Etude du mélange optoélectronique par photodiode en vue d'applications radio sur fibre à 60 GHz

Flora Paresys

▶ **To cite this version:**

Flora Paresys. Etude du mélange optoélectronique par photodiode en vue d'applications radio sur fibre à 60 GHz. Autre. Université de Grenoble, 2012. Français. NNT : 2012GRENT096 . tel-00875180

HAL Id: tel-00875180

https://theses.hal.science/tel-00875180

Submitted on 21 Oct 2013

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.

UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Optique et Radiofréquences**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Flora Parésys

Thèse dirigée par **Béatrice Cabon** et
codirigée par **Yannis Le Guennec**
et par **Ghislaine Maury**

préparée au sein du Laboratoire : **Institut de Microélectronique, Electromagnétisme et Photonique et Laboratoire d'Hyperfréquence et de Caractérisation**

dans l'École Doctorale **« Électronique, Électrotechnique, Automatique et Traitement du Signal »**

Étude du mélange optoélectronique par photodiode en vue d'applications radio sur fibre à 60 GHz

Thèse soutenue publiquement le **03/12/2012**
devant le jury composé de :

M. Hongwu LI
Professeur, IETR, Nantes, Président du jury
Mme Catherine ALGANI
Professeur, CNAM, ESYCOM, Paris, Rapporteur
Mme Angélique RISSONS
Professeur, ISAE Toulouse, Rapporteur
Mme Béatrice CABON
Professeur, IMEP-LAHC, Grenoble, Directeur de Thèse
Mme Ghislaine MAURY
Maître de Conférences, IMEP-LAHC, Grenoble, Co-encadrant
M. Yannis LE GUENNEC
Maître de Conférences, IMEP-LAHC, Grenoble, Co-encadrant

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Mme Béatrice Cabon, professeure à l'IMEP-LAHC pour avoir été ma directrice de thèse durant ces années. Merci Béatrice pour ta confiance et ta persévérance, quand tu as décidé quelque chose, rien ne t'arrête.

Je tiens dans un même temps à remercier Mme Ghislaine Maury et M. Yannis Le Guennec, maitres de conférences à l'IMEP-LAHC pour avoir été mes co-encadrants de thèse. Merci Yannis pour ta créativité, aucun problème ne t'arrête, tu as toujours une piste pour l'expliquer ou pour y remédier. Merci Ghislaine pour ta rigueur et ta vivacité, merci de toujours pointer le petit point qu'il faut creuser pour avancer et d'ainsi nous permettre d'atteindre notre but.

Je tiens aussi à remercier Mme Catherine Algani, professeure à l'ESYCOM et Mme Angélique Risson, professeure à l'ISAE d'avoir accepté d'être rapporteur de cette thèse et M. Hongwu Li d'avoir accepté de présider mon jury de thèse.

Un grand merci à Nicolas Corrao, ingénieur et responsable de la plateforme HOC à l'IMEP-LAHC. Merci pour ton aide précieuse et tes conseils avisés qui m'ont permis de mener à bien et d'affiner mes mesures. Merci aussi pour ta patience face à nos énormes bancs de manip qui monopolisaient une bonne partie de la plateforme.

Merci aussi à tous les thésards du groupe opto-microonde : Zine, Vincent, Frederike et Tong. Merci à vous quatre pour votre aide que ce soit sur des points théoriques ou expérimentaux. Merci à tous les thésards de l'IMEP-LAHC pour la bonne ambiance qui y règne.

Merci à tous mes amis sur Grenoble : Vincent, Vitor, Diana, Bruno, Evanaska, Marcio, Aline, Bertrand, Ariana, Gustavo, Marco, Elsa, François, Jean-Sebastien, Aurélien, Frederike et Mathias (et tous les autres)… Merci pour les randonnées, les via ferrata, les sorties ski et raquettes. Merci pour les churrasco, les raclettes, les feijoada, les tartiflettes et les fondues… Grâce à vous ces trois années de thèse ont été ponctuées par de très bons moments.

Et je tiens finalement à remercier ma famille. Merci à mes grands parents : mes petits séjours en Normandie et nos parties de carte m'ont bien permis de décompresser. Merci à mes parents : merci de m'avoir écoutée et toujours encouragée tout au long de mes études. Merci à toi Lucie pour m'avoir supportée depuis toujours et de t'occuper de moi quand ça ne va pas.

Table des matières

REMERCIEMENTS **1**

TABLE DES MATIERES **3**

INTRODUCTION GENERALE **7**

CHAPITRE 1 : ENJEUX DE LA RADIO-SUR-FIBRE A 60 GHZ **9**

INTRODUCTION 9
I. TRANSMISSIONS NUMERIQUES A 60 GHZ 9
I.1. Ouverture d'une nouvelle bande de fréquence *9*
I.2. Caractéristiques de la bande des 60 GHz *10*
I.2.1 Montée en fréquence 10
I.2.2 Absorption atmosphérique 11
I.3. Standard ECMA 387 ..... *12*
I.3.1 Applications visées 12
I.3.2 Définition des canaux de transmission 12
I.3.3 Modes de fonctionnement 13
I.3.4 Temps de commutation entre les fonctions récepteur et émetteur 14
I.3.5 Qualité de la transmission 14
I.4. Mise en application du standard, choix technologiques *15*
II. SYSTEMES RADIO-SUR-FIBRE MILLIMETRIQUES 16
II.1. Architecture globale des systèmes radio-sur-fibre à 60 GHz *16*
II.1.1 Description globale du système 16
II.1.2 Caractéristique de la liaison optique entre la station centrale et une station de base 17
II.2. Solutions pour le lien descendant, génération du signal millimétrique à 60 GHz par voie optique *18*
II.2.1 Nécessité de la génération optique de porteuse microonde 18
II.2.2 Conversion O/E 19
II.2.3 Solutions pour générer optiquement une porteuse microonde 20
II.3. Solutions pour le lien montant, mélange optoélectronique *21*
II.3.1 Difficultés propres au lien montant 21
II.3.2 Mélange optoélectronique 23
II.3.3 Solution choisie, mélange optoélectronique par photodiode 26
CONCLUSION 28

CHAPITRE 2 : CARACTERISATION NON LINEAIRE ET LARGE BANDE DE LA PHOTODIODE **29**

INTRODUCTION 29
I. CARACTERISATION DES DISPOSITIFS NON LINEAIRES 29
I.1. Définitions générales et hypothèses *29*
I.1.1 Définitions générales 29
I.1.2 Hypothèse quasi-statique 30
I.2. Approche globale grands signaux *30*
I.2.1 Cas général 30
I.2.2 Cas des systèmes électroniques 32
I.3. Approche incrémentale petits signaux *33*
I.3.1 Régime petits-signaux et linéarisation d'un dispositif non-linéaire 33
I.3.2 Caractérisation de dispositifs non-linéaires par une approche incrémentale petits signaux 33
I.4. Exemple d'utilisation de l'approche incrémentale petits signaux, étude des produits d'intermodulation générés par une photodiode *34*
I.4.1 Caractérisation incrémentale petits signaux 34

