde{v}_{ok}(t)$ sont des combinaisons linéaires de 3 termes variant temporellement : $v_a(t)$, $I(t)$ et $Q(t)$.

A partir des expressions des 3 tensions définies par la relation (3.63), nous pouvons écrire le système matriciel suivant :

$$P \cdot \begin{pmatrix} v_a(t) \\ I(t) \\ Q(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{v}_{o3}(t) \\ \tilde{v}_{o4}(t) \\ \tilde{v}_{o5}(t) \end{pmatrix} \tag{3.65}$$

$$\text{Avec } P = \begin{pmatrix} L_3 & N_3\cos(\gamma_3+\psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) & -N_3\sin(\gamma_3+\psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) \\ L_4 & N_4\cos(\gamma_4+\psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) & -N_4\sin(\gamma_4+\psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) \\ L_5 & N_5\cos(\gamma_5+\psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) & -N_5\sin(\gamma_5+\psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) \end{pmatrix} \tag{3.66}$$

Ce système peut s'écrire sous la forme vectorielle suivante :

$$\begin{gathered} S(t) = P.V(t) \\ Avec: \\ S(t) = \begin{pmatrix} \tilde{v}_{o3}(t) \\ \tilde{v}_{o4}(t) \\ \tilde{v}_{o5}(t) \end{pmatrix} \quad \& \quad V(t) = \begin{pmatrix} v_a(t) \\ I(t) \\ Q(t) \end{pmatrix} \end{gathered} \tag{3.67}$$

Connaissant les 3 tensions ($\tilde{v}_{o3}(t)$, $\tilde{v}_{o4}(t)$, $\tilde{v}_{o5}(t)$), et considérant le terme $2\pi\Delta ft$ comme paramètre, le système défini par l'équation (3.65) est un système à 3 équations et 3 inconnues $v_a(t)$, I(t) & Q(t). Il peut être résolu par la méthode de Cramer.

Le déterminant de la matrice P est égal à :

$$Det(P) = L_3N_4N_5\sin(\gamma_4-\gamma_5) + L_4N_3N_5\sin(\gamma_5-\gamma_3) + L_5N_3N_4\sin(\gamma_3-\gamma_4) = cte = D \tag{3.68}$$

$$v_a(t) = \frac{Det_{v_a(t)}}{Det(P)}; I(t) = \frac{Det_{I(t)}}{Det(P)}; Q(t) = \frac{Det_{Q(t)}}{Det(P)} \tag{3.69}$$

Donc :

$$\begin{cases} v_a(t) = vg_3.\tilde{v}_{o3}(t) + vg_4.\tilde{v}_{o4}(t) + vg_5.\tilde{v}_{o5}(t) \\ I(t) = rg_3.\tilde{v}_{o3}(t) + rg_4.\tilde{v}_{o4}(t) + rg_5.\tilde{v}_{o5}(t) \\ Q(t) = ig_3.\tilde{v}_{o3}(t) + ig_4.\tilde{v}_{o4}(t) + ig_5.\tilde{v}_{o5}(t) \end{cases} \tag{3.70}$$

Avec :

$$vg_3 = \frac{N_4 N_5 \sin(\gamma_5 - \gamma_4)}{D}; vg_4 = \frac{N_3 N_5 \sin(\gamma_3 - \gamma_5)}{D}; vg_5 = \frac{N_3 N_4 \sin(\gamma_4 - \gamma_3)}{D} \tag{3.71}$$

$$\begin{aligned} rg_3 &= \frac{L_5 N_4 \sin(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_4 N_5 \sin(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)}{D} \\ rg_4 &= \frac{L_3 N_5 \sin(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_5 N_3 \sin(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)}{D} \\ rg_5 &= \frac{L_4 N_3 \sin(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_3 N_4 \sin(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)}{D} \end{aligned} \tag{3.72}$$

$$\begin{aligned} ig_3 &= \frac{L_5 N_4 \cos(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_4 N_5 \cos(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)}{D} \\ ig_4 &= \frac{L_3 N_5 \cos(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_5 N_3 \cos(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)}{D} \\ ig_5 &= \frac{L_4 N_3 \cos(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_3 N_4 \cos(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)}{D} \end{aligned} \tag{3.73}$$

L'enveloppe complexe des signaux en bande de base est donnée par :

$$env(t) = I(t) + j.Q(t) \tag{3.74}$$

En remplaçant dans l'équation (3.74) I(t) et Q(t) par leur expression définie par l'équation (3.70), nous pouvons écrire :

$$env(t) = g_3.\tilde{v}_{o3}(t) + g_4.\tilde{v}_{o4}(t) + g_5.\tilde{v}_{o5}(t) \tag{3.75}$$

Avec :

$$g_3 = rg_3 + j.ig_3; \quad g_4 = rg_4 + j.ig_4; \quad g_5 = rg_5 + j.ig_5 \tag{3.76}$$

Ces 3 constantes complexes seront appelées constantes de calibrage du démodulateur cinq-port. Les deux signaux RF et OL étant synchronisés (la dérive de fréquence n'apparaît pas), ces constantes peuvent être déterminées avec deux méthodes de calibrage : le pré-calibrage et l'auto-calibrage.

3.11.1- Pré-calibrage du démodulateur cinq-port

Le pré-calibrage consiste à pré-calibrer le démodulateur cinq-port en déterminant les constantes g_3, g_4 & g_5 au préalable, puis appliquer ces constantes aux tensions obtenues lorsque le démodulateur est inséré dans un récepteur. Ce calibrage peut être réalisé avec deux méthodes :

- Calibrage par calcul direct : les constantes de calibrage sont calculées en appliquant les équations (3.72) et (3.73), sachant que les paramètres électriques L_i, N_i & γ_i du réflectomètre cinq-port sont donnés par l'équation (3.64). Rangel et al ont travaillé sur cette méthode [20].

- Calibrage par calcul indirect : la détermination des constantes de calibrage est réalisée en injectant au port RF, un signal sinusoïdal pur (signal CW) avec une fréquence légèrement différente de celle du signal appliqué au port RF. La fréquence RF sera donc :

$$f_{RF} = f_{OL} + \Delta f_c \tag{3.77}$$

Le signal $a_{RF}(t)$ peut être écrit sous la forme suivante :

$$a_{RF}(t) = A_{RF}\cos\left(2\pi f_{RF}t + \psi_0\right) \tag{3.78}$$

Comme $f_{RF} = f_{OL} + \Delta f_c$, nous pouvons écrire :

$$a_{RF}(t) = A_{RF}\cos\left(2\pi f_{OL}t + 2\pi\Delta f_c t + \psi_0\right) \tag{3.79}$$

Par manipulation mathématique, l'équation (3.79) devient :

$$a_{RF}(t) = A_{RF}\left(\cos\left(2\pi\Delta f_c t + \psi_0\right)\cos\left(2\pi f_{OL}t\right) - \sin\left(2\pi\Delta f_c t + \psi_0\right)\sin\left(2\pi f_{OL}t\right)\right) \tag{3.80}$$

En se rappelant l'expression $s(t) = A_{RF}\left(I(t)\,cos\left(2\pi f_{OL}t\right) - Q(t)\,sin\left(2\pi f_{OL}t\right)\right)$ (équation 1.6) qui définit un signal RF modulé par une séquence I/Q, nous pouvons dire que le signal $a_{RF}(t)$ correspond à un signal RF de fréquence porteuse f_{OL}, modulé par les séquences I/Q connues suivantes :

$$I(t) = \cos\left(2\pi\Delta f_c t + \psi_0\right) \tag{3.81}$$

$$Q(t) = \sin\left(2\pi\Delta f_c t + \psi_0\right) \tag{3.82}$$

Ainsi, en prenant N échantillons des 3 tensions ($\tilde{v}_{o3}(t)$, $\tilde{v}_{o4}(t)$, $\tilde{v}_{o5}(t)$), avec une fréquence d'échantillonnage $f_e=N.\Delta f_c$, en posant arbitrairement $\psi_0 = 0$, l'équation (3.70) devient:

$$\begin{pmatrix} I(1) \\ \vdots \\ I(N) \end{pmatrix} = A \cdot \begin{pmatrix} rg_3 \\ rg_4 \\ rg_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\left(2\pi/N\right) \\ \vdots \\ \cos\left(2\pi k/N\right) \\ \vdots \\ \cos\left(2\pi N/N\right) \end{pmatrix} \qquad \begin{pmatrix} Q(1) \\ \vdots \\ Q(N) \end{pmatrix} = A \cdot \begin{pmatrix} ig_3 \\ ig_4 \\ ig_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin\left(2\pi/N\right) \\ \vdots \\ \sin\left(2\pi k/N\right) \\ \vdots \\ \sin\left(2\pi N/N\right) \end{pmatrix} \tag{3.83}$$

Avec :

$$A = \begin{pmatrix} \tilde{v}_{o3}(1) & \tilde{v}_{o4}(1) & \tilde{v}_{o5}(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \tilde{v}_{o3}(N) & \tilde{v}_{o4}(N) & \tilde{v}_{o5}(N) \end{pmatrix} \tag{3.84}$$

En appliquant la méthode déterministe des moindres carrés, nous pouvons calculer les constantes de calibrage, de la manière suivante :

$$\begin{pmatrix} rg_3 \\ rg_4 \\ rg_5 \end{pmatrix} = \left(A^T \cdot A\right)^{-1} \cdot A^T \cdot \begin{pmatrix} I(1) \\ \vdots \\ I(N) \end{pmatrix} ; \begin{pmatrix} ig_3 \\ ig_4 \\ ig_5 \end{pmatrix} = \left(A^T \cdot A\right)^{-1} \cdot A^T \cdot \begin{pmatrix} Q(1) \\ \vdots \\ Q(N) \end{pmatrix} \tag{3.85}$$

Un choix arbitraire de la référence de phase ψ_0 est nécessaire, les constantes de calibrage permettront de déterminer la phase du signal RF relativement à ψ_0.

Neveux et al ont travaillé sur cette méthode et ont montré dans [21], que cette méthode de pré-calibrage permet de régénérer correctement des signaux I&Q modulés en QPSK, cependant, les diagrammes de constellation obtenus ne sont pas normalisés, c'est-à-dire que l'amplitude et la phase varient en fonction de la puissance P_{RF}, et ils étaient distordus en présence de signaux perturbateurs. Les méthodes de pré-calibrage permettent donc de régénérer des signaux I&Q à partir des signaux de sortie d'un démodulateur cinq-port, mais ne sont pas tout à fait adaptées à son fonctionnement dans une chaîne de réception, une solution pour ce problème serait d'utiliser une méthode adaptative de calibrage. C'est l'auto-calibrage.

3.11.2- Auto-calibrage du démodulateur cinq-port

Il a été démontré dans [21], que l'utilisation d'une séquence d'apprentissage connue par l'émetteur et le récepteur et transmise avec les données utiles, permet de calibrer périodiquement le démodulateur cinq-port, afin de compenser d'une manière adaptative les variations en amplitude et phase du signal reçu, et la distorsion des signaux reçus par les canaux adjacents, et régénérer des signaux I&Q ayant des diagrammes de constellation de phase parfaitement normalisés.

Les méthodes de calibrage déjà employées et décrites précédemment nécessitent la synchronisation entre les deux signaux RF et OL. Cette condition n'est généralement pas vérifiée dans un récepteur réel.

Nous allons proposer une méthode de calibrage permettant d'estimer la valeur de la dérive de fréquence existante dans le récepteur. Cette méthode sera intégrée dans un traitement numérique complet permettant de réaliser la démodulation de différents signaux avec des débits binaires atteignant 40 Mbit/s, avec le démodulateur cinq-port à 26 GHz.

3.11.3- Comparaison entre le démodulateur cinq-port et un démodulateur IQ direct

Chacune des trois tensions de sortie du démodulateur cinq-port est constituée d'une composante continue DC, d'un terme IM2, et d'un terme I/Q composite. Le démodulateur cinq-port possède donc les mêmes problèmes qu'un démodulateur direct en quadrature.

Par contre les problèmes s'accentuent davantage dans un démodulateur en quadrature fonctionnant dans la bande des fréquences millimétriques (f_{RF}=26 GHz). Les non-appariements en gain et en phase entre les voies I&Q augmentent parce qu'il est difficile de réaliser un déphaseur produisant un déphasage exactement égal à 90° ainsi que de réaliser deux voies parfaitement identiques.

La procédure de calibrage du démodulateur cinq-port permet de corriger ces défauts. Donc cette procédure nécessite une certaine augmentation dans le calcul numérique, mais permet d'alléger les conditions de performance imposées aux composants RF du récepteur.

3.12- Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit le réflectomètre cinq-port, et expliqué le fonctionnement du circuit interférométrique et des détecteurs de puissance qui le constituent. Nous avons détaillé aussi le principe de la linéarisation des détecteurs de puissance afin de garantir la détection quadratique sur une grande dynamique, ainsi que le principe de la démodulation avec le réflectomètre cinq-port. Nous avons présenté ensuite deux architectures de démodulateur cinq-port réalisé respectivement avec des composants coaxiaux ou en technologie MHIC.

Dans la dernière partie du chapitre, nous avons déterminé les 3 tensions de sorties du démodulateur cinq-port, et présenté les différentes méthodes utilisées actuellement afin de régénérer les signaux I&Q à partir de ces tensions, ce qui nous mène à proposer dans le chapitre suivant un traitement des signaux complétant les études actuelles et permettant d'introduire le réflectomètre cinq-port comme démodulateur multi-mode, large bande et convenable pour la réception d'une Boucle Locale Radio.

3.13- Références bibliographiques

[1]- G. F. Engen & C. A. Hoer, "Application of an arbitrary 6-port junction to power-measurement problems", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-21, pp 470-474, November 1972.

[2]- F. Rangel de Sousa, B. Huyart & RCS. Freire, "Low cost network analyzer using a six-port reflectometer", *IEEE Proceedings MTT-S IMOC 2001*, pp 145-147.

[3]- CG Miguelez, B. Huyart, E. Bergeault & L. Jallet, « A new automobile radar based on the six-port phase/frequency discriminator », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 49, No. 4, July 2000, pp 1416-1423.

[4]- D. Kerneves, B. Huyart, X. Begaud, E. Bergeault & L. Jallet, "Direct measurement of direction of arrival of multiple signals", *30th European Microwave Conference*, PARIS October 2000.

[5]- Ji Li, G. Bosisio & Ke Wu, "Computer and measurement simulation of a new digital receiver operating directly at millimeter-wave frequencies", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 43, No. 12, December 1995, pp 2766-2772.

[6]- V. Bilik & J. Bezek, "Vector reflectometer system for industrial applications", *24th European Microwave Conference*, 1994 Cannes.

[7]- F. Wiedmann, B. Huyart, E. Bergeault & L. Jallet, "New structure for a six-port reflectometer in MMIC technology", *Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, 17-21 June 1996, pp 534-535.

[8]- M. Ratni, B. Huyart, E. Bergeault & L. Jallet, "A New Structure for a Six-Port Reflectometer Using a Silicon Mosfet for Power Measurement", *IEEE Microwave Theory & Technique Symposium, MTT-S*, Anaheim, June 1999.

[9]- J. Hesselbarth, F. Wiedmann & B. Huyart, "Two new Six-port reflectometers covering very large bandwidths", *IEEE Transactions On Instrumentation and Measurement*, Vol. 46, No. 4, August 1997, pp 966-969.

[10]- *Application Note 923 AGILENT*, "Schottky Barrier Diode Video Detectors" (http://literature.agilent.com/litweb/pdf/5954-2079.pdf).

[11]- A.M. Cowley & H.O. Sorensen, "Quantitative comparison of solid-state microwave detectors", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 14, No 12, December 1966, pp 588-602.

[12]- C. Potter & A. Bullock, "Nonlinearity correction of microwave diode detectors using a repeatable attenuation step", *Microwave Journal*, Vol. 36, No. 5, May 1993, pp 272-279.

[13]- F. Wiedmann, "Développements pour des applications grand public du réflectomètre six-portes : algorithme de calibrage robuste, réfletomètre à très large bande et réflectomètre intégré MMIC ", Thèse soutenue en juillet 1997 à l'ENST PARIS.

[14]- G. Engen, "The six-port reflectometer : an alternative network analyzer", *IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques*, Vol. 25, Issue 12, December 1977, pp 1075-1080.

[15]- B. Huyart, "Réalisation d'un analyseur de réseau six-portes dans la bande de fréquence 2-18GHz", Thèse soutenue en juin 1986 à l'ENST PARIS.

[16]- S. M. Sze, "Physics of Semiconductor Devices", New York: john Wiley, 1981.

[17]- C. G. Montgomery, R. H. Dicke & E. M. Purcell, "Principles of Microwave Circuits", New York: McGraw-Hill, 1948.

[18]- E.R. Bertil Hansson & G.P. Riblet, "An ideal six-port network consisting of a matched reciprocal lossless five-port and a perfect directionnal coupler", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 31, No. 3, March 1983, pp 284-288.

[19]- *Data Sheet AGILENT*, diode Schottky HSCH-9161, "Zero Bias Beamlead Detector Diode" (http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5988-6209EN.pdf).

[20]- F. Rangel De Sousa, B. Huyart & R. N. de Lima, "A new method for automatic calibration of 5-port reflectometers", *IEEE MTT-S / SBMO International Microwave and Optoelectronics Conference,* Foz de Iguaçu - Brazil, 20-23 September 2003.

[21]- G. Neveux, "Démodulateur direct de signaux RF multi-mode et multi-bande utilisant la technique cinq-port", Thèse soutenue en décembre 2003 à l'ENST PARIS.

- Chapitre 4 -

Système de transmission à 26 GHz

4.1- Introduction

Des efforts considérables sont apparus récemment dans la conception des émetteurs/récepteurs utilisés dans les systèmes de communications. L'approche générale est de combiner les fonctions RF avec le traitement numérique (Digital Signal Processing) afin d'appliquer des techniques de modulation linéaires et d'offrir une flexibilité dans le format des modulations ainsi que dans le traitement à la réception.

Une meilleure configuration à l'émission est la génération numérique des signaux I&Q en bande de base, suivie par une modulation en quadrature vers les fréquences intermédiaires IF ou Radio-Fréquence RF.

A la réception, un démodulateur recouvre les composantes I&Q à partir d'un signal aux fréquences RF ou IF et d'un traitement numérique réalisé par un DSP [1].

Au cours de la thèse, nous avons réalisé une plate-forme de test de deux émissions/réceptions à 26 GHz.

A la réception, nous avons commencé par employer une architecture super-hétérodyne permettant de démoduler les signaux RF à la fréquence 26 GHz à l'aide de deux mélangeurs suivis d'un démodulateur IQ, puis nous avons examiné un système réalisant une démodulation directe à l'aide du démodulateur cinq-port.

Les deux récepteurs nécessitent un traitement numérique adéquat afin de régénérer les signaux I&Q en bande de base. Dans ce chapitre, nous allons décrire les algorithmes de traitement numérique que nous avons établis en appliquant une grande partie des propositions définies dans la norme standard de la BLR [2], ensuite nous allons présenter et valider le système de transmission à 26 GHz.

4.2- Traitement numérique des signaux en bande de base

A la réception d'un système de transmission, les tensions de sortie en bande de base sont numérisées par des convertisseurs analogiques numériques puis traitées numériquement afin de régénérer les signaux I&Q transmis. Dans ce paragraphe, nous allons décrire les principes de traitement numérique des signaux en bande de base généralement appliqués, tout en présentant les modifications que nous avons apportées à ce traitement pour l'adapter au fonctionnement d'un démodulateur IQ ayant des désappariements en gain et en phase entre les 2 voies I&Q, ainsi qu'au fonctionnement du démodulateur cinq-port.

4.2.1- Format des signaux transmis

Avant de décrire les techniques de traitement numérique que nous avons appliquées, nous allons décrire le format des signaux en bande de base qui étaient transmis.
Nous avons appliqué le format de la trame descendante de la BLR (cf. chapitre 2), le signal RF reçu est donc modulé à une fréquence symbole f_s atteignant 15 Méga Symboles par seconde, les données sont transmises par intervalle de temps dont le format est le suivant :

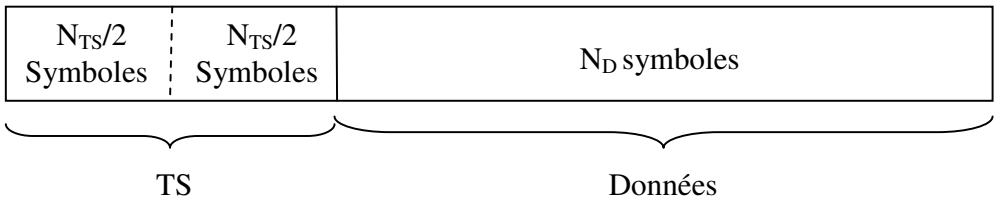


Figure 4.1 : *Format de l'intervalle de temps utilisé*

L'intervalle de temps est composé d'un préambule TS (Training Sequence) de N_{TS}=32symboles constitué de 16 symboles d'une séquence CAZAC répétés 1 fois avec une modulation QPSK, et d'un bloc de données utiles de N_D symboles, avec une modulation QPSK ou 16QAM.
Afin de régénérer les signaux I&Q transmis, les 2 tensions de sortie du démodulateur I/Q ou les 3 tensions de sortie du démodulateur cinq-port, sont numérisées par des convertisseurs analogiques numériques CAN, puis numériquement traitées. Nous avons utilisé des CAN d'une carte d'acquisition commandée par un PC à l'aide du bus PCI, donc nous avons réalisé une démodulation en bloc au lieu d'une démodulation séquentielle réalisée en temps réel.

La démodulation en bloc consiste à sur-échantillonner d'un facteur entier OSR (Over Sampling Ratio) et mémoriser un bloc de donnée afin d'être traité. Nous notons que cette technique est adaptée à une transmission par intervalle de temps de type TDMA comme celle que nous avons effectuée. Chaque bloc échantillonné et mémorisé correspond à un intervalle de temps reçu.
Généralement, le traitement numérique appliqué aux tensions de sortie d'un démodulateur consiste en un filtrage suivi de plusieurs procédures de synchronisation, de correction et de décision afin de régénérer les signaux I&Q tout en observant des diagrammes de constellation de phase normalisés et en ayant un faible taux d'erreur binaire BER.

4.2.2- Le filtrage numérique

Dans une chaîne de transmission numérique, les signaux I/Q sont filtrés avant modulation, afin de limiter la largeur du spectre du signal RF modulé. Cependant, ce filtrage provoque des interférences entre symboles. Afin de réduire ces interférences, il faut utiliser un filtre respectant le critère de Nyquist, c'est-à-dire un filtre qui n'introduit pas d'interférences entre symboles aux instants de décision, comme le filtre en « cosinus sur-élevé ».
A la réception, il est nécessaire de réaliser un filtrage en bande de base des signaux démodulés pour réduire la puissance du bruit, et optimiser le rapport signal sur bruit et la probabilité d'erreur. Généralement nous appliquons un filtrage adapté, où deux filtres identiques en« racine de cosinus sur-élevé SQRC » sont appliqués en bande de base respectivement à l'émission et à la réception [3].

4.2.3- Les procédures de synchronisation

Les systèmes de radiocommunication numériques et particulièrement à la réception utilisent plusieurs circuits de synchronisation. La synchronisation la plus utilisée pour les systèmes en TDMA comprend [4] :

- La synchronisation trame
- La synchronisation symbole
- La synchronisation de la fréquence du signal porteur (compensation de la dérive de fréquence)
- La synchronisation de la phase du signal porteur

4.2.3.1- La synchronisation trame

Dans les systèmes de signalisation binaire où une séquence connue appelée "Séquence de Synchronisation" est insérée périodiquement entre les trames de données (préambule en TDMA), la méthode de synchronisation trame la plus utilisée est la localisation de cette séquence connue dans chaque bloc de données reçu [5].

Comme nous l'avons déjà mentionné, nous allons réaliser une transmission par intervalle de temps. Chaque intervalle de temps est composé d'un préambule de 32 symboles constitué de 16 symboles d'une séquence CAZAC répétés 1 fois avec une modulation QPSK, et d'un bloc de données utiles de N_D symboles, avec une modulation QPSK ou 16QAM.

Comme indiqué au chapitre 2, les séquences CAZAC sont caractérisées par leur fonction d'auto corrélation maximale à l'origine et nulle ailleurs sur une certaine plage. Donc en réalisant sur chaque trame, une corrélation glissante entre deux paires successives constituée chacune de 16 symboles, la corrélation maximale correspond au début du préambule, et nous pouvons ainsi réaliser la synchro-trame par localisation de la séquence d'apprentissage.

4.2.3.2- La synchronisation symbole

Les méthodes de synchronisation symbole sont divisées en deux catégories : la synchronisation pilotée par les décisions (decision directed) et la synchronisation non-pilotée par les décisions (nondecision-directed). Dans les deux cas, l'instant d'échantillonnage optimal peut être obtenu par les estimations à maximum de vraisemblance [4].

Nous allons rappeler la méthode basée sur le maximum de vraisemblance comme elle est classiquement utilisée et nous présenterons ultérieurement les modifications que nous avons apportées à cette méthode afin de l'adapter à notre système.

Les signaux analogiques $v_I(t)$ & $v_Q(t)$ à la sortie d'un démodulateur I/Q sont généralement de la forme suivante :

$$\begin{cases} v_I(t) = \sum_{n\in\mathbb{Z}} \mathrm{I}_n . g(t - nT_s) + n_I(t) \\ v_Q(t) = \sum_{n\in\mathbb{Z}} Q_n . g(t - nT_s) + n_Q(t) \end{cases} \tag{4.1}$$

Où T_s correspond à la période symbole, le bruit est représenté par n_I & n_Q, le couple (I_n, Q_n) représente le $n^{ème}$ symbole et g(t) la réponse impulsionnelle du filtre global (filtre d'émission + réponse impulsionnelle du canal de transmission + filtre de réception).

En échantillonnant les 2 signaux à $t=kT_s$, nous obtenons :

$$\begin{cases} v_I(kT_s) = I_k.g(0) + \sum_{n\in\mathbb{Z},\, n\neq k} I_n.g\left[(k-n)T_s\right] + n_I(kT_s) \\ v_Q(kT_s) = Q_k.g(0) + \sum_{n\in\mathbb{Z},\, n\neq k} Q_n.g\left[(k-n)T_s\right] + n_Q(kT_s) \end{cases} \tag{4.2}$$

Les termes $I_k.g(0)$ et $Q_k.g(0)$ représentent le symbole S_k envoyé à $t=kT_s$, les 2 autres termes représentent les interférences provoquées par les symboles précédents et suivants le symbole S_k, c'est-à-dire les termes d'Interférences Entre Symboles (IES).

Si la réponse globale vérifie le critère de Nyquist, alors :

$$g(kT_s) = g(0).\delta(k) \tag{4.3}$$

Où $\delta(.)$ est le symbole de Kronecker.

$$\begin{cases} g(kT_s) = g(0) \quad pour \quad k=0 \\ g(kT_s) = 0 \quad pour\ k\ entier\ relatif\ non\ nul \end{cases} \tag{4.4}$$

Ainsi les équations (4.2) deviennent :

$$\begin{cases} v_I(kT_s) = I_k.g(0) + n_I(kT_s) \\ v_Q(kT_s) = Q_k.g(0) + n_Q(kT_s) \end{cases} \tag{4.5}$$

L'instant optimal d'échantillonnage est donc $t=kT_s$, ceci correspond à l'ouverture maximale du diagramme de l'œil.

Dans un système réel, lorsque l'émetteur et le récepteur ne sont pas synchronisés, les signaux $v_I(t)$ & $v_Q(t)$ sortant du démodulateur sont de la forme :

$$\begin{cases} v_I(t) = \sum_{n\in\mathbb{Z}} I_n.g(t-nT_s-\tau) + n_I(t) \\ v_Q(t) = \sum_{n\in\mathbb{Z}} Q_n.g(t-nT_s-\tau) + n_Q(t) \end{cases} \tag{4.6}$$

τ représente le retard aléatoire entre les bases de temps de l'émetteur et du récepteur, que nous devons déterminer pour réaliser une décision optimale. L'instant optimal d'échantillonnage où le diagramme de l'œil est le plus ouvert devient $t=kT_s+\tau$.

Pour une démodulation en bloc, où un intervalle de temps constitué de N' symboles ($N= N_s + N_D$ cf figure 4.1), avec une fréquence symbole f_s et un sur-échantillonnage à la fréquence $OSR.f_s$, les instants d'échantillonnage sont donnés par :

$$t_{k,m} = kT_s + \frac{mT_s}{OSR} \tag{4.7}$$

k=0,1,2,…,N'-1 représente le numéro du symbole échantillonné.

m=0,1,2,…,OSR-1 représente le numéro de l'échantillon « modulo OSR ».

Par exemple : Avec OSR=4, l'échantillon numéro 18 correspond au 3ème échantillon du 4ème symbole, car 18=4x4+2⇒ m=2 & k=4.

Le terme $\frac{mT_s}{OSR}$ dans l'équation (4.7) correspond au terme de retard τ. Ainsi estimer τ revient à déterminer la valeur de m (m∈{0,1,2,…,OSR-1}) qui est la plus proche de l'instant optimal de décision.

Un algorithme présenté dans [6], [7] permet d'estimer τ, afin de sous-échantillonner à l'instant optimal de décision. Pour ceci, nous utilisons la fonction de vraisemblance associée au retard τ (ou à la valeur m) dans sa forme logarithmique. Une approximation de cette fonction est l'équation suivante :

$$\Lambda(m) = \sum_{k=N_D}^{N_D-1+N_f} \sigma(k,m) \tag{4.8}$$

$$\text{Avec } \sigma(k,m) = v_I^2(t_{k,m}) + v_Q^2(t_{k,m}) \tag{4.9}$$

Cette fonction sera calculée sur N_f symboles. La fonction Λ(m) représente l'énergie de l'enveloppe complexe sur N_f symboles pour m donné, ainsi le maximum de Λ sera obtenu pour un rapport signal sur bruit maximal et donc une ouverture maximale du diagramme de l'œil.

La valeur de m rendant Λ(m) maximale sera la valeur optimale d'échantillonnage. Cet algorithme se nomme MAM (Maximum Amplitude Method) et peut être schématisé de la façon suivante :

Les échantillons de tensions mémorisées sont prélevés dans les mémoires avec un adressage déterminé par k et m. Les m valeurs de la fonction Λ sont calculées et la valeur m_{opt} est déterminée en cherchant la valeur maximale de Λ.

Les échantillons optimaux sont donnés par les relations suivantes :

$$\left.\begin{array}{l} V_I \text{ optimal } \Leftrightarrow \; V_I(t_{k,mopt}) = V_I(p) \\ V_Q \text{ optimal } \Leftrightarrow \; V_Q(t_{k,mopt}) = V_Q(p) \end{array}\right\} \Rightarrow p = k.OSR + m_{opt} \quad avec \quad k \in \{0,1,...N'-1\} \tag{4.10}$$

L'algorithme MAM peut être facilement implémenté dans un DSP car il ne requiert que des cellules de multiplication et d'accumulation.

Afin de réaliser la synchronisation symbole à partir des 3 tensions de sortie du démodulateur cinq-port, nous avons utilisé la technique MAM présentée sous une forme différente mais toujours basée sur la détermination de l'instant optimal d'échantillonnage comme étant l'instant où l'énergie du signal utile est maximale.

En reprenant l'équation (3.63), les 3 tensions de sortie du démodulateur cinq-port sont sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \tilde{v}_{o3}(t) &= L_3 v_a(t) + N_3 I(t)\cos(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - N_3 Q(t)\sin(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) \\ \tilde{v}_{o4}(t) &= L_4 v_a(t) + N_4 I(t)\cos(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - N_4 Q(t)\sin(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) \\ \tilde{v}_{o5}(t) &= L_5 v_a(t) + N_5 I(t)\cos(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - N_5 Q(t)\sin(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) \end{aligned} \tag{4.11}$$

Ainsi, dans ces tensions, nous avons 3 termes respectivement proportionnels aux signaux I & Q, au lieu des 2 termes V_I & V_Q qui permettent de calculer la fonction Λ et réaliser la synchronisation symbole, donc il faut réaliser cette synchronisation avant la régénération des signaux I&Q. Nous allons maintenant détailler la méthode déterminant l'énergie de I(t) & Q(t) à partir des 3 tensions ($\tilde{v}_{o3}(t)$, $\tilde{v}_{o4}(t)$, $\tilde{v}_{o5}(t)$).

Ces tensions sont échantillonnées et numérisées par des convertisseurs analogiques numériques.