I.4.2 Modélisation de la génération des produits d'intermodulation d'ordre 3 35
I.4.3 Cas du mélange par photodiode 35
II. RELATION ENTRE LES DEUX METHODES DE CARACTERISATION 36
II.1. Passage du modèle global grands signaux au modèle incrémental petits signaux *36*
II.1.1 Cas d'un dispositif à une entrée, une sortie 36
II.1.2 Étude graphique, application à l'étude résistive d'une jonction PN 37
II.1.3 Cas d'un dispositif à deux entrées, une sortie 38
II.2. Passage du modèle incrémental petits signaux au modèle global grands signaux *39*
II.2.1 Position du problème 39
II.2.2 Effets résistifs 40
II.2.3 Effets capacitifs 41
III. CARACTERISATION INCREMENTALE PETITS SIGNAUX DE LA PHOTODIODE, RELEVE DES PARAMETRES S 42
III.1. Caractérisation petits signaux, relevé du coefficient de réflexion S_{22} de la photodiode *42*
III.1.1 Paramètres *S* 42
III.1.2 Relevés expérimentaux 43
III.1.3 Premières conclusions sur les relevés effectués 44
III.2. Modélisation petits signaux de la photodiode : détermination du schéma équivalent *45*
III.3. Extraction des paramètres du schéma équivalent *46*
III.3.1 Méthode d'extraction des paramètres 46
III.3.2 Caractérisation de la ligne d'accès 47
III.3.3 Caractérisation de la photodiode 48
III.4. Loi d'évolution des paramètres du schéma équivalent *48*
III.4.1 Étude des résultats obtenus pour R_j 49
III.4.2 Étude des résultats obtenus pour C_j 50
III.4.3 Loi d'évolution de C_j 53
III.4.4 Limite de la caractérisation petits signaux 53
IV. PRODUITS D'INTERMODULATION D'ORDRE 3, ANALYSE DES EFFETS RESISTIFS 54
IV.1. Mesures *55*
IV.1.1 Dispositif expérimental 55
IV.1.2 Protocole expérimental 58
IV.1.3 Résultats expérimentaux 60
IV.2. Simulations sous ADS *63*
IV.2.1 Modélisation sous ADS de la photodiode 64
IV.2.2 Modélisation sous ADS du montage expérimental et conditions d'excitations 66
IV.2.3 Déroulement des simulations 68
IV.2.4 Résultats des simulations 68
CONCLUSION 73

CHAPITRE 3 : MELANGE OPTOELECTRONIQUE PAR PHOTODIODE, APPLICATION A LA REALISATION D'UN SYSTEME RADIO-SUR-FIBRE BIDIRECTIONNEL FONCTIONNANT A 60 GHZ 75

INTRODUCTION 75
I. ÉTUDE DU MELANGE OPTOELECTRONIQUE PAR PHOTODIODE DE DEUX SIGNAUX SINUSOÏDAUX 75
I.1. Bases du mélange optoélectronique par photodiode, considération des effets résistifs *75*
I.1.1 Principe du mélange et zone de fonctionnement non linéaire 75
I.1.2 Définition et utilisation du paramètre de non linéarité *A* 76
I.2. Relevés expérimentaux à 60 GHz *79*
I.2.1 Génération optique du signal à 60 GHz 79
I.2.2 Dispositif expérimental utilisé pour étudier le mélange 80
I.2.3 Caractérisation du mélange 82
I.3. Simulations du mélange optoélectronique sous ADS *85*
I.3.1 Première étude de l'influence des effets capacitifs 85
I.3.2 Utilisation de la caractérisation de la photodiode effectuée au chapitre 2 88
II. APPLICATION A LA REALISATION D'UN SYSTEME RADIO-SUR-FIBRE BIDIRECTIONNEL FONCTIONNANT A 60 GHZ 90

II.1. Description du système proposé *90*
II.1.1 Description globale 90
II.1.2 Génération optique du signal millimétrique au sein de la station centrale 91
II.2. Dispositif expérimental et conditions de mesure *93*
II.2.1 Liaison descendante 93
II.2.2 Liaison montante 95
II.3. Influence de la polarisation de la photodiode *99*
II.3.1 Étude de la liaison montante 99
II.3.2 Étude de la liaison descendante 101
II.3.3 Compromis entre les performances des deux liens. 102
II.4. Respect des standards *103*
II.5. Comparaison avec une solution utilisant un mélangeur électrique *104*
II.5.1 Architectures des deux solutions 104
II.5.2 Amplitude des signaux et gains des composants 105
CONCLUSION 106

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES 107

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES 109

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX 113

LISTE DES FIGURES 113
LISTE DES TABLEAUX 115

LISTE DES PUBLICATIONS 117

ANNEXE 1 : CARACTERISATION ET EXTRAITS DE LA DOCUMENTATION CONSTRUCTEUR DE LA PHOTODIODE 119

ANNEXE 2 : CIRCUIT UTILISE LORS DES SIMULATIONS D'IMD3 SOUS ADS 121

ANNEXE 3: FONCTION MATLAB UTILISEE POUR DERIVER DES DONNEES BRUITEES 123

ANNEXE 4 : REPONSE EN FREQUENCE DU SEPARATEUR/COMBINEUR : RELEVE DES PARAMETRES S 125

ANNEXE 5 : PREMIERES SIMULATIONS SOUS ADS DU MELANGE PAR PHOTODIODE 127

ANNEXE 6 : SIMULATIONS SOUS ADS DU MELANGE PAR PHOTODIODE REALISEES EN UTILISANT LE MODELE DU CHAPITRE 2 129

GLOSSAIRE 131

RESUME – MOTS CLES 133

SUMMARY – KEY-WORDS 133

Introduction générale

Qu'il s'agisse de télévisions, de téléphones, d'ordinateur, d'imprimantes ou de tablettes, le nombre et la complexité des appareils numériques présents dans nos maisons ne cesse de croître. De plus, ces différents appareils sont généralement connectés entre eux et le débit des informations échangées augmente considérablement d'une année sur l'autre ; ce qui conduit à la réalisation de réseaux locaux personnels de plus en plus rapide.

En parallèle à cet accroissement du nombre et de la rapidité des connexions à assurer, nous demandons des équipements de plus en plus mobiles et modulables : aujourd'hui rares sont ceux qui se déplacent sans leur téléphone cellulaire et l'utilisation d'ordinateurs portables s'est démocratisée. La demande pour des réseaux personnels sans fils haut débit et sécurisés est alors de plus en plus forte.