En considérant N échantillons, les 3 expressions des tensions seront données par :

$$\begin{aligned} \tilde{v}_{o3}(k) &= L_3 v_a(k) + N_3 I(k)\cos(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta fk) - N_3 Q(k)\sin(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta fk) \\ \tilde{v}_{o4}(k) &= L_4 v_a(k) + N_4 I(k)\cos(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta fk) - N_4 Q(k)\sin(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta fk) \\ \tilde{v}_{o5}(k) &= L_5 v_a(k) + N_5 I(k)\cos(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta fk) - N_5 Q(k)\sin(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta fk) \end{aligned} \tag{4.12}$$

où k varie de 1 à N.

Nous avons vu dans le chapitre 3 que les expressions des 3 tensions définies par la relation (3.67), peuvent être écrites sous la forme vectorielle suivante :

$$S(t) = P.V(t) \tag{4.13}$$

Donc la matrice de corrélation R de S(t) sera donnée par :

$$R = P.R_S.P^T \tag{4.14}$$

$$Avec \quad R_S = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{pmatrix} \tag{4.15}$$

Où λ_1, λ_2 & λ_3 sont les valeurs propres de la matrice R.

D'après [8], et en absence de la dérive de fréquence, les 3 valeurs propres sont proportionnelles aux énergies des 3 signaux présents dans les 3 tensions. Plusieurs études ont été effectuées afin de montrer la relation entre les valeurs propres et l'énergie des signaux en présence d'une dérive de fréquence, cependant ces études font appel à des calculs mathématiques complexes se basant sur les processus aléatoires. Pratiquement, nous pouvons supposer que ces valeurs propres restent proportionnelles aux énergies des signaux I&Q vu que la partie dissipée de cette énergie par dispersion est extrêmement négligeable. Ainsi, nous avons :

$$\begin{cases} \lambda_1 \propto \sum_{k=1}^{N} v_I^2(k) \\ \lambda_2 \propto \sum_{k=1}^{N} v_Q^2(k) \\ \lambda_3 \propto \sum_{k=1}^{N} v_a^2(k) = cte \end{cases} \tag{4.16}$$

Le terme $\sum_{k=1}^{N} v_a^2(k)$ correspond à l'énergie totale du terme en $I^2(k)+Q^2(k)$. Ce terme est constant pour le préambule modulé en QPSK [8].

D'après l'algèbre linéaire, le déterminant de la matrice R est relié à ses valeurs propres par la relation suivante :

$$\det(R) = \lambda_1.\lambda_2.\lambda_3 \tag{4.17}$$

Nous en déduisons avec l'équation (4.16) :

$$\det(R) = K.\left[\sum_{k=1}^{N} v_I^2(k)\right].\left[\sum_{k=1}^{N} v_Q^2(k)\right] \tag{4.18}$$

Où K est une constante de proportionnalité.

Le déterminant de R est proportionnel au produit des énergies des signaux v_I & v_Q. Donc ce déterminant peut nous permettre d'estimer l'instant optimal d'échantillonnage sur les 3 tensions et ceci sans régénération préalable des signaux I&Q

4.2.3.3- La synchronisation porteuse

Lorsqu'une composante non-modulée ou une séquence pilote est introduite dans les trames, l'approche classique pour effectuer la synchronisation porteuse est d'utiliser la boucle à verrouillage de phase PLL (Phase Locked Loop) qui se verrouille à la fréquence porteuse, et a une bande de verrouillage suffisamment étroite pour ne pas être perturbée par les lobes latéraux du signal. Il existe beaucoup de littérature sur les performances et les conceptions des PLL, et plusieurs publications présentant les systèmes de communication synchrones et qui traitent la PLL dans les détails.

Pour les systèmes employant des modulations à grande efficacité spectrale (16QAM), la nécessité de précision dans la synchronisation porteuse et la synchronisation symboles augmente, et il est plus difficile dans ces systèmes d'extraire des informations précises sur la phase de la porteuse et sur la synchronisation symboles en appliquant de simples opérations sur le signal reçu [9].

Nous avons vu dans le chapitre 3 que le démodulateur cinq-port nécessite une procédure qui détermine des constantes de calibrage utilisées afin de régénérer les signaux I&Q à partir de ses trois tensions de sorties.

Les synchronisations trame et symbole effectuées, nous allons appliquer la procédure de calibrage pour déterminer une première valeur des 3 constantes complexes de calibrage du démodulateur. En se basant sur les propriétés de ces constantes, nous allons estimer la valeur de la dérive de fréquence et réaliser numériquement ainsi la synchronisation porteuse.

En reprenant l'équation (3.76), les trois constantes complexes de calibrage sont données par :

$$g_3 = rg_3 + j.ig_3; \quad g_4 = rg_4 + j.ig_4; \quad g_5 = rg_5 + j.ig_5 \tag{4.19}$$

Avec :

$$rg_3 = \frac{L_5 N_4 \sin(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_4 N_5 \sin(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)}{D}$$

$$rg_4 = \frac{L_3 N_5 \sin(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_5 N_3 \sin(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)}{D}$$

$$rg_5 = \frac{L_4 N_3 \sin(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_3 N_4 \sin(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)}{D}$$

Et :

$$ig_3 = \frac{L_5 N_4 \cos(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_4 N_5 \cos(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)}{D}$$

$$ig_4 = \frac{L_3 N_5 \cos(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_5 N_3 \cos(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)}{D}$$

$$ig_5 = \frac{L_4 N_3 \cos(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_3 N_4 \cos(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)}{D}$$

Avec D est le déterminant de la matrice de passage P entre les trois tensions et les signaux I&Q.

D'après l'équation (3.68), D est une constante.

Les modules de ces 3 constantes sont donnés par :

$$\begin{aligned} |g_3|^2 &= \frac{L_5^2 N_4^2 + L_4^2 N_5^2 - 2L_4 L_5 N_4 N_5 \cos(\gamma_4 - \gamma_5)}{D^2} \\ |g_4|^2 &= \frac{L_3^2 N_5^2 + L_5^2 N_3^2 - 2L_3 L_5 N_3 N_5 \cos(\gamma_3 - \gamma_5)}{D^2} \\ |g_5|^2 &= \frac{L_4^2 N_3^2 + L_3^2 N_4^2 - 2L_3 L_4 N_3 N_4 \cos(\gamma_3 - \gamma_4)}{D^2} \end{aligned} \tag{4.20}$$

Les tangentes des 3 arguments φ_1, φ_2 & φ_3 de ces 3 constantes s'écrivent :

$$\tan(\varphi_3) = \frac{L_5 N_4 \cos(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_4 N_5 \cos(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)}{L_5 N_4 \sin(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_4 N_5 \sin(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)}$$

$$\tan(\varphi_4) = \frac{L_3 N_5 \cos(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_5 N_3 \cos(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)}{L_3 N_5 \sin(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_4 N_5 \sin(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)} \qquad (4.21)$$

$$\tan(\varphi_5) = \frac{L_4 N_3 \cos(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_3 N_4 \cos(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)}{L_4 N_3 \sin(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft) - L_3 N_4 \sin(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta ft)}$$

Comme nous l'avons déjà indiqué, le déterminant D de la matrice P est une constante invariante dans le temps (Det(P) est indépendant de $2\pi\Delta f$ t), donc les modules des 3 constantes sont indépendants de la dérive de fréquence. Ils ne dépendent que du démodulateur cinq-port et de l'amplitude de l'oscillateur local qui lui est appliqué. En outre, le terme relatif à la dérive de fréquence apparaît dans les phases des 3 constantes de calibrage g_3, g_4 & g_5.

En calculant les arguments de ces constantes à deux instants différents, nous obtenons la relation suivante :

$$(\varphi_3)_{t2} - (\varphi_3)_{t1} = (\varphi_4)_{t2} - (\varphi_4)_{t1} = (\varphi_5)_{t2} - (\varphi_5)_{t1} = 2.\pi.\Delta f.(t_1 - t_2) \qquad (4.22)$$

Donc la connaissance des arguments des constantes complexes de calibrage à deux instants permet d'estimer la valeur de l'écart entre la fréquence RF du signal à l'entrée du récepteur et la fréquence de l'oscillateur local.

4.2.3.4- Le recalage en phase

Nous avons vu que la procédure d'auto-calibrage du démodulateur cinq-port permet d'obtenir des constellations calées en phase. Donc dans notre cas, le recalage en phase s'effectue sans aucun traitement particulier.

4.3- Application du traitement numérique

Nous allons appliquer les méthodes de synchronisation que nous avons décrites aux 3 tensions de sortie du démodulateur cinq-port. Nous allons proposer une méthode réalisant simultanément la synchronisation trame et la synchronisation symbole, tout en corrigeant la dérive de fréquence entre le signal RF et le signal de l'oscillateur local en se basant sur une procédure d'auto-calibrage du démodulateur cinq-port. Cette méthode permet donc la génération des signaux I&Q caractérisés par des diagrammes de constellation de phase parfaitement normalisés.

Nous montrerons aussi que ces techniques adaptées restent toujours valables et améliorent aussi les performances d'un récepteur avec un démodulateur I/Q classique.

La figure 4.2 présente le schéma du traitement numérique que nous avons appliqué.

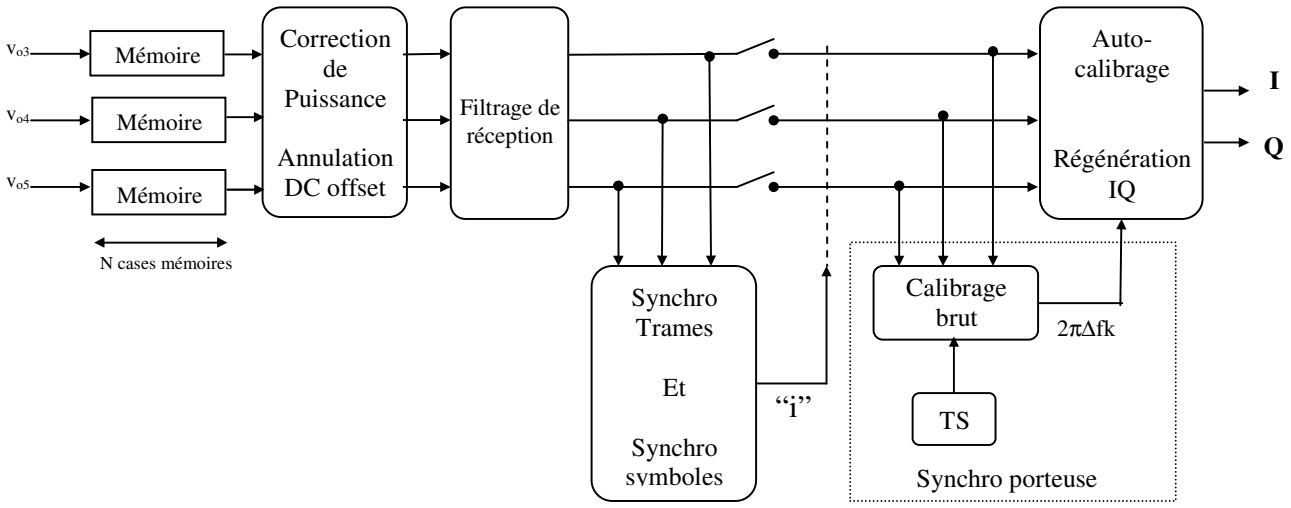


Figure 4.2 : *Schéma bloc du traitement numérique des signaux en bande de base*

Les 3 tensions sont échantillonnées à la fréquence $f_e = OSR.f_s$, elles sont numérisées par les CAN de la carte d'acquisition. Nous disposons donc de OSR échantillons par symboles.

Pour s'assurer d'avoir un intervalle de temps complet dans chaque bloc d'échantillons, nous allons traiter N échantillons avec : $N=2.OSR(N_{TS}+N_D)$.

La figure 4.3 représente une fenêtre d'échantillonnage.

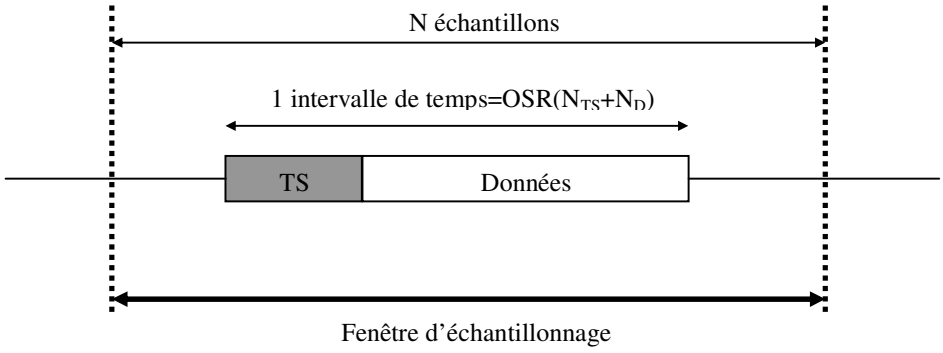


Figure 4.3 : *Fenêtre d'échantillonnage pour la démodulation en bloc*

Les données échantillonnées sont enregistrées dans 3 mémoires afin de réaliser la démodulation numérique.

Les 3 expressions des tensions seront données par :

$$\tilde{v}_{o3}(k) = L_3 v_a(k) + N_3 I(k)\cos(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta fk) - N_3 Q(k)\sin(\gamma_3 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta fk)$$

$$\tilde{v}_{o4}(k) = L_4 v_a(k) + N_4 I(k)\cos(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta fk) - N_4 Q(k)\sin(\gamma_4 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta fk) \qquad (4.23)$$

$$\tilde{v}_{o5}(k) = L_5 v_a(k) + N_5 I(k)\cos(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta fk) - N_5 Q(k)\sin(\gamma_5 + \psi_0 \pm 2\pi\Delta fk)$$

4.3.1- Filtrage de réception

Ces tensions seront ensuite filtrées. Comme nous l'avons vu dans le paragraphe 2.5.4, le filtrage de mise en forme que nous devons utiliser à l'émission est de type « racine carrée de cosinus sur-élevé » avec un facteur d'excès de bande (roll-off factor) de 0.25. En utilisant le même filtre à la réception, le récepteur sera adapté à l'impulsion reçue et minimisera la puissance de bruit reçue.

L'ensemble de ces 2 filtres identiques à l'émission et à la réception, sera équivalent à un filtre en « cosinus sur-élevé » vérifiant le critère de Nyquist précédemment énoncé.

Le filtrage étant effectué dans le domaine numérique (figure 4.2), il sera implémenté sous la forme d'un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie (FIR). La réponse impulsionnelle est rendue causale par translation temporelle et est tronqué sur une durée de 6 symboles (durée suffisante afin de décrire correctement la réponse impulsionnelle);

A cause de la fréquence d'échantillonnage maximale donnée par la carte d'acquisition dont nous disposions, et les débits binaires atteignant 40 Mbit/s que nous avons transmis, nous avions un facteur de sur-échantillonnage OSR de 4. La fonction de transfert du filtre est donc caractérisée par 25 coefficients. L'expression suivante décrit le filtre réalisé :

$$s[i] = \sum_{k=0}^{24} c_k e[i-k] \tag{4.24}$$

e et s sont les signaux d'entrée et de sortie du filtre, les coefficients c_k représentent la réponse impulsionnelle tronquée du filtre réalisé.

La figure suivante représente la réponse impulsionnelle du filtre correspondant à 25 coefficients.

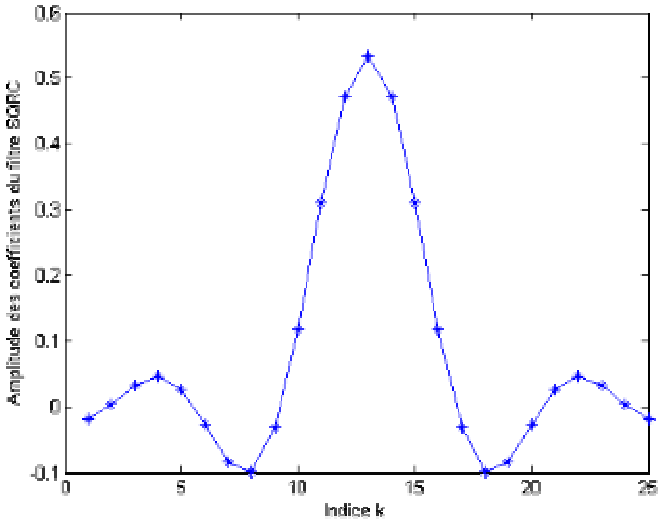


Figure 4.4 : *Coefficients c_k du filtre de réception*

4.3.2- La synchronisation-trame et la synchronisation-symbole

Nous définissons le vecteur V(k) tel que :

$$V(k) = \begin{pmatrix} \tilde{v}_{o3}(k) \\ \tilde{v}_{o4}(k) \\ \tilde{v}_{o5}(k) \end{pmatrix} \tag{4.25}$$

Nous calculons la matrice de corrélation R tel que :

$$R(i) = \sum_{k=0}^{16.OSR-1} V(k.OSR+i).V^T\left[k+(16.OSR)+i\right] \tag{4.26}$$

Avec $i \in \{0,...(N-32.OSR)\}$ et N : nombre d'échantillons.

Cette matrice peut être représentée sous la forme suivante :

$$R(i)=\begin{pmatrix} a & d & e \\ d & b & f \\ e & f & c \end{pmatrix}$$

Le déterminant de la matrice R est calculé par l'équation suivante :

$$Det\left(R(i)\right)=a.b.c+2.d.e.f-a.f^2-b.e^2-c.d^2 \qquad (4.27)$$

L'indice « i » correspondant au maximum du déterminant indique le début de la séquence d'apprentissage et l'instant optimal d'échantillonnage, comme il a été démontré au paragraphe 4.2.3.2. De là, nous pourrons par la suite, réaliser un sous-échantillonnage de facteur OSR sur les 3 tensions acquises ; nous obtenons alors 3 tensions où chaque échantillon ($v_3(k)$ $v_4(k)$ $v_5(k)$) représente un symbole.

4.3.3- La dérive de fréquence

La synchronisation porteuse d'un récepteur contenant un démodulateur en quadrature, avec des méthodes numériques, a fait l'objet de beaucoup de publications. Or, ces méthodes sont basées sur la connaissance de l'enveloppe complexe des signaux en bande de base. Dans le démodulateur cinq-port, nous ne connaissons pas cette enveloppe complexe avant de calibrer le démodulateur. Puisque La dérive de fréquence affecte les constantes de calibrage, nous devons donc l'estimer avant le calibrage, sans connaître donc l'enveloppe complexe.

La séquence d'apprentissage, connue par le récepteur, est constituée de deux suites consécutives et identiques de tailles respectives 16 symboles. En d'autres termes :

$$\left[I_{TS}(1),....,I_{TS}(16)\right]=\left[I_{TS}(17),....,I_{TS}(32)\right]\&\left[Q_{TS}(1),....,Q_{TS}(16)\right]=\left[Q_{TS}(17),....,Q_{TS}(32)\right] \qquad (4.28)$$

Nous considérons les tensions correspondantes à ces deux suites. Soient A la matrice formée par les tensions relatives à la première suite et A' celle relative à la deuxième suite.

A et A' sont sous la forme suivante :

$$A=\begin{pmatrix} \tilde{v}_{o3}(1) & \tilde{v}_{o4}(1) & \tilde{v}_{o5}(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \tilde{v}_{o3}(16) & \tilde{v}_{o4}(16) & \tilde{v}_{o5}(16) \end{pmatrix}; A'=\begin{pmatrix} \tilde{v}_{o3}(17) & \tilde{v}_{o4}(17) & \tilde{v}_{o5}(17) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \tilde{v}_{o3}(32) & \tilde{v}_{o4}(32) & \tilde{v}_{o5}(32) \end{pmatrix} \quad (4.29)$$

En appliquant la méthode déterministe des moindres carrés, nous pouvons déterminer les parties réelles rg_3, rg_4 & rg_5 et imaginaires ig_3, ig_4 & ig_5 des constantes g_3, g_4 & g_5 correspondantes aux tensions de la matrice A ainsi que les parties réelles rg'_3, rg'_4 & rg'_5 et imaginaires ig'_3, ig'_4 & ig'_5 des constantes g'_3, g'_4 & g'_5 correspondantes aux tensions de la matrice A'.
En effet , d'après les équations 3.85 :

$$\begin{pmatrix} rg_3 \\ rg_4 \\ rg_5 \end{pmatrix} = \left(A^T \cdot A\right)^{-1} \cdot A^T \cdot \begin{pmatrix} I_{TS}(1) \\ \vdots \\ I_{TS}(16) \end{pmatrix} \; ; \; \begin{pmatrix} rg'_3 \\ rg'_4 \\ rg'_5 \end{pmatrix} = \left((A')^T \cdot (A')\right)^{-1} \cdot (A')^T \cdot \begin{pmatrix} I_{TS}(1) \\ \vdots \\ I_{TS}(16) \end{pmatrix} \quad (4.30)$$

$$\begin{pmatrix} ig_3 \\ ig_4 \\ ig_5 \end{pmatrix} = \left(A^T \cdot A\right)^{-1} \cdot A^T \cdot \begin{pmatrix} Q_{TS}(1) \\ \vdots \\ Q_{TS}(16) \end{pmatrix} \; ; \; \begin{pmatrix} ig'_3 \\ ig'_4 \\ ig'_5 \end{pmatrix} = \left((A')^T \cdot (A')\right)^{-1} \cdot (A')^T \cdot \begin{pmatrix} Q_{TS}(1) \\ \vdots \\ Q_{TS}(16) \end{pmatrix} \quad (4.31)$$

Les arguments de ces constantes seront donc : (φ_3, φ'_3) ; (φ_4, φ'_4) ; (φ_5, φ'_5).

La séquence d'apprentissage est constituée de deux suites consécutives et identiques de tailles respectives 16 symboles. La longueur de cette séquence est courte par rapport à celle des données.
En appliquant la relation (4.22), nous avons :

$$\Delta\varphi = \varphi'_3 - \varphi_3 = \varphi'_4 - \varphi_4 = \varphi'_5 - \varphi_5 = 2.\pi.\Delta f.T \quad (4.32)$$

où T est la durée des 16 symboles.

Pratiquement, nous n'obtenons pas trois différences de phases Δφ exactement égales. L'écart entre ces différences sera lié à l'erreur induite dans l'estimation de la dérive de fréquence. Afin de réduire cette erreur, nous allons calculer la moyenne de ces trois Δφ et améliorer la précision, par le calcul d'une moyenne glissante des valeurs de dérives obtenues respectivement à partir de 5 blocs démodulés.

4.3.4- Régénération des signaux I&Q

La dérive de fréquence étant estimée, nous allons déterminer les trois constantes complexes de calibrage afin de régénérer les signaux I&Q à partir des trois tensions de sortie du démodulateur cinq-port. Pour obtenir les valeurs exactes de ces constantes et afin de compenser tous les défauts de la chaîne de transmission de l'entrée du modulateur jusqu'aux sorties du démodulateur cinq-port, tout en compensant la dérive de fréquence, nous allons appliquer le traitement suivant :
Pour tenir compte de l'effet de la dérive de fréquence, nous allons distordre l'enveloppe complexe connue $(env)_{TS}$ des symboles de la séquence d'apprentissage, pour obtenir $(env)_{TS}^{D}$ comme le montre les équations suivantes :

$$\begin{aligned} (env)_{TS} &= I_{TS} + j.Q_{TS} \\ (env)_{TS}^{D} &= (env)_{TS}.e^{j.2.\pi.\Delta f.k.T_s} \end{aligned} \tag{4.33}$$

Où k est l'indice du symbole et T_s la durée d'un symbole.

A partir des parties réelle I_{TS}^{D} et imaginaire Q_{TS}^{D} de l'enveloppe distordue, nous pouvons déterminer les constantes de calibrage en appliquant l'équation suivante :

$$\begin{pmatrix} drg_3 \\ drg_4 \\ drg_5 \end{pmatrix} = \left(A^T \cdot A\right)^{-1} \cdot A^T \cdot \begin{pmatrix} I_{TS}^{D}(1) \\ \vdots \\ I_{TS}^{D}(16) \end{pmatrix} \quad \& \quad \begin{pmatrix} dig_3 \\ dig_4 \\ dig_5 \end{pmatrix} = \left(A^T \cdot A\right)^{-1} \cdot A^T \cdot \begin{pmatrix} Q_{TS}^{D}(1) \\ \vdots \\ Q_{TS}^{D}(16) \end{pmatrix} \tag{4.34}$$

L'enveloppe complexe des signaux en bande de base sera donc :

$$Denv(t) = dg_3.\tilde{v}_{o3}(t) + dg_4.\tilde{v}_{o4}(t) + dg_5.\tilde{v}_{o5}(t) \tag{4.35}$$

Avec :

$$dg_3 = drg_3 + j.dig_3; \quad dg_4 = drg_4 + j.dig_4; \quad dg_5 = drg_5 + j.dig_5$$

Ces constantes corrigent les défauts de la chaîne de transmission. Nous corrigeons l'effet de la dérive de fréquence sur les symboles d'un bloc démodulé par l'expression suivante :

$$env(k) = Denv(k).e^{-j.2.\pi.\Delta f.k.T_s} \tag{4.36}$$

Où k est l'indice du symbole de l'intervalle de temps, et T_s la durée d'un symbole.
Après ce calibrage, les signaux I&Q sont régénérés et sont représentés par des constellations carrés, centrées et normalisées en amplitude et en phase.

Nous allons maintenant appliquer le traitement numérique que nous avons décrit sur un système de transmission à 26 GHz.

4.4 - Système de transmission à 26 GHz

Afin de valider les principes d'une boucle locale radio, nous avons construit une plate-forme de test constituée de deux chaînes de transmission à 26 GHz. Les figures 4.5 et 4.6 présentent les schémas bloc de ce système de transmission.
A l'émission, nous avons réalisé la transposition de signaux modulés suivant la norme DCS (Digital Communication System) de 1800MHz à 26 GHz.
La norme DCS 1800 est définie par les caractéristiques suivantes [10] :

Fréquence ascendante : 1710-1785 MHz
Fréquence Descendante : 1805-1880 MHz
Bande passante : 200 KHz
Nombre de canaux : 374 canaux
Débit binaire : 22.8 Kbits/s
Puissance d'émission : 150-4000 mW
Sensibilité :-100 dBm

A la réception, nous avons commencé par employer une architecture super-hétérodyne permettant de démoduler les signaux RF à la fréquence 26 GHz à l'aide de deux mélangeurs suivis d'un démodulateur IQ. Un deuxième récepteur réalisera une démodulation directe à l'aide du démodulateur cinq-port.

Après avoir décrit les composants constituant ce système, nous allons montrer les performances des deux architectures (hétérodyne et homodyne) en appliquant le traitement numérique que nous avons déjà présenté afin de réaliser une démodulation large bande compatible avec la Boucle Locale Radio.

4.4.1- Emission à 26 GHz

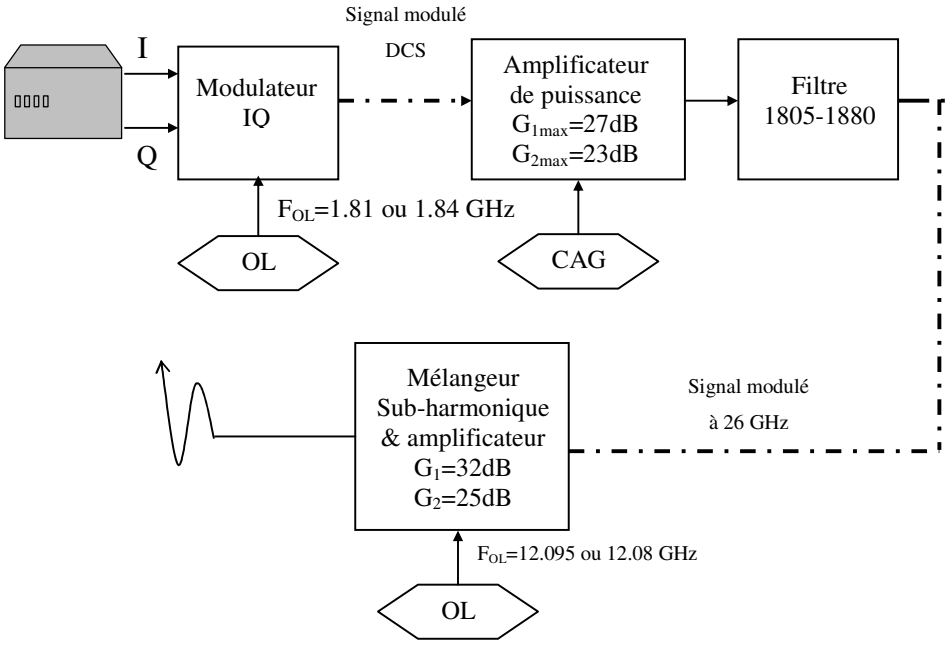


Figure 4.5 : *Schéma bloc de 2 émetteurs*

Pour réaliser la transmission de signaux larges bandes à 26 GHz, nous allons commencer par générer les signaux en bande base. Ces signaux sont générés par un PC, après sur-échantillonnage et filtrage avec le filtre en racine de cosinus surélevé que nous avons décrit dans le paragraphe 4.3.1, les signaux numériques sont chargés dans la mémoire d'un générateur de signaux arbitraires AWG (Arbitrary Wave Generator) Racal 8026. Après un filtrage de reconstitution, les signaux I&Q délivrés par l'AWG sont appliqués aux entrées du modulateur IQ.

Nous allons commencer par décrire les composants de la première chaîne fonctionnant à 1810 MHz.

- Un modulateur RF-2422 : c'est un modulateur IQ monolithique intégré, capable de réaliser les modulations universelles directes pour les hautes fréquences AM, PM, ou les porteuses composées. Polarisé par une tension de 5 V, et ayant une tension de référence de 3 V, ce circuit contient des amplificateurs différentiels pour les entrées des modulations, un système de déphasage de 90° de la porteuse du signal sur la voie Q, et un amplificateur RF d'impédance 50Ω et de bande de fonctionnement variant entre 800 et 2500 MHz. La porteuse que nous avons appliquée est un signal de fréquence 1810 MHz et de puissance –3.5 dBm.
- Un amplificateur de puissance RF-2140 : un amplificateur de haute puissance et de haute efficacité à gain variable, assure un contrôle de puissance jusqu'à 27 dB, tout en fonctionnant dans une zone proche de la classe C.
- Un filtre passe-bande de Filtek : un filtre défini par une bande passante entre 1805 et 1880 MHz, et une perte d'insertion de 1.6 dB.
- Un mélangeur NEL20226 : excité par un oscillateur local de fréquence 24.19 GHz. Le signal à la sortie sera un signal RF à 26 GHz.
- Un amplificateur NEL100411 : polarisé par une tension de 15 V, il est caractérisé par un courant de consommation de 280 mA, un facteur de bruit de 4 dB et un gain de 40 dB.
- Un filtre passe-bande de Reactel : ce filtre présente une bande passante entre 25.76-26.23 GHz, il sert également de filtre de réjection de la bande image 21.89-22.25 GHz.

La deuxième chaîne réalisait une transmission à 1840 MHz, elle était constituée des composants suivants :

- Un modulateur Max-2360 : Alimenté par les tensions V_{cc}=3 V, V_{GC}=2 V, V_{Bat}=V_{reg}=2.85 V & V_{GA}=2.55 V, ce circuit comprend un modulateur IQ réalisant une modulation à une fréquence intermédiaire, suivi d'un amplificateur et d'un mélangeur délivrant le signal RF à 1840 MHz. Le mode de fonctionnement en PCS de ce modulateur est contrôlé par un PC à travers le port parallèle. Le circuit peut synthétiser les signaux porteurs de fréquence 1840 MHz à partir d'un signal de référence de fréquence 19.68 MHz et de puissance –13 dBm.
- Un filtre passe-bande de Filtek : un filtre défini par une bande passante entre 1805 et 1880 MHz, et une perte d'insertion de 1.6 dB.

- Un module DDC-2126N810 : ce circuit comprend un mélangeur, un amplificateur et un filtre. Polarisé par une tension de 15 V, excité par un oscillateur local de fréquence 24.16 GHz et de puissance –10 dBm, le mélangeur ramène le signal à la fréquence RF de 26 GHz. Le signal RF sera ensuite amplifié et filtré avant d'être transmis par un guide d'onde.