L'utilisation de la bande millimétrique autour de la fréquence de 60 GHz semble être une solution intéressante pour réaliser ce type de réseaux. En effet, la largeur de cette bande est fixée en Europe à 7 GHz ; ce qui permettrait de réaliser des liaisons sans fils allant jusqu'à des débits de quelques Gb/s. La forte atténuation de cette bande provoquée par les murs assure de plus une bonne sécurité des réseaux intra-bâtiments créés tout en permettant une réutilisation des mêmes fréquences entre deux réseaux voisins.

Du fait du grand nombre de bornes millimétriques nécessaires pour couvrir un réseau intra-bâtiment, l'utilisation du domaine optique pour desservir de multiples bornes d'accès radio semble être une solution pertinente, permettant de bénéficier de la grande bande passante et la faible atténuation de la fibre optique. L'ensemble du réseau est alors constitué de pico-cellules de quelques mètres de rayons, reliées entre elles par des communications optiques. Dans chaque pico-cellule, les différents appareils communiquent entre eux par liaisons sans fils. Entre deux pico-cellules, la communication se fait par liaison optique.

Les systèmes radio-sur-fibre allient les performances des systèmes optiques et microonde pour réaliser des architectures opto-microondes hybrides pouvant accomplir des fonctions de traitement du signal microonde comme le filtrage, la génération d'oscillateur local ou la conversion de fréquence directement dans le domaine optique, bénéficiant naturellement de la bande passante très large de celui-ci.

D'autre part, les réseaux à 60 GHz étant constitués de nombreuses pico-cellules, les stations de base présentes dans chaque cellule doivent être simplifiées au maximum afin de limiter le coût total de déploiement du réseau. Ces stations de base servent d'interface entre les transmissions optiques et aériennes. En particulier, compte tenu de la limitation en fréquence de la bande passante des modulateurs optiques actuels, les stations de bases fonctionnant à 60 GHz doivent contenir un étage permettant d'abaisser la fréquence du signal millimétrique reçu par l'antenne avant de le transmettre par voie optique en utilisant des modulateurs optiques usuels.

La simplification de cet étage constitue le point de départ de ce travail de thèse. La solution choisie se base sur l'utilisation d'un mélangeur optoélectronique constitué de l'association d'une simple

photodiode de type PIN avec un séparateur/combineur RF, ces deux composants étant disponibles dans le commerce. L'utilisation de tels composants non dédiés et qui ne sont donc pas conçus spécifiquement pour notre application introduit des contraintes et limitent les performances du système proposé. Lors de l'étude de transmissions de signaux numériques à l'aide du dispositif proposé, nous obtenons tout de même des résultats permettant de satisfaire les spécifications du standard ECMA 387 qui est un standard proposé pour régir la mise en œuvre des réseaux personnels sans fils dans la bande de fréquences autour de 60 GHz.

Ce mémoire est divisé en 3 chapitres.

Le premier chapitre présente les caractéristiques de la bande des fréquences millimétriques autour de 60 GHz et justifie l'utilisation de systèmes radio-sur-fibre pour réaliser des réseaux personnels sans fils dans cette bande de fréquence. L'architecture globale d'un système radio-sur-fibre millimétrique et les différentes technologies permettant de réaliser les fonctions de conversion de fréquences dans le domaine optique y sont ensuite définies. Le chapitre se conclut sur la solution originale de conversion de fréquence basée sur l'utilisation d'une photodiode en régime non-linéaire proposée dans le cadre de ce travail de thèse.

Le deuxième chapitre s'intéresse à la caractérisation large bande et non linéaire de la photodiode dans le but de modéliser le comportement de celle-ci lorsqu'elle est utilisée en tant que mélangeur optoélectronique. En effet, de nombreuses techniques existent pour caractériser des dispositifs large bande mais elles considèrent généralement ces dispositifs linéaires ou faiblement non linéaire, ce qui n'est pas le cas pour l'utilisation en mélangeur de la photodiode où le comportement non-linéaire est encouragé. De même, les techniques utilisées pour caractériser des dispositifs non-linéaires s'intéressent rarement à leur comportement en fréquence. Or, pour notre application l'écart entre les fréquences des signaux incidents (de l'ordre de 60 GHz) et des signaux générés par la photodiode (de quelques GHz) est trop important pour que l'on puisse négliger le comportement fréquentiel de la photodiode.

Le dernier chapitre se concentre sur l'étude du mélange optoélectronique généré par la photodiode. Deux processus non-linéaires couplés à l'origine du mélange ont été mis en évidence. La caractérisation réalisée au chapitre précédent permet de simuler la réponse de la photodiode et d'étudier l'impact de chacun des processus sur le mélange optoélectronique. Enfin, la réalisation d'un système radio-sur-fibre bidirectionnel fonctionnant dans la bande des 60 GHz et l'étude de la transmission de signaux numériques à l'aide de ce système permettent de démontrer la viabilité de la solution proposée.

Enfin, bien que ce travail ait été proposé dans la perspective de la réalisation d'un système radio-su-fibre fonctionnant aux fréquences de la bande millimétrique autour de 60 GHz, la méthode proposée pour la caractérisation de la photodiode et l'étude du mélange par photodiode restent valables, quelles ques soient les fréquences considérées. Il pourrait par exemple être transposé aux fréquences de 110 GHz ou aux THz qui constituent d'autres domaines d'étude actuels pour les dispositifs opto-microondes.

Chapitre 1 : Enjeux de la radio-sur-fibre à 60 GHz

Introduction

Ce travail de doctorat porte sur le mélange optoélectronique généré par une photodiode de type PIN polarisée en régime non linéaire et vise la réalisation d'un système radio-sur-fibre bidirectionnel pour des applications à 60 GHz. L'objectif de ce chapitre est de présenter le contexte de l'étude : de comprendre l'intérêt du mélange par photodiode pour les systèmes radio-sur-fibre à 60 GHz et d'expliciter quelle est la nouveauté de ce travail par rapport à l'état de l'art.

Dans une première partie du chapitre, les spécificités des transmissions numériques à 60 GHz sont présentées. Tout d'abord, les caractéristiques de la bande des 60 GHz permettent de définir quelles applications peuvent profiter de cette bande et quelles solutions technologiques sont envisagées. Ensuite, le standard proposé pour réguler les communications à 60 GHz permet de définir un cahier des charges à respecter par le système développé durant ce travail de doctorat

La seconde partie du chapitre se focalise sur les systèmes radio-sur-fibre et leur utilisation pour des applications à 60 GHz. Elle fournit tout d'abord un aperçu des solutions technologiques aujourd'hui proposées et étudiées pour réaliser des systèmes radio-sur-fibre. En présentant pour chaque solution ses avantages et inconvénients majeurs, elle permettra de justifier l'architecture choisie durant ce travail de doctorat. Finalement, elle dresse un bilan des connaissances actuelles sur le mélange par photodiode qui servira de base à ce travail.