4.4.2- Récepteurs hétérodynes à 26 GHz

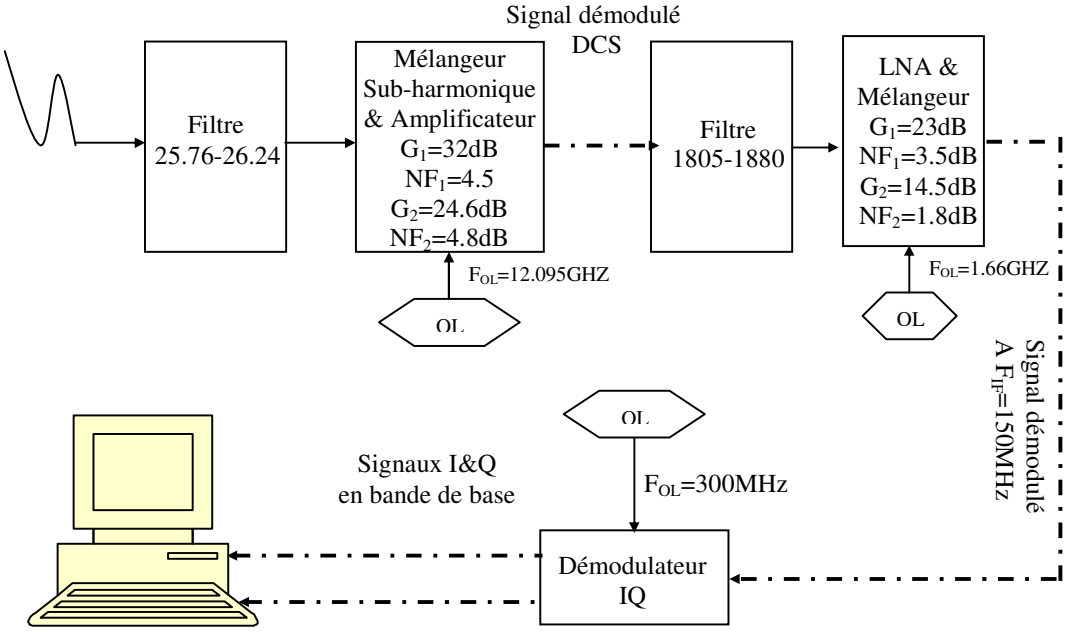


Figure 4.6 : *Schéma bloc de 2 récepteurs hétérodynes*

Le premier récepteur est constitué des éléments suivants :

- Un filtre passe-bande de Reactel : ce filtre présente une bande passante entre 25.76-26.23 GHz, il sert également de filtre de réjection de la bande image 21.89-22.25 GHz.
- Un amplificateur faible bruit QPN-2620QPJ : polarisé par une tension de 12 V, consommant un courant de 620 mA, cet amplificateur est caractérisé par un facteur de bruit de 4.5 dB et un gain de 32 dB.
- Un mélangeur subharmonique DB044LW1 : excité par un oscillateur local de fréquence 12.03 GHz et de puissance 0 dBm, ce mélangeur utilise la deuxième harmonique à 24.06 GHz, pour délivrer un signal modulé à 1.81 GHz à sa sortie.
- Un filtre passe-bande de Filtek : un filtre défini par une bande passante entre 1805 et 1880 MHz, et une perte d'insertion de 1.6 dB.

- Un circuit RF-2431 : c'est un récepteur UHF monolithique intégré, il contient tous les composants nécessaires pour implanter les fonctions RF du récepteur à l'exception du filtrage passif et de la génération de fréquence d'un oscillateur local. Polarisé par une tension de 5 V, il contient un amplificateur à faible bruit (LNA), un autre amplificateur RF, un mélangeur AsGa FET à double grille, et un amplificateur IF d'impédance 50 Ω. La sortie du LNA est connectée à un amplificateur suiveur d'isolation pour permettre une large marge de choix pour les filtres entre étages sans affecter le TOS ou le facteur de bruit à l'entrée du LNA, et pour assurer une grande isolation entre l'entrée et l'oscillateur local.

  L'entrée relative à l'oscillateur local est alimentée par un signal de fréquence 1660 MHz, de puissance –6 dBm. A la sortie de ce circuit, le signal modulé est à la fréquence intermédiaire : F_{IF}=150 MHz.

- Un démodulateur IQ RF-9957 : le circuit 9957 contient un amplificateur IF à contrôle automatique de gain (IF AGC) et un démodulateur IQ conçu pour la section de réception des applications des PCS et des cellulaires en mode dual CDMA/FM. Polarisé par une tension de 3 V, et excité par un oscillateur local de fréquence 300 MHz, d'amplitude 30 mV, il est conçu pour amplifier les signaux IF reçus, en assurant une marge de contrôle de gain de 100 dB, et les démoduler afin de délivrer les signaux I & Q en bande de base. La fréquence intermédiaire à l'entrée de ce démodulateur peut varier dans la bande 50–250 MHz.

  La fréquence de l'oscillateur F_{OL} est fixée à 300 MHz parce que la circuiterie de l'oscillateur dans le CI9957, contient un diviseur par 2 de fréquence de type flip-flop pour produire 2 signaux en quadrature, donc la fréquence F_{OL} doit être le double de la fréquence intermédiaire F_{IF}=150 MHz, afin de bien démoduler en bande de base.

Le deuxième récepteur est constitué des éléments suivants :

- Un module DUC-2126N810 : ce circuit comprend un filtre, un amplificateur et un mélangeur. Polarisé par une tension de 15 V, excité par un oscillateur local de fréquence 24.16 GHz et de puissance –10 dBm, le mélangeur ramène le signal de la fréquence RF de 26 GHz à la fréquence 1840 MHz.

- Un filtre passe-bande de Filtek : un filtre défini par une bande passante entre 1805 et 1880 MHz, et une perte d'insertion de 1.6 dB.
- Un circuit Max-2322 : Polarisé par une tension de 2.7 V, ce circuit contient un amplificateur à faible bruit (LNA) et un mélangeur. Excité à l'entrée relative à l'oscillateur local par un signal de fréquence 1660 MHz, de puissance –6 dBm, le signal de sortie sera à la fréquence intermédiaire : F_{IF}=150 MHz.
- Un démodulateur IQ RF-2721 **:** c'est un démodulateur IQ suivi sur chacune des voies d'un amplificateur de gain=14 dB. Il est alimenté par un OL à 300 MHz à cause de la quadrature des 2 signaux OL des mélangeurs. On obtient en sortie les signaux I&Q en bande de base. La fréquence intermédiaire à l'entrée de ce démodulateur peut varier dans la bande 50-250MHz.

L'architecture du récepteur que nous avons réalisé est une architecture double hétérodyne. Or le démodulateur IQ que nous avons peut démoduler une large bande de signaux IF, ce qui réduit ses performances. Ainsi, en réalisant la transmission avec la deuxième chaîne de transmission que nous avons décrite, nous avons remarqué que le démodulateur RF-2721 produit des désappariements en gain et en phase entre les deux voies I&Q. Ceci nous a mené à utiliser la méthode d'auto- calibrage que nous utilisons généralement pour générer les signaux I&Q à partir des tensions de sortie du démodulateur cinq-port, afin de compenser les défauts de ce démodulateur.

4.5– Auto-calibrage d'un démodulateur IQ

Nous allons appliquer la technique d'auto-calibrage que nous avons déjà proposée pour le démodulateur cinq-port. Ce calibrage améliore la qualité de la transmission par une compensation adaptative des défauts de la liaison. Il réalise le recalage en phase et la normalisation en amplitude du diagramme de constellation de phase et améliore la sensibilité du récepteur.
En présence des désappariements en amplitude et en phase, les signaux I_{TS} & Q_{TS} de la séquence d'apprentissage en bande de base sont distordus, et le diagramme de constellation de phase n'est pas centré.

Les distorsions en amplitude et en phase des signaux I_{TS} & Q_{TS} peuvent être représentées respectivement par les constantes Bi_1, Bi_2 et Bq_1, Bq_2. Les tensions continues de décalage (DC-offset) peuvent être modélisés par les constantes Bi_3 et Bq_3.

En appliquant l'équation (4.34), nous pouvons déterminer les constantes de calibrage B_i et B_q, sachant que la matrice A est maintenant sous la forme suivante :

$$A\begin{pmatrix} \tilde{v}_I(1) & \tilde{v}_Q(1) \\ \vdots & \vdots \\ \tilde{v}_I(16) & \tilde{v}_Q(16) \end{pmatrix} \tag{4.37}$$

Le $K^{ème}$ échantillon des signaux I &Q détectés est ainsi corrigé en utilisant les constantes de calibrage déjà déterminées :

$$\begin{aligned} I(k) &= B_{i1}.V_i(k) + B_{i2}.V_q(k) + B_{i3} \\ Q(k) &= B_{q1}.V_i(k) + B_{q2}.V_q(k) + B_{i3} \end{aligned} \tag{4.38}$$

Cette méthode de correction des désappariements en gain et en phase entre les deux voies d'un démodulateur en quadrature a fait l'objet d'une publication référencée en [11].

4.6- Mesures et résultats

Nous avons réalisé des transmissions de signaux larges bandes avec les deux chaînes de transmission que nous avons déjà décrites, dans lesquelles le récepteur était de type double hétérodyne. Nous avons réalisé aussi des transmissions avec un récepteur homodyne en introduisant le démodulateur cinq-port en technologie coaxiale que nous avons décrit dans le paragraphe 3.7.

Nous allons présenter les conditions et les mesures que nous avons effectuées avec notre système. Nous allons ensuite évaluer les performances de ce système en terme de taux d'erreur binaire BER, de sensibilité.

Nous allons réaliser la transmission de signaux groupées par intervalle de temps (figure 4.1).

La séquence d'apprentissage modulée en QPSK, est constituée de 64 bits, formé par la périodicité des 32 bits suivants : 00101101001100110001111000000000.

Une séquence de données de 296 bits transmis dans chaque intervalle de temps avec les modulations QPSK et/ou 16QAM.

Les trames transmises seront filtrées à l'émission et à la réception par un filtre en racine de cosinus surélevé avec un facteur de sur-élévation de 0.25.

La BLR doit transmettre la voix et les données, donc les débits binaires commencent à 64Kbit/s (particulièrement dans la liaison ascendante) et atteignent 64 Mbi/s. Les débits binaires que nous avons transmis varient entre 200 Kbits/s et 40 Mbits/s.

4.6.1- Transmission avec le récepteur hétérodyne

Pour évaluer la performance des deux chaînes de transmission que nous avons décrites dans le paragraphe 4.4, nous allons examiner la variation du taux d'erreur binaire avec la puissance RF à l'entrée du récepteur.

Pour une modulation QPSK, un débit binaire de 200 Kbit/s et en considérant 3000 erreurs, cette variation est représentée par la figure suivante :

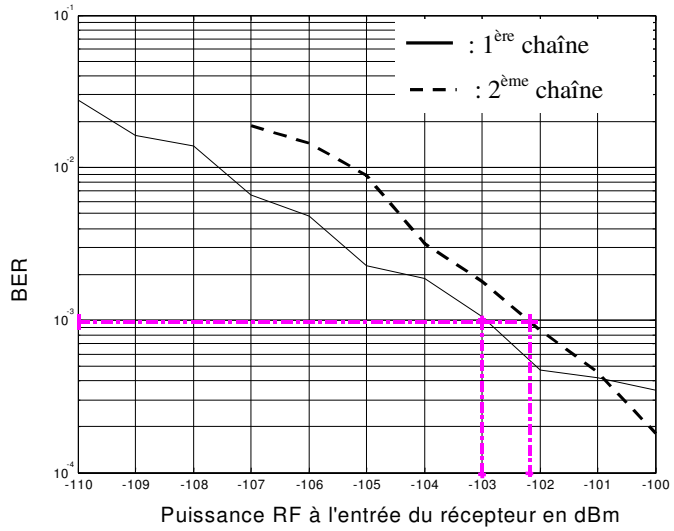


Figure 4.7 : *Variation du BER en fonction de la puissance RF*

D'après le graphe représenté dans la figure 4.7, nous pouvons remarquer que les sensibilités (P_{RF}@ BER= 10^{-3}) respectives des deux récepteurs sont égales à –103 et –102 dBm.

Ces valeurs de sensibilités sont décalées de 1 et 2 dB par rapport à la sensibilité requise pour la BLR (cf. paragraphe 2.5.8.2).

Pour une modulation QPSK avec un débit binaire de 2Mbit/s, nous avons remarqué la dégradation des diagrammes de constellation de phase à cause des non-appariements en gain et en phase produits dans les démodulateurs en quadrature, et particulièrement dans le deuxième démodulateur RF-2721. Donc nous avons appliqué la technique d'auto-calibrage au récepteur contenant ce démodulateur.

Les figures 4.8.a et 4.8.b montrent un diagramme de constellation de phase obtenu avant et après l'auto-calibrage du récepteur.

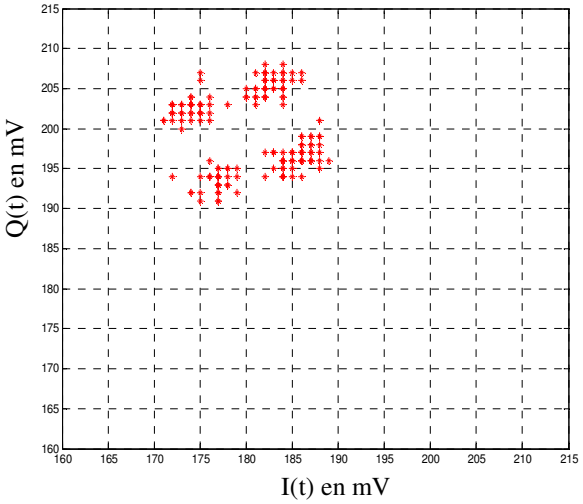


Figure 4.8.a : *Diagramme de constellation de phase d'une QPSK avant le calibrage*

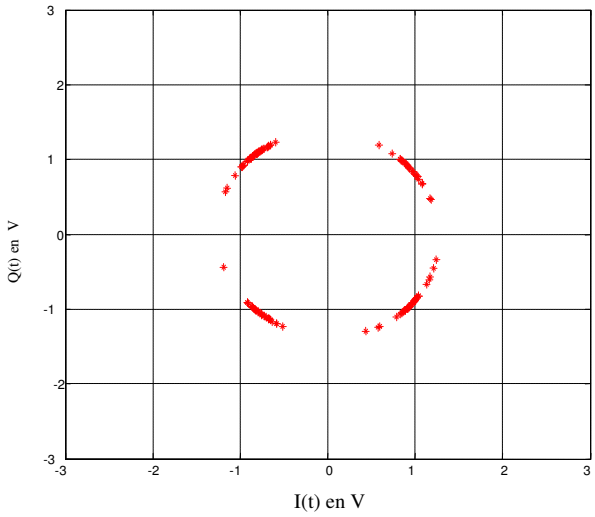


Figure 4.8.b : *Diagramme de constellation de phase de la QPSK après l'auto- calibrage*

Le diagramme de constellation de phase est bien centré et normalisé après l'auto-calibrage.

La figure 4.9 présente la variation du BER en fonction de la puissance RF à l'entrée du récepteur sans et avec auto-calibrage.

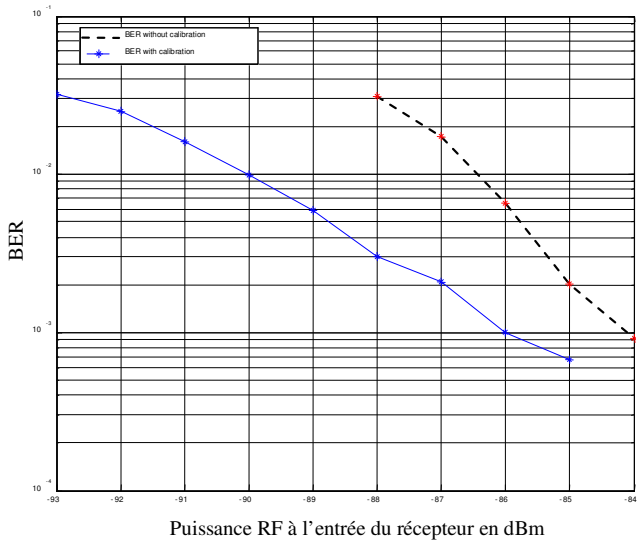


Figure 4.9 : *Variation du BER en fonction de la puissance RF avant et après l'auto-calibrage*

D'après la figure 4.9, nous pouvons remarquer que l'auto-calibrage améliore de 2 dB la sensibilité du récepteur. Pour un BER= 10^{-3}, la puissance RF diminue de –84 à –86 dBm.

4.6.2- Transmission avec le récepteur homodyne

Dans ce récepteur, les signaux sont détectés par le démodulateur cinq-port en technologie coaxiale comme il est décrit dans le paragraphe 3.7.

Les figures 4.10 et 4.11 montrent les schémas blocs de l'émetteur et du récepteur réalisant cette transmission.

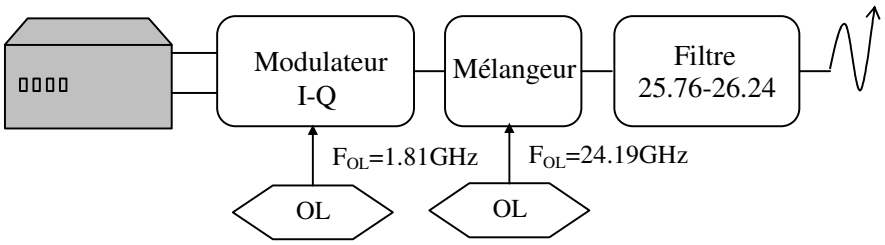


Figure 4.10 : *Emetteur à 26GHz*

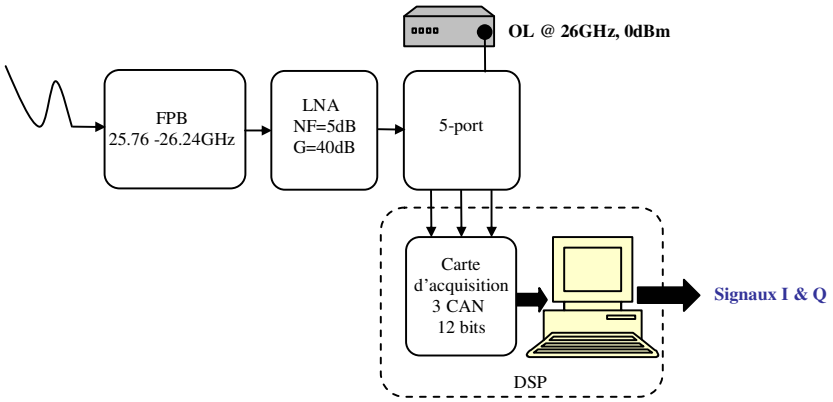


Figure 4.11 : *Récepteur homodyne à 26GHz*

Les trois tensions de sortie sont numérisées par les CAN de la carte d'acquisition que nous allons décrire dans le paragraphe suivant.

Avant de démoduler les signaux, nous allons linéariser les détecteurs de puissance, proposer un circuit de compensation des tensions continues qui apparaissent à la sortie du démodulateur cinq-port, puis appliquer le traitement numérique que nous avons décrit dans la première partie de ce chapitre afin de régénérer les signaux I&Q transmis dans cette liaison.

4.6.2.1- Description de la carte d'acquisition

Au cours de la thèse, nous avons implémenté les algorithmes du traitement numérique associé au système de transmission que nous avons réalisé, en langage C à l'aide d'un PC. Afin d'appliquer ces algorithmes, les tensions de sortie en bande de base doivent être numérisées. Nous avons utilisé pour cela les convertisseurs analogiques numériques d'une carte d'acquisition MI-3033 de Spectrum, contrôlée via le bus PCI d'un PC.

Cette carte d'acquisition possède 4 canaux à entrées analogiques.

Chaque canal est constitué d'un amplificateur d'instrumentation à gain ajustable G, suivi par un Convertisseur Analogique/Numérique 12 bits avec une dynamique de +/- 10 V.

Le tableau suivant indique la dynamique des signaux d'entrée et la précision obtenue (écart minimal de tension quantifiable) en fonction du gain G ajustable :

Gain G	Dynamique	Précision
1	+/- 10 V	4.88 mV
2	+/- 5 V	2.44 mV
5	+/- 2 V	976 µV
10	+/- 1 V	488 µV
20	+/- 0.5 V	244 µV
50	+/- 0.2 V	97 µV

Tableau 4.1 : *caractéristiques de la carte d'acquisition : gain, dynamique et précision*

Les 4 entrées analogiques sont échantillonnées simultanément avec une fréquence maximale de 62.5 MHz. L'impédance d'une entrée analogique est équivalente à : une résistance de 1 MΩ en parallèle avec une capacité de 25 pF.

4.6.2.2 - Correction de puissance dans le démodulateur cinq-port

Noua avons déjà décrit dans le paragraphe 3.5 la linéarisation des détecteurs de puissance inclus dans le démodulateur cinq-port. Pour appliquer cette correction de puissance, nous avons réalisé le montage expérimental suivant :

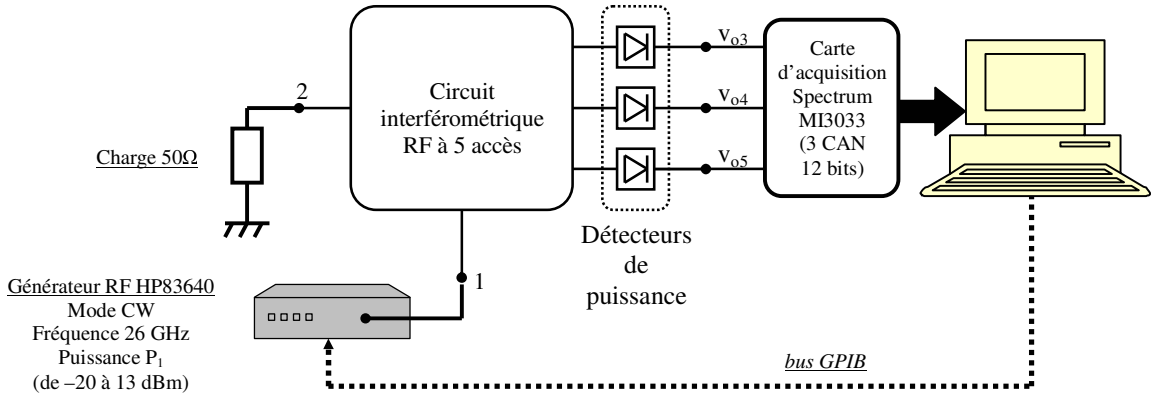


Figure 4.12 : *montage expérimental pour la linéarisation des détecteurs de puissances*

Une charge 50 ohms est placée à l'accès 2 du cinq-port afin d'équilibrer les 3 tensions de sorties. Un générateur RF HP83640 est connecté à l'accès 1, il produit un signal CW de fréquence 26 GHz. Les 3 tensions de sorties sont numérisées par la carte d'acquisition commandée par le PC. Ce dernier configure à l'aide du bus GPIB, la puissance délivrée par le générateur au démodulateur cinq-port. La dynamique de mesure est de –20 à +13 dBm avec un pas d'incrémentation de 1 dB. Les fichiers d'acquisition sont traités par un script MATLAB qui détermine les 7 coefficients respectifs des 3 polynômes de correction.

Sachant que les diodes tunnel existantes dans les détecteurs de puissance sont polarisées en inverses, nous obtenons les courbes suivantes :

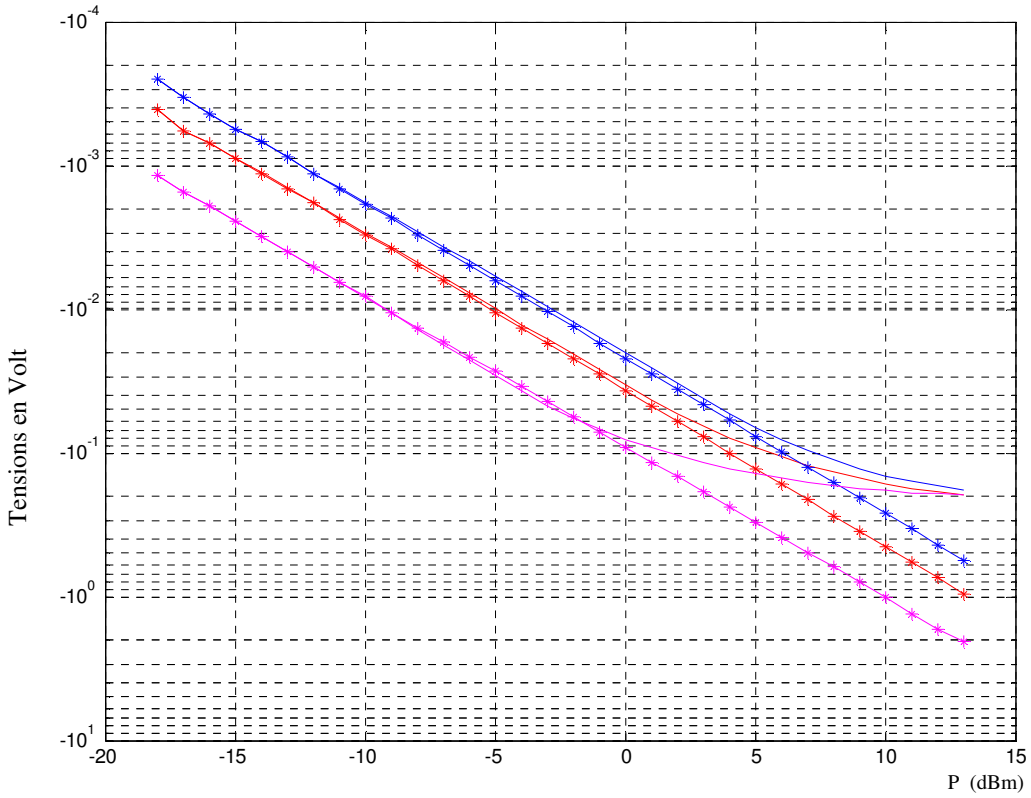


Figure 4.13 : 3 *tensions de sortie avant et après correction*

La figure 4.13 nous montre la proportionnalité entre la puissance RF à l'entrée et les tensions de sorties après correction, les détecteurs de puissance ont été « linéarisés ». Les résultats obtenus sont satisfaisants et nous montrent la validité de la méthode.

La dynamique de puissance (-20 à +13 dBm) a été choisie en prenant en considération le niveau de saturation des diodes, le bruit du système qui rend la mesure imprécise pour les faibles niveaux de puissance ainsi que le niveau de puissance minimal que nous pouvions avoir avec le générateur dont nous disposions au laboratoire.

D'après la figure 4.13, pour les puissances comprises entre –20 et –8 dBm, les détecteurs réalisent sans correction une détection quadratique, ceci nous permet de vérifier que nos 3 modèles de correction définissent bien une détection quadratique pour les faibles puissances. Nous pourrons donc les utiliser pour élargir la zone de détection quadratique.

Dans le cadre de l'utilisation du cinq-port comme démodulateur, les puissances incidentes aux détecteurs de puissances seront de l'ordre de grandeur de la puissance de l'oscillateur local (environ 0 dBm), car la puissance du signal reçu est en général faible et inférieure à 0 dBm, ainsi le choix de la dynamique de correction est optimal.

Les coefficients des trois polynômes de linéarisation étant calculés, nous allons les appliquer aux tensions correspondantes à chaque trame de donnée en utilisant la technique des Look Up Table illustrée de la manière suivante :

Le schéma suivant représente les plages de variations des tensions d'entrée (gain G=50) en correspondance avec les nombres sortants des CAN :

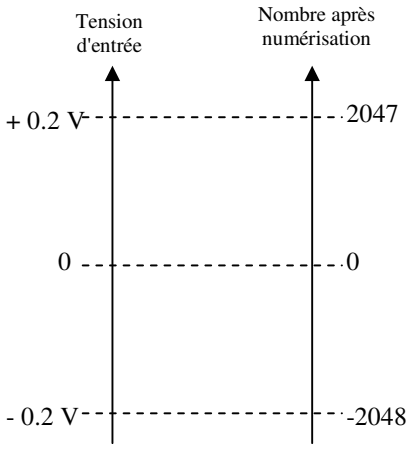


Figure 4.14 *: Dynamique de la tension en entrée et dynamique des nombres après numérisation*

La formule liant la tension d'entrée mesurée v_{mes} et le nombre p après numérisation est donc :

$$v_{mes} = \frac{10}{G} \cdot \frac{p}{2047} \tag{4.39}$$

La dynamique avec gain unitaire est de +/- 10V. Les 3 tensions de sortie du cinq-port sont quantifiées par les CAN à 12 bits.

Nous considérerons p entier variant dans $E = \{-2047,-2046,\ldots,0\}$. En prenant $G = 50$, nous allons calculer toutes les valeurs de v_{mes} correspondants à p variant dans l'ensemble E en appliquant l'équation 4.39. Pour ces 2048 valeurs v_{mes}, nous déterminerons les 2048 valeurs v_{corr} correspondantes (équation (3.13)) en utilisant les coefficients des 3 polynômes $f(.)$ déterminés par la procédure de linéarisation définie au cours du chapitre 3. Nous quantifierons les valeurs v_{corr} avec la formule suivante :

$$p_{corr} = round\left(v_{corr} \cdot 2047 \cdot \frac{G}{10}\right) \tag{4.40}$$

round(.) est une fonction déterminant l'entier le plus proche. Ainsi, pour les 2048 valeurs entières p sortant du CAN, nous obtenons les 2048 valeurs entières p_{corr} correspondantes, qui réalisent la correction de puissance.

Pour chacune des 3 tensions de sortie, les valeurs de p_{corr} sont pré-calculées et enregistrées dans une mémoire de 2048 cases, indexées par les valeurs p issues du CAN; ceci réalise une LUT :

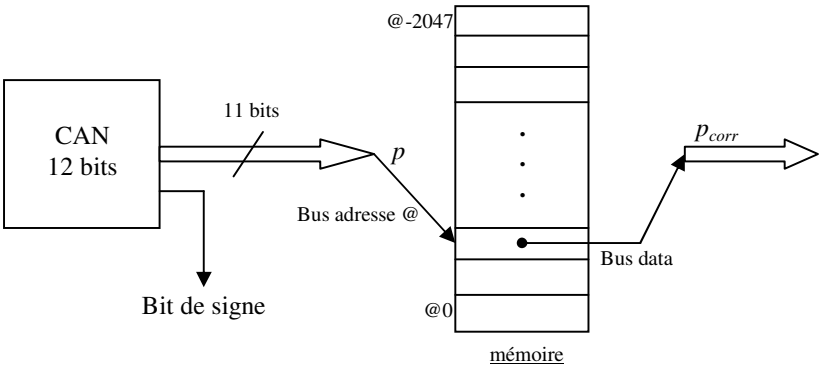


Figure 4.15 *: Look Up Table réalisant la correction de puissance*

Les 3 LUT sont implémentés en C pour les 3 tensions de sortie du cinq-port. Chaque table correspond à un vecteur de 2048 cases contenant les valeurs entières corrigées, la correction de puissance s'effectue par simple adressage indexé avec les valeurs issues des CAN et les valeurs entières obtenues sont utilisées pour réaliser la démodulation IQ. Cette technique utilisant des LUT, permet d'implémenter facilement la correction de puissance non-linéaire, ceci nous permet de diminuer le temps de calcul. Il faut souligner que chaque LUT est pré-calculée pour un gain G fixé, et devrait être re-calculée si le gain changeait.

4.6.2.3 - Compensation des tensions continues de décalage

Les trois tensions de sortie du démodulateur cinq-port sont décalées par des tensions continues (DC-Offset). Ces tensions de décalage peuvent être supprimées numériquement par moyennage. Or elles produisent la saturation des CAN de la carte d'acquisition, donc il serait judicieux de les supprimer en analogique. Pour ceci, nous avons réalisé un circuit électronique pour les compenser, tout en amplifiant les tensions de sortie afin d'utiliser au mieux la dynamique des CAN que nous disposions.