I.Transmissions numériques à 60 GHz

I.1. Ouverture d'une nouvelle bande de fréquence

Que ce soit par le développement de la téléphonie mobile et les services qui lui sont associés ou la prolifération des bornes d'accès WIFI, l'évolution de la technologie tend vers l'utilisation de plus en plus courante d'outils dits « sans fils ». Cette évolution conduit à un engorgement du spectre électromagnétique utilisable. Pour désengorger le spectre, les autorités de la majeure partie des pays industrialisés ont décidé d'ouvrir une nouvelle bande de fréquence autour des 60 GHz [Guo07].

Les fréquences autorisées en Europe, en Amérique du nord, en Australie ou au Japon sont données dans le Tableau 1. Dans tous ces pays, cette bande est sans licence. Elle peut être utilisée par qui le souhaite sans avoir à faire de demande préalable auprès d'une instance de régulation. L'unique contrainte porte sur la valeur maximale de densité de puissance du signal émis par le transmetteur radio.

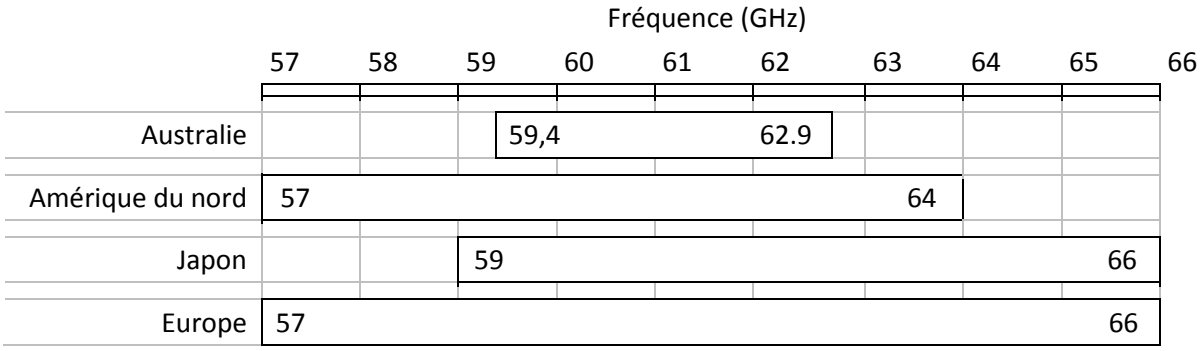


Tableau 1 : Bandes autorisées autour des 60 GHz dans différents pays industrialisés [Guo07]

Afin d'utiliser au mieux cette nouvelle bande de fréquence, il est indispensable d'en connaitre les caractéristiques. Cela permet de déterminer quels types d'applications s'accommodent au mieux des spécificités de la bande des 60 GHz et quelles solutions technologiques sont utilisables dans cette bande.

I.2. Caractéristiques de la bande des 60 GHz

I.2.1 Montée en fréquence

Jusqu'à présent, les principaux standards de communication opéraient dans la bande des 10 GHz. L'augmentation de la fréquence porteuse de la bande des 10 GHz à 60 GHz permet entre autre d'augmenter la largeur fréquentielle de la bande utilisée. La bande des 60 GHz s'étale sur 9 GHz en Europe, ce qui correspond à la largeur cumulée de toutes les bandes télécoms déjà ouvertes. Cela permet par exemple, l'utilisation de modulations pour lesquelles le spectre du signal émis s'étale sur une bande très large. Ces modulations large bande permettent d'éviter la perte du signal lorsque certaines fréquences sont atténuées comme lorsque l'onde se propage en suivant des trajets multiples.

Pour un type de modulation donné, l'encombrement spectral est proportionnel au débit transmis. En comparaison des bandes actuellement utilisées, l'ouverture de la bande des 60 GHz permet donc logiquement de viser des applications très haut débit. La Figure 1 positionne les différents standards américains en fonction de leur débit de transmission et de leur fréquence porteuse. On vérifie bien qu'une augmentation du débit s'accompagne toujours d'une augmentation proportionnelle de la fréquence porteuse. Au final, la grande largeur de la bande des 60 GHz conduit à envisager deux types d'applications pour cette bande : les applications basse consommation et les applications haut débit.

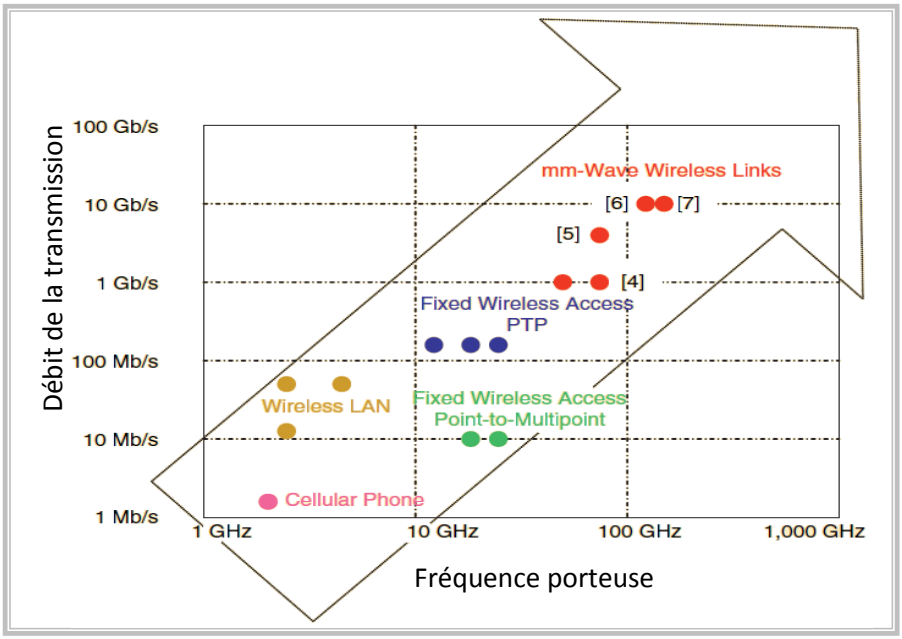


Figure 1 : Relation entre le débit de transmission et la fréquence porteuse [Well09]

I.2.2 Absorption atmosphérique

La caractéristique fondamentale des ondes de la bande des 60GHz reste cependant leur absorption par l'air et les matériaux de construction [Marc05]. En effet, les molécules présentes dans l'atmosphère absorbent fortement certaines fréquences. La Figure 2 donne le spectre d'absorption de deux gaz présents dans l'atmosphère : l'eau et le dioxygène.

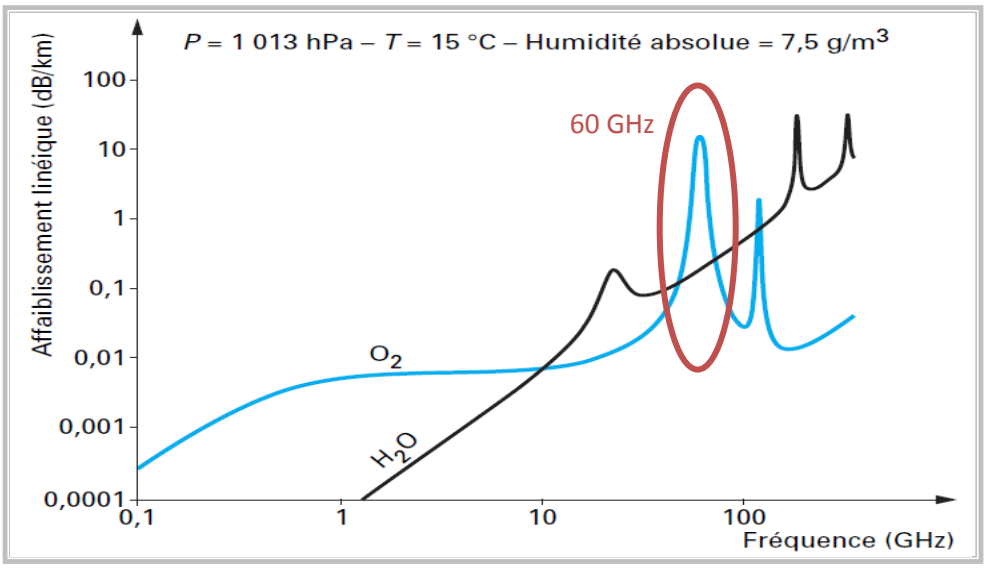


Figure 2 : Spectre d'absorption de l'eau (H_20) et du dioxygène (O_2) [Sizu08]

La fréquence de 60 GHz correspond à un pic d'absorption du dioxygène. Dans les bâtiments, les ondes électromagnétiques proches de 60 GHz ne peuvent se propager que sur quelques mètres et sont de plus fortement atténuées par les murs ou les vitres. Les murs de chaque pièce délimitent alors une cellule dans laquelle un signal à 60 GHz peut être émis via une antenne et n'interfère pas avec d'autres signaux à 60 GHz émis dans la pièce adjacente. Cela permet de créer des réseaux locaux [Guo07] [Dang07] dits pico-cellulaires.

Chaque pièce constitue une pico-cellule. Un émetteur/récepteur appelé station de base (SB) permet de communiquer avec les dispositifs mobiles tels que les téléphones ou les ordinateurs portables présents dans la pièce. Pour réaliser un réseau couvrant plusieurs pièces, une station de base par pièce à couvrir est nécessaire. Ces stations de base sont donc nombreuses. Leur coût et leur consommation sont des paramètres critiques pour une application grand public.

Le confinement des ondes à 60 GHz dans une pièce présente l'avantage d'empêcher deux réseaux voisins d'interférer. Les transferts sont sécurisés puisque les ondes ne peuvent être captées de l'extérieur. Il est en outre possible d'utiliser la même fréquence pour créer deux réseaux indépendants dans deux pièces adjacentes. Chaque utilisateur gère l'utilisation du spectre, sans avoir à tenir compte des besoins de ses voisins. La facile réutilisation de fréquence, paramètre critique pour limiter l'engorgement du spectre, est un autre avantage de la bande des 60 GHz

I.3. Standard ECMA 387

L'ouverture de la bande des 60 GHz ouvre de nouvelles perspectives pour les télécommunications. Pour harmoniser l'utilisation de cette bande, l'organisation ECMA International (*European Computer Manufacturers Association*), constituée d'experts industriels, de vendeurs et d'utilisateurs, a rédigé [ECMA10] une proposition pour un standard international réglementant l'utilisation de la bande des 60 GHz. Il s'agit du standard ECMA 387. Nous ne détaillerons ici que les parties du standard qui peuvent avoir un impact sur ce travail de doctorat.

I.3.1 Applications visées

Le standard ECMA 387 régit le fonctionnement des réseaux sans fils personnels (WPAN : *Wireless Personal Area Network*). Ce type de réseau permet à un particulier d'instaurer une liaison sans fils entre différents appareils. Les appareils en question peuvent être fixes (télévision, boitier de connexion internet…) ou mobiles (téléphone, ordinateur portable…). Ces réseaux sont utilisés pour une large gamme d'applications qui vont du simple transfert de données à la visualisation de flux vidéos haute définition.

Le standard classe les appareils connectés en deux types (types *A* et *B*) qui doivent pouvoir fonctionner indépendamment ou interagir suivant les besoins. Les appareils de type *A* sont les appareils haut de gamme. Ils doivent permettre des transmissions très haut débit, relativement longues distances (sur quelques mètres lorsque l'émission est directive) et robustes aux évanouissements du canal radio. À l'opposé, les appareils de type *B* sont les appareils bon marché. Tout en assurant des débits assez élevés, ils doivent être simples, bas coût et peu énergivores.

I.3.2 Définition des canaux de transmission

La bande des 60 GHz est divisée en quatre canaux unitaires de largeur B = 2,160 GHz et centrés en :

- f_1 = 58,320 GHz
- f_2 = 60,480 GHz
- f_3 = 62,640 GHz
- f_4 = 64,800 GHz

Pour augmenter la largeur de bande d'un canal, il est possible d'utiliser simultanément plusieurs canaux adjacents pour une même application. L'ensemble des canaux ainsi définis sont donnés

Figure 3. En reliant ces canaux adjacents on obtient un canal dont la largeur est multipliée par le nombre de canaux reliés. On peut ainsi obtenir des canaux de largeur :

- 2*B* = 4,320 GHz,
- 3*B* = 6,480 GHz,
- 4*B* = 8,640 GHz.