Le schéma bloc correspondant à une des 3 voies du circuit que nous avons réalisé peut être représenté par la figure suivante :

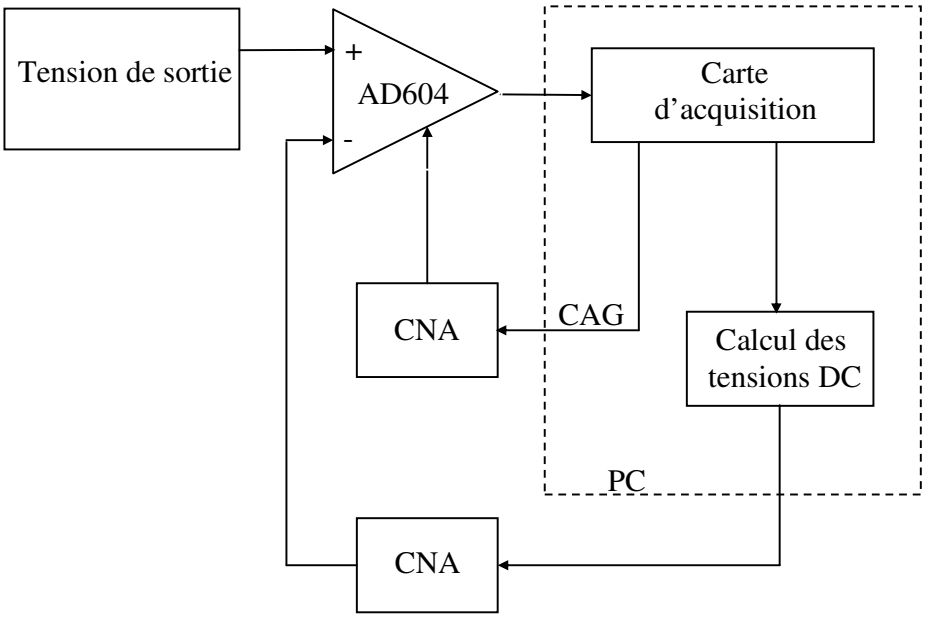


Figure 4.16 : *Schéma bloc du circuit d'amplification vidéo et de compensation des tensions continues*

Ce circuit doit réaliser une amplification des tensions de sortie et la compensation des tensions continues (DC-offset) afin de bénéficier de toute la dynamique des CAN que nous avons dans la carte d'acquisition MI-3033 que nous avons déjà décrites. Nous allons expliquer le fonctionnement de ce circuit.

Les 3 tensions de sortie du démodulateur cinq-port seront donc amplifiées par l'amplificateur AD604.

Comme nous l'avons déjà mentionné, nous allons réaliser une démodulation en bloc à partir de ces 3 tensions. Ces tensions sont donc échantillonnées, numérisées et stockées dans des blocs mémoires. Chaque bloc échantillonné et mémorisé correspond à un intervalle de temps reçu.

Une routine des algorithmes de traitement numérique permet de calculer la valeur de la tension continue correspondant à chacune des 3 tensions de sortie du cinq-port par moyennage des tensions correspondant à la séquence d'apprentissage. Pour chaque acquisition, donc pour chaque intervalle de temps, ces 3 valeurs moyennes seront mémorisées et cumulées dans le PC. Elles sont ensuite converties en tensions continues par 3 convertisseurs numérique analogique CNA, puis appliquées à la deuxième entrée de l'amplificateur fonctionnant en mode différentiel, afin de compenser les tensions continues se trouvant dans les tensions de sortie de l'intervalle de temps suivant.

Le calcul des tensions continues se fait ainsi sur un intervalle de temps et la compensation est réalisée sur l'intervalle de temps suivant.

Afin de garder une dynamique du système optimale, une Commande Automatique de Gain (CAG) ajuste le gain de l'amplificateur en fonction de l'amplitude des signaux reçus.

Nous présenterons en annexe les caractéristiques des composants que nous avons utilisés, et le schéma électrique du circuit que nous avons réalisé.

Nous notons que, lors des mesures que nous allons présenter dans le paragraphe suivant, les tensions continues étaient annulées uniquement d'une manière numérique par moyennage.

4.6.2.4- Démodulation numérique

Pour valider la démodulation avec le cinq-port, nous avons réalisé la transmission de signaux modulés en QPSK et en 16QAM avec des débits binaires allant de 200 Kbit/s à 40 Mbit/s.
Nous avons tout d'abord réalisé des transmissions en synchronisant les signaux RF et OL (dérive de fréquence nulle). Les figures 4.17.a et 4.17.b présentent un diagramme de constellation de phase de la modulation QPSK et la variation du BER en fonction de la puissance RF pour un débit binaire de 20Mbit/s.

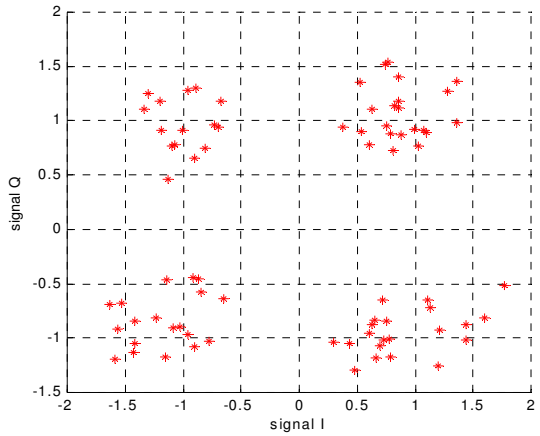


Figure 4.17.a : *Diagramme de constellation de phase d'une QPSK à 20 Mbit/s*

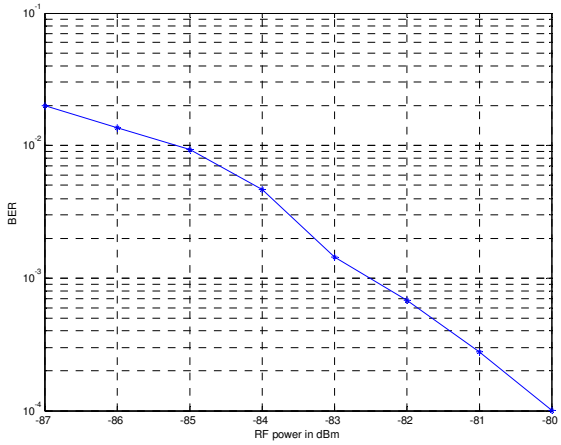


Figure 4.17.b : *Variation du BER en fonction de la puissance RF pour la QPSK à 20 Mbit/s*

Nous pouvons remarquer que le diagramme de constellation de phase est normalisé et que la sensibilité du récepteur est de –82.5 dBm. Elle est 1.5 dB en dessus de la sensibilité requise par la norme de la BLR.

Les figures 4.18.a et 4.18.b présentent un diagramme de constellation de phase de la modulation 16QAM et les diagrammes de l'œil des signaux I&Q, pour un débit binaire de 40Mbit/s avec un facteur de sur-échantillonnage OSR=4.

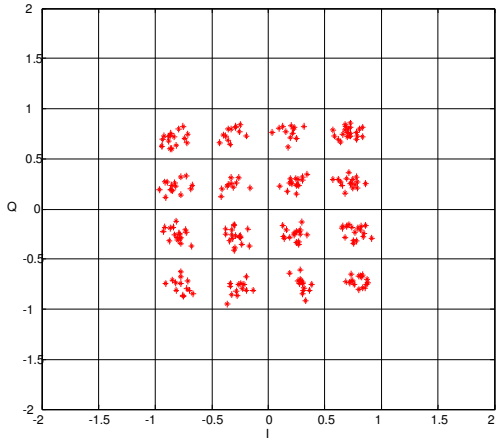


Figure 4.18.a : *Diagramme de constellation de phase d'une 16QAM à 40 Mbit/s*

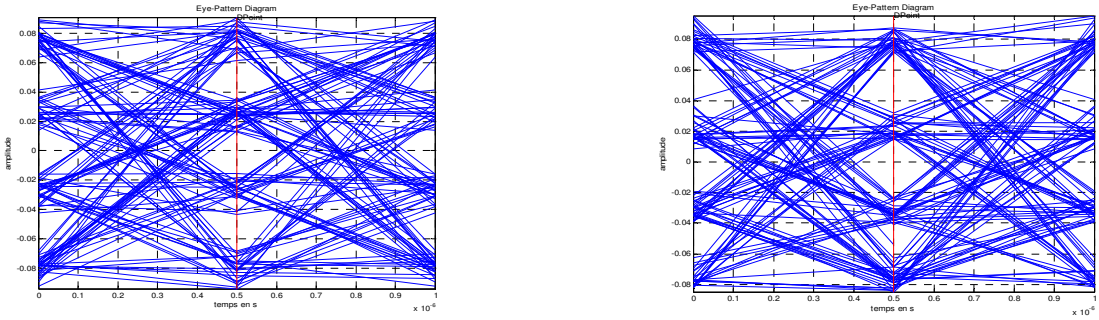


Figure 4.18.b : *Diagrammes de l'œil de la 16QAM à 40 Mbit/s*

Nous pouvons remarquer que le diagramme de constellation de phase est normalisé. Nous présenterons ultérieurement la variation du BER en fonction de la puissance RF pour cette transmission.

Nous avons ensuite réalisé des transmissions avec des signaux modulés en QPSK avec un débit de 200Kbit/s, en introduisant une dérive de fréquence. Nous obtenons les résultats suivants :

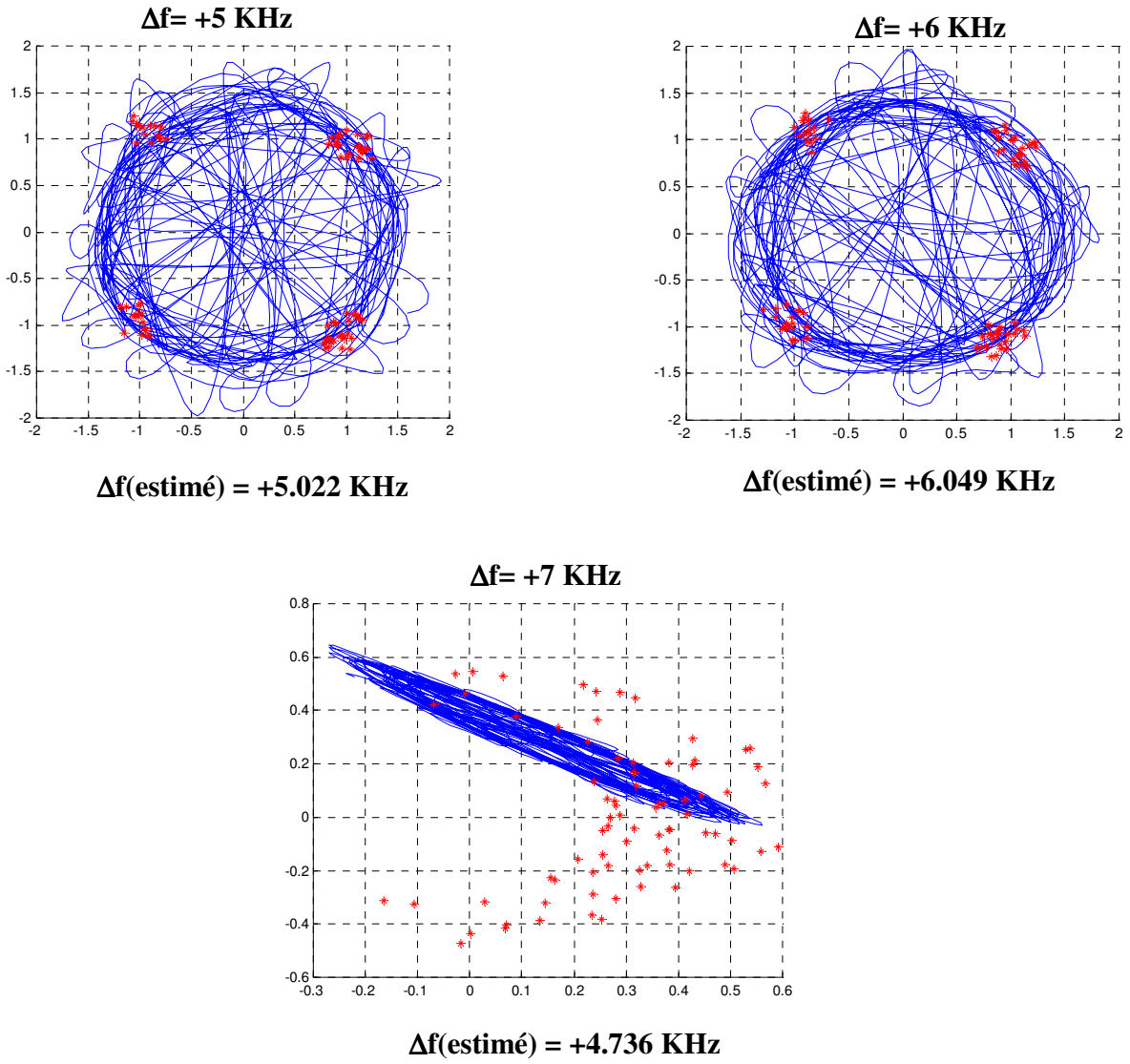


Figure 4.19 : Diagrammes de constellations de phase avant et après la compensation de la dérive de fréquence

Nous observons que les points de la constellation tournent sur un cercle à cause du décalage de fréquence. Nous retrouvons les 4 nuages de points de la constellation de la QPSK après correction et recalibrage.

La limite de validité de l'estimateur peut être interprétée de la manière suivante :
La valeur de la dérive de fréquence est donnée par :

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi}\frac{\Delta\varphi}{\Delta T} \tag{4.41}$$

Où ΔT est la durée des 16 symboles de la séquence d'apprentissage. Pour le débit binaire de 200Kbit/s, ΔT=160µs.
Nous avons :

$$\Delta\varphi \leq 2\pi \Rightarrow \Delta f \leq \frac{1}{\Delta T} = 6.25 \quad KHz$$

Donc les valeurs de dérive de fréquence que nous pouvions estimer ne doivent pas dépasser 6 KHz.
Nous présenterons ultérieurement des calculs de Δf pour les débits binaires plus élevés et par conséquent des valeurs de la dérive de fréquence plus grandes.

4.7- Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le traitement numérique que nous devons appliquer aux signaux détectés à la sortie d'un récepteur. Nous avons validé ce traitement sur deux chaînes d'émission/réception à 26 GHz, avec un récepteur hétérodyne et un récepteur homodyne contenant le démodulateur cinq-port.
Nous proposerons dans la conclusion générale les améliorations que nous devons introduire dans notre système pour intégrer le démodulateur cinq-port dans une boucle locale radio.

4.8- Références bibliographiques

[1]- J. K. Cavers & M. Liao, “Adaptive compensation for imbalance and offset losses in direct conversion transceivers” , IEEE 1991.

[2]- “IEEE 802.16, Standard for Local and metropolitan area networks, Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems”, 2001.

[3]- G. Baudoin, “Radiocommunications numériques (principes, modélisation et simulation) ”, DUNOD 2002.

[4]- S. Sampei, “Applications of digital wireless technologies to global wireless communications”, Feher/Prentice Hall, Wireless and digital communications series, 1997.

[5]- J. L. Massey, “Optimum frame synchronization”, IEEE transactions on communications, Vol. Com-20, No. 2, April 1972.

[6]- S. Sampei, “Improvement of delay speed immunity by using symbol timing synchronisation based on maximum likelihood estimation for 16QAM/TDMA diversity receivers”, Electronics Letters, octobre1993,Vol 29 No 22

[7]- Sampei, “Applications of digital wireless technologies to Global wireless communications”, Prentice Hall (8.454 SAMP), pp 315-321

[8]- Xinping Huang et al, “I/Q-channel regeneration in 5-port junction based direct receiver”, IEEE MTT-S, February 1999

[9]- L.E. Franks, “Carrier and bit synchronization in data communication- A tutorial review”, IEEE transactions on communications, Vol. Com-28, No. 8, Août 1980.

[10]- J. Tisal, “Le radiotéléphone cellulaire GSM”, Masson, Paris 1995

[11]- S.Abou Chakra & B.Huyart - “*Auto Calibration with Training Sequences for Wireless Local Loop at 26GHz”*, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume: 14, Issue: 8, Pages: 392 - 394, August 2004.

Conclusion générale

Dans le cadre de la thèse, nous avons étudié un système de transmission à 26 GHz. Ce système constitue la partie physique d'une boucle locale radio BLR.

Nous avons commencé par étudier les différentes architectures employées à l'émission et à la réception d'un système de transmission, en distinguant les avantages et les inconvénients de chaque architecture, ainsi que certaines solutions adoptées pour améliorer leurs performances.

Nous avons étudié ensuite la boucle locale radio, notamment les avantages et les services offerts par ce système, les liaisons formant une BLR et les caractéristiques physiques régissant son fonctionnement notamment le format des trames transmises dans une BLR, les canaux de propagation et les performances minimales requises par les émetteurs et les récepteurs fonctionnant dans ce système.
Après l'étude théorique, nous avons appliqué les caractéristiques de la BLR sur une plate-forme de test constituée de deux chaînes d'émission/réception à 26 GHz. Les récepteurs employés dans cette plate-forme étaient des récepteurs hétérodynes. La structure du récepteur était donc complexe, et la transmission était altérée par les non-appariements en gain et en phase entre les voies I&Q des démodulateurs en quadrature utilisés dans les récepteurs.