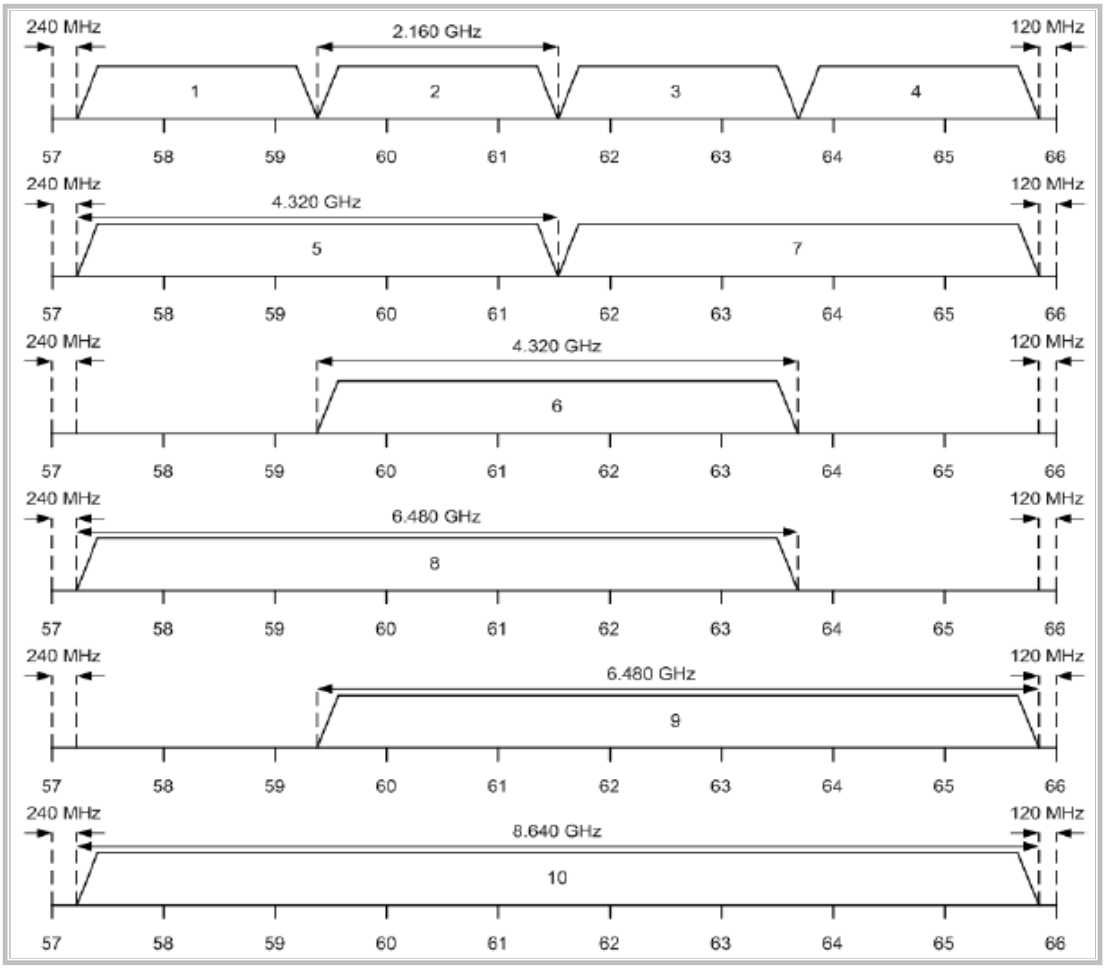


Figure 3 : Canaux définis dans la bande des 60 GHz par le standard ECMA 387 [ECMA10]

I.3.3 Modes de fonctionnement

Le standard définit plusieurs modes de fonctionnement nommés *Ai*, *i* allant de 0 à 21 et *Bj*, *j* allant de 0 à 3. Chaque mode est défini par des paramètres d'encodage, un type de modulation et une constellation. Il est de plus associé à un mode un débit binaire qui dépend du nombre de canaux unitaires utilisés pour la transmission.

Jusqu'à $i = 13$, les modes *Ai* utilisent une modulation mono-porteuse. Une transmission par bloc (*SCBT Single carrier block transmission*) des données permet cependant d'effectuer une égalisation spectrale du signal reçu afin de contrebalancer les défauts du canal [Khan09] [Czyl97]. Pour $i > 13$, l'égalisation des modes *Ai* est faite en utilisant une modulation de type OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*). Les modes *Bj* sont les plus simples, ils réalisent tous une transmission mono-porteuse.

Le Tableau 2 reprend les types de modulation, les débits binaires et les constellations associés aux premiers modes *Ai* (jusqu'à i = 5) et aux premiers modes *Bj* (jusqu'à j = 1). Seuls ces modes ont été

étudiés dans le cadre de cette thèse de doctorat. Le Tableau 2 reprend aussi les valeurs de l'EVM autorisé à l'émetteur ainsi que la sensibilité du récepteur dont les définitions seront données dans le paragraphe I.3.5.

Mode	Débit binaire (Gb/s)				Modulation	EVM autorisé en sortie de l'émetteur		Sensibilité (dBm)
	1 canal	2 canaux	3 canaux	4 canaux		dB	%	
A0	0,397	0,794	1,191	1,588	BPSK	-4,8	33,4	-60.0
A1	0,794	1,588	2,381	3,175	BPSK	-6,3	23,7	-57.0
A2	1,588	3,175	4,763	6,350	BPSK	-9,5	11,2	-50.5
A3	1,588	3,175	4,763	6,350	QPSK	-6.4	23.1	-53.9
A4	2,722	5,443	8,165	10,886	QPSK	-8.4	14.4	-49.8
A5	3,175	6,350	9,526	12,701	QPSK	-9.6	10.9	-47.4
…								
B0	0.794	1.588	2.371	3.175	DBPSK	-7	20	-60.7
B1	1.588	3.175	4.763	6.350	DBPSK	-7	20	-57.7
…								

Tableau 2 : Paramètres caractéristiques des premiers modes de fonctionnement Ai et Bj [ECMA10]

Seul le mode *A0* doit impérativement être supporté par tous les appareils, qu'ils soient de type *A* ou *B*. Les appareils de type *B* doivent en plus supporter le mode *B0*. Les autres modes de fonctionnement sont optionnels pour tous les types d'appareil.

I.3.4 Temps de commutation entre les fonctions récepteur et émetteur

Quelle que soit l'application visée, les appareils considérés ou le mode de fonctionnement utilisé, la communication entre deux appareils doit pouvoir se faire dans les deux sens. Chaque appareil assure successivement la fonction de récepteur et la fonction d'émetteur (mode half-duplex). Les passages d'une fonction à l'autre sont fréquents. Pour assurer une rapidité de transmission suffisante en mode half-duplex, les temps de commutation d'une fonction à l'autre doivent être limités. La valeur maximale t_{max} pour ce temps de commutation est fixée par le standard ECMA 387 [ECMA10] à :

t_{max} = 2 666 ns.

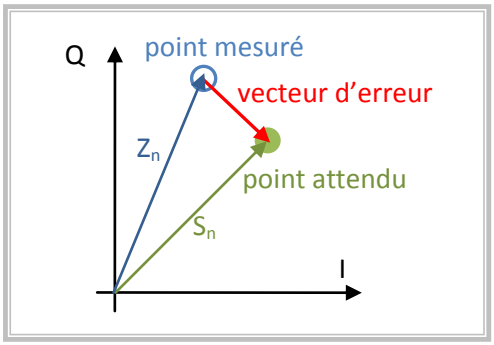
I.3.5 Qualité de la transmission

Lors de la transmission entre l'émetteur et le récepteur, le signal est dégradé. La dégradation du signal peut être induite par les non-linéarités des différents composants du système, par filtrage ou par ajout de bruit lors de la transmission. La dégradation du signal peut conduire à une erreur lors de la détection d'un bit ou d'un symbole et ce d'autant plus fréquemment que le signal est dégradé. Des codes correcteurs d'erreur [Join07] permettent de corriger ces erreurs lorsqu'elles ne sont pas trop

fréquentes. Il est alors possible de quantifier la dégradation maximale que peut supporter le signal sans que la transmission ne soit altérée.

Pour s'assurer que la transmission se fasse correctement, il faut d'une part vérifier l'état du signal émis et d'autre part, déterminer les conditions pour lesquelles le récepteur fonctionne correctement. Pour assurer une qualité suffisante du signal émis, le standard spécifie une valeur maximale pour l'amplitude relative moyenne du vecteur d'erreur (*EVM :Error Vector Magnitude*) entre le point détecté et le point le plus proche de la constellation idéale [Agil05] au niveau de l'émetteur.

La Figure 4 représente le diagramme de constellation lors de la transmission d'un symbole. Le vecteur d'erreur est défini à partir du point mesuré et du point de la constellation correspondant au point mesuré (point attendu sur la Figure 4). En utilisant les notations de la Figure 4, l'expression de la valeur EVM_{RMS} de l'EVM, exprimée en % RMS (*Root Mean Square*) et mesurée lors de la transmission de *N* symboles est donnée par l'équation *(E 1)*.



$$EVM_{RMS} = 100 * \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N} |S_n - Z_n|^2}{\sum_{n=1}^{N} |S_n|^2}} \ [\%] \qquad (E\ 1)$$

Figure 4 : Définition graphique du vecteur d'erreur

Le bon fonctionnement du récepteur est quantifié par sa sensibilité. Le standard ECMA 387 définit la sensibilité du récepteur à partir du taux d'erreur par paquets (*PER : Packet Error Rate*) qui est le rapport entre le nombre de paquets de données erronés reçus sur le nombre de paquets reçus. La sensibilité est la puissance minimale du signal reçu pour laquelle le PER est inférieur à 8%.

Les valeurs spécifiées par le standard pour l'EVM maximum autorisé en émission et la sensibilité du récepteur dépendent du mode de fonctionnement considéré. Pour les modes A0 à A5 et B0 à B1, ces valeurs sont regroupées dans le Tableau 2.

I.4. Mise en application du standard, choix technologiques

Le rapport entre la largeur et la fréquence centrale de la bande des 60 GHz n'est que de 15%. Ainsi, même si la bande des 60 GHz est très large dans l'absolu, les propriétés des matériaux et dispositifs peuvent être considérées homogènes dans la bande des 60 GHz et il est possible de réaliser des systèmes et dispositifs qui utilisent toute la largeur disponible dans la bande des 60 GHz.

Cependant, à 60 GHz, les éléments parasites introduits par exemple par les pistes reliant les différents composants ne peuvent plus être négligés [Hami08] et le bruit de phase des oscillateurs et VCO (oscillateurs contrôlés en tension) limite les performances des transmissions [Lee07]. La réalisation de systèmes complexes, comme les modulateurs [Tsai11] ou les systèmes complets d'émission et de réception [Guo07] [Nikn10], fonctionnant dans les bandes de fréquences millimétriques reste aujourd'hui très délicate et constitue encore un important domaine d'étude et

d'innovations. Par ailleurs, dans le cas d'un réseau sans-fil millimétrique, de nombreux points accès seront nécessaires pour assurer une bonne couverture réseau.

Pour limiter la complexité et le coût du réseau sans-fils millimétrique, une solution envisageable est de centraliser les fonctions complexes et coûteuses que sont les oscillateurs millimétriques ou les modulateurs en un même endroit. Le signal est ensuite déporté sur les différents dispositifs d'émissions-réceptions (systèmes d'antennes déportées). A 60 GHz, l'atténuation des câbles coaxiaux est au minimum de quelques dB/m. Pour déporter le signal, il est alors préférable d'utiliser des fibres optiques dont la bande passante est beaucoup plus élevée. On parle alors de systèmes "radio-sur-fibre".

II. Systèmes radio-sur-fibre millimétriques

Les systèmes radio-sur-fibre ne se contentent pas d'utiliser la grande bande passante de la fibre optique pour déporter des signaux. L'opto-microonde allie les avantages des domaines de l'optique et des radiofréquences pour réaliser des systèmes hybrides qui peuvent aussi inclure des fonctions de traitement du signal radio (filtrage, mélange...) qui sont ici réalisées dans le domaine optique [Yao09] [Wood11].

II.1. Architecture globale des systèmes radio-sur-fibre à 60 GHz

Les particularités de la bande des 60 GHz ont conduit à privilégier la création de réseaux cellulaires et l'utilisation de la fibre optique est envisagée afin de connecter les différentes stations de base du réseau. Avant de regarder les solutions opto-microondes existantes à 60 GHz, il convient de définir l'architecture globale et les contraintes du système radio-sur-fibre que nous considérons.

II.1.1 Description globale du système

La Figure 5 modélise l'architecture d'un système radio-sur-fibre utilisé pour réaliser un réseau à 60 GHz de type WPAN [Brau98]. Le réseau est divisé en cellules. Dans chaque cellule, une station de base (SB) assure la liaison sans fil avec les stations mobiles (SM). La taille des cellules est délimitée par la portée des stations de base. A 60 GHz, la largeur des cellules n'est que de quelques mètres. On parle de réseau pico-cellulaire. Typiquement, une pièce correspond à une cellule, ou si la pièce est trop grande, elle est divisée en plusieurs cellules.

Les stations mobiles peuvent être une télévision, un téléphone, une imprimante, un ordinateur ou tout autre appareil que l'on souhaite connecter au réseau. Chaque station mobile communique avec le reste du réseau via la station centrale (SC). Les stations de bases servent d'interface entre les stations mobiles de leur cellule et la station centrale. Elles sont reliées par fibre optique à la station centrale.

La station centrale gère le fonctionnement global du réseau. Elle centralise les informations émanant des stations de base et gère, si besoin est, la communication avec l'extérieur du réseau. Le système radio sur fibre à proprement parler est constitué de la station centrale, des différentes stations de base et de la liaison optique entre la station centrale et les stations de base.

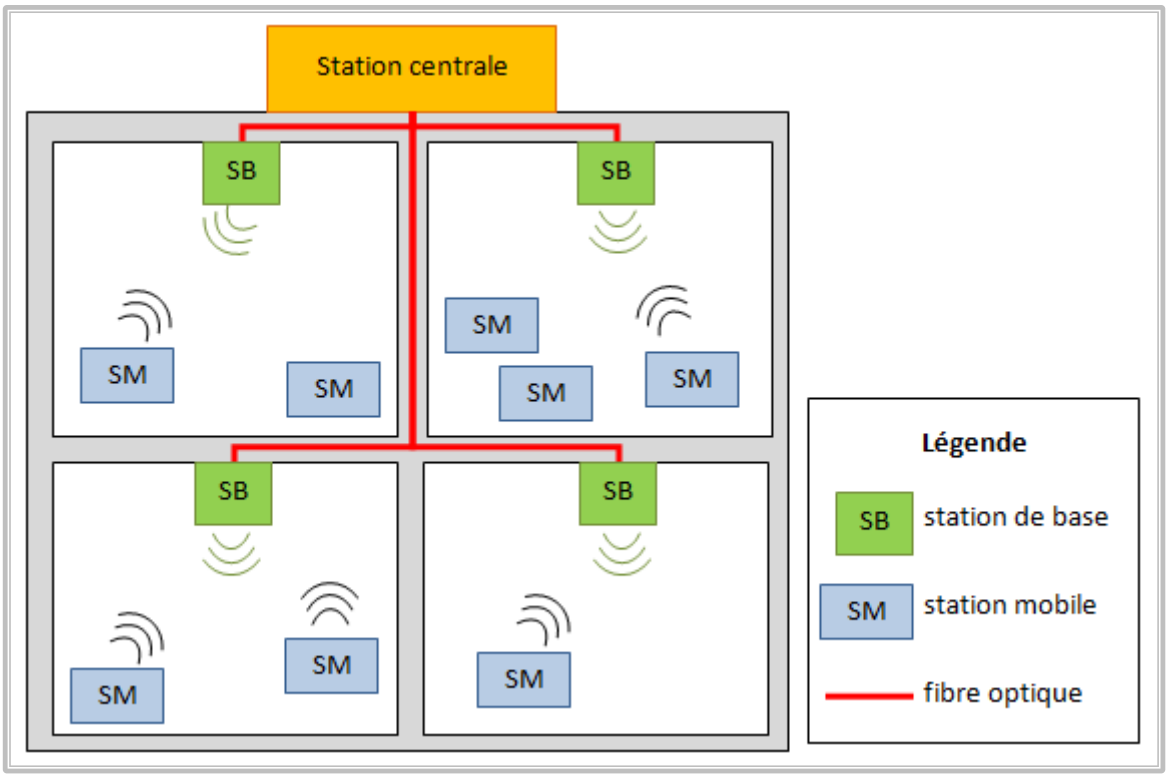


Figure 5: Architecture globale d'un système radio-sur-fibre à 60 GHz

II.1.2 Caractéristique de la liaison optique entre la station centrale et une station de base

Durant cette thèse de doctorat, nous nous sommes intéressés plus particulièrement à la liaison optique établie entre la station centrale et une unique station de base. Nous n'avons pas traité le problème de la propagation radio entre les stations de base et les stations mobiles. La conception de notre station de base s'arrête juste avant le système d'émission en espace libre (l'antenne ou le réseau d'antennes).

La liaison peut être divisée en deux liens comme définis sur la Figure 6 : le lien descendant qui assure le transfert de données de la station centrale vers la station de base et le lien montant qui assure le transfert de données de la station de base vers la station centrale. Pour réaliser un système bidirectionnel, les deux liens doivent être établis.

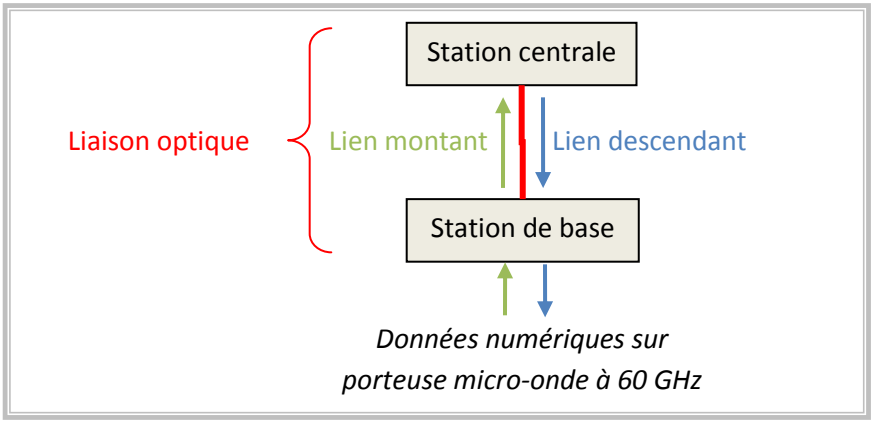


Figure 6 : Liaison optique étudiée, définition des liens descendant et montant

La station centrale et les stations de base n'ont pas le même rôle ni les mêmes contraintes. Elles n'auront pas la même architecture. À 60 GHz, la taille des cellules est relativement faible. De

multiples cellules et donc de multiples stations de base sont nécessaires. Elles doivent être les plus simples à mettre en place et les moins chères possibles. Les éléments coûteux sont centralisés au maximum dans la station centrale.

Les stations de bases établissent une liaison sans fil dans la bande des 60 GHz avec les stations mobiles. Elles doivent obligatoirement fonctionner dans la bande des 60 GHz. Pour le lien descendant, à partir du signal optique reçu depuis la station centrale, elles génèrent un signal radio dans la bande des 60 GHz qui porte les données numériques à transmettre aux stations mobiles. Pour le lien montant, elles convertissent le signal radio reçu à 60 GHz et émis par les stations mobiles en un signal optique pour le transmettre à la station centrale.

La station centrale ne communique avec les stations mobiles fonctionnant à 60 GHz que via les stations de base. Elle n'a pas à établir de liaison sans fil dans la bande des 60 GHz. Au sein de la station centrale, la modulation et la démodulation du signal numérique peut se faire à une fréquence intermédiaire.

II.2. Solutions pour le lien descendant, génération du signal millimétrique à 60 GHz par voie optique

Pour le lien descendant, la station de base doit convertir le signal optique contenant les données émis par la station centrale en un signal microonde à 60 GHz pouvant être émis par une antenne. Même s'ils restent assez chers et peu