Afin de réduire la complexité du récepteur tout en gardant les mêmes performances du système, nous avons choisi de proposer une architecture homodyne du récepteur en introduisant le démodulateur cinq-port.
Nous avons donc réalisé un démodulateur cinq-port avec des coupleurs en quadrature et des détecteurs de puissance à diode tunnel. Nous avons introduit ce démodulateur dans un système de transmission à 26 GHz. La démodulation étant validée avec ce circuit, nous avons conçu un démodulateur cinq-port en technologie MHIC, constitué d'un anneau à cinq accès et de trois détecteurs de puissance à diode Schottky.

La régénération des signaux I&Q à partir des tensions de sortie du démodulateur cinq-port nécessite une procédure de calibrage. Plusieurs techniques de calibrage ont été employées, et il a été démontré qu'une procédure adaptative d'auto-calibrage permet de régénérer les signaux I&Q tout en corrigeant les défauts de toute la chaîne de transmission contenant le cinq-port.
Nous avons adapté cette technique d'auto-calibrage, tout en respectant le format des données transmises dans la BLR, afin d'établir un traitement numérique complet des signaux en bande de base.
Ce traitement numérique effectue simultanément la synchronisation trames et la synchronisation symboles sur chaque trame de donnée transmise dans un intervalle de temps. Il permet aussi de corriger l'effet de l'écart de fréquence existant entre la fréquence des signaux RF reçus par le démodulateur et celle de l'oscillateur local qui lui est appliqué, et effectue une procédure d'auto-calibrage qui permet de régénérer les signaux I&Q à partir des tensions de sortie du démodulateur cinq-port. Cette même procédure d'auro-calibrage permet de corriger les désappariements entre les deux voies d'un démodulateur classique en quadrature.

Nous avons validé notre système comprenant un émetteur, un récepteur et le traitement numérique que nous avons développé, en réalisant la démodulation de signaux modulés en QPSK et en 16QAM avec des débits binaires atteignant 40 Mbit/s. Les diagrammes de constellation de phase que nous avons obtenus étaient bien normalisés et les taux d'erreur binaire étaient très proches que ceux définis par la norme de la BLR.

Ce travail pourrait être poursuivi par une étude détaillée du canal de propagation. Le traitement numérique serait complété avec une méthode de réjection de plusieurs signaux perturbateurs, afin d'obtenir un récepteur complet parfaitement adapté à une vraie boucle locale radio.
Nous pouvons également penser à une intégration complète du récepteur en technologie MMIC.

Ce travail de thèse a donné lieu à la liste des publications suivantes :

S.ABOU CHAKRA, B.HUYART - "*La Boucle Locale Radio à 26GHz* ". JNRDM 2002 - Grenoble, 23-25 Avril 2002.

S.ABOU CHAKRA, B.HUYART - "*La Boucle Locale Radio à 26GHz* ". Journées Nationales Micro-ondes (JNM) - Lilles, 20-22 Mai 2003.

S. ABOU CHAKRA, B.HUYART - "Auto *Calibration for Wireless Local Loop at 26GHz* ". European Conference on Wireless Technology (ECWT 2003) - Munich, 9-10 Octobre 2003.

S.ABOU CHAKRA, B.HUYART - "*Broad-band Wireless Local Loop at 26GHz* ". Proceedings of IEEE Conference on Information & Communication Technologies: from Theory to Applications (ICTTA'04) – Damas, 19-23 Avril 2004.

S.ABOU CHAKRA, B.HUYART - "*Five-Port Receiver for High Rates 16QAM Modulation in the Ka-band*". IEEE Radio and Wireless Conference (RAWCON 2004) - Atlanta, 19-23 Septembre 2004.

S.ABOU CHAKRA, B.HUYART - "*High Speed Millimeter Wave Five-Port Receiver*". European Conference on Wireless Technology (ECWT 2004) - Amsterdam, 11-12 Octobre 2004.

S.ABOU CHAKRA, B.HUYART - "*Auto Calibration with Training Sequences for Wireless Local Loop at 26GHz* ". IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume: 14, Issue: 8, Pages:392 - 394, Août 2004.

Annexe

Nous allons présenter dans cette annexe, les caractéristiques des composants que nous avons utilisé, et présenter le schéma électrique du circuit de compensation de tensions continues de décalage que nous avons réalisé.

Le circuit AD604 est un amplificateur ultra-faible bruit, très sensible, à et à gain variable.

Il est optimisé pour des applications basées sur un contrôle de gain ou nécessitant du faible bruit et une large bande passante.

Le circuit AD604 contient 2 canaux, pouvant fonctionner séparément ou en mode différentiel.

Chaque canal produit un gain variant entre 0 et 48.4dB, tout en ayant une bande passante petit-signal de 40MHz indépendamment du gain de l'amplificateur.

Le schéma interne de l'amplificateur est représenté par la figure suivante :

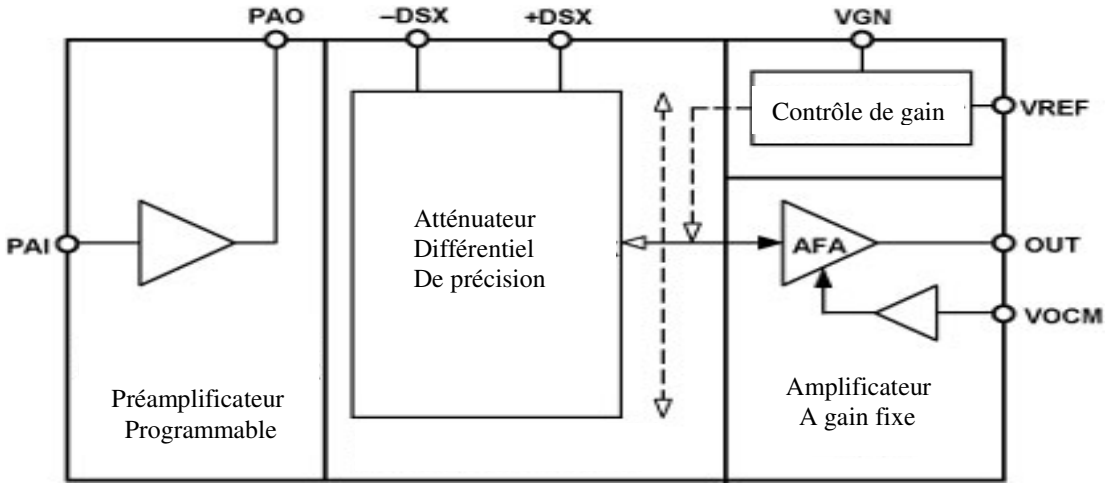


Figure A.1 : *Schéma interne d'un canal du circuit AD604*

Chaque canal est constitué des éléments suivants :

- Un pré-amplificateur programmable et à ultra-faible bruit.
- Un circuit d'alimentation DSX (Differential Single-supply X-AMP) formé par :
    - Un atténuateur passif de précision (differential ladder)
    - Un bloc de contrôle de gain
    - Un circuit tampon
    - Un amplificateur de contre-réaction active AFA (Active Feedback Amplifier)

Le pré-amplificateur produit un gain variant entre 14 & 20dB, suivant les connexions réalisées à sa sortie. La tension maximale que nous pouvons appliquer à l'entrée de l'amplificateur est limitée ± 400 mV pour le gain de 14dB et ± 200 mV pour un gain de 20dB. Pour obtenir des gains intermédiaires, il suffit de connecter la résistance appropriée à la sortie.
Le circuit de contrôle de gain produit des facteurs de gain variant entre 20 dB/V et 40 dB/V suivant une tension de référence V_{REF} et la tension de contrôle automatique de gain V_{GN} appliquées à l'entrée de l'amplificateur. Le gain varie d'après les relations suivantes :

$$G\left(20\ dB/V\right) = 20 \times VGN - 5,\ V_{REF} = 2.500\,V \quad 0.4 < VGN < 2.4$$
$$G\left(30\ dB/V\right) = 30 \times VGN - 5,\ V_{REF} = 1.666\,V \quad 0.3 < VGN < 1.8$$
$$G\left(40\ dB/V\right) = 40 \times VGN - 5,\ V_{REF} = 1.250\,V \quad 0.2 < VGN < 1.2$$

La réponse en gain de l'amplificateur AD604 peut être décrite par l'équation suivante :

$$G\left(dB\right) = \left(Echelle\ \ de\ \ gain\left(dB/V\right) \times VGN\left(V\right)\right) + \left(Gain\ \ du\ \ preamplificateur\left(dB\right) - 19dB\right)$$

Afin de simplifier les connexions dans le circuit, nous avons choisi de commander les CNA à l'aide du bus I2C. En effet, ce bus présente les caractéristiques suivantes :

- Seulement deux lignes de connexion sont nécessaires : une ligne de donnée (SDA) et une ligne d'horloge (SCL).
- Tout circuit lié au bus est défini par une adresse numérique unique et est contrôlé par de simples liaisons maître/esclaves.
- Un transfert série orienté 8 bits à la fréquence 100kbit/s dans le mode classique et 400Kbit/s en mode rapide.
- Les protocoles de transfert de données et d'adressage gérant son fonctionnement permettent un contrôle complet par logiciel.
- Une grande immunité contre le bruit.

Comme nous l'avons indiqué, les valeurs des tensions continues et celle du contrôle automatique de gain de l'amplificateur sont calculées numériquement puis converties avec des CNA. Afin que ces derniers soient contrôlés par le bus I2C, nous allons utiliser les CNA PCF-8591.

Ce sont des CNA 8 bits produisant des tensions analogiques de sortie données par l'équation suivante :

$$V_{AOUT} = V_{AGND} + \frac{V_{REF} - V_{AGND}}{256} \sum_{i=0}^{7} D_i \times 2^i$$

Où V_{REF} est une tension de référence appliquée au CNA et D_i sont les bits des entrées numériques. Les données numériques calculées sur chaque intervalle de temps sont transmises du PC aux entrées du circuit via le port parallèle et le circuit intégré PCA9564 qui contrôle le fonctionnement du bus I2C.

Nous avons divisé le circuit en deux parties : une circuiterie de contrôle et trois circuiteries contenant un amplificateur et 2 CNA utilisées respectivement pour traiter les trois tensions de sortie du démodulateur cinq-port

Les figures A.2 et A.3 représentent les schémas électriques réalisés avec le logiciel « Protel ».

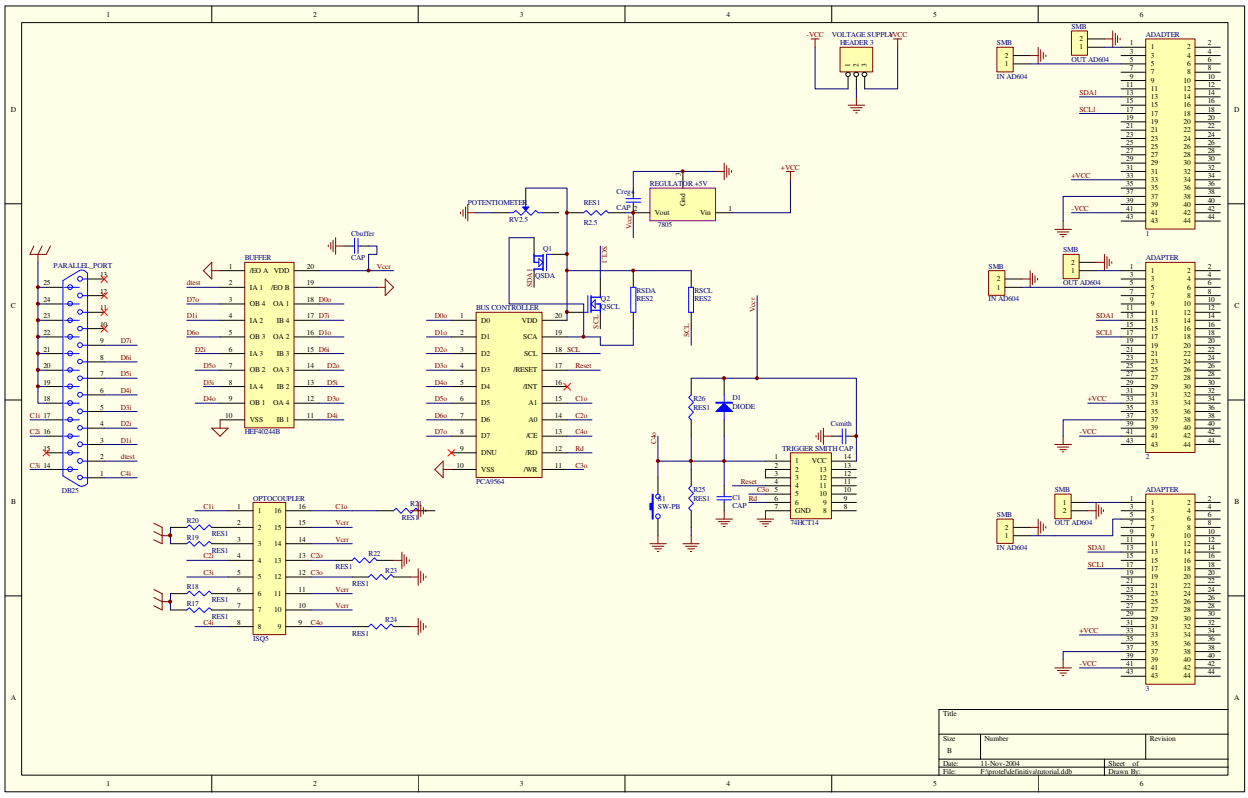


Figure A.2 : *Schéma électrique du circuit de contrôle*

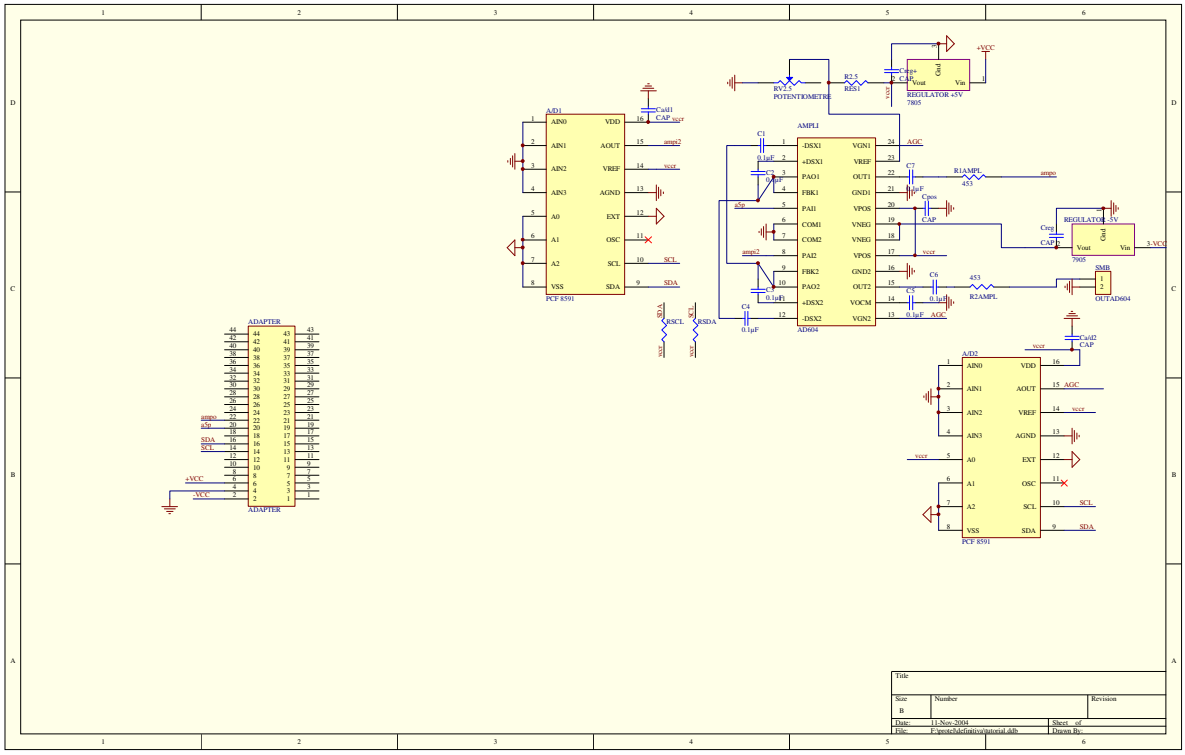


Figure A.3 : *Schéma électrique du circuit de correction d'une voie du démodulateur cinq-port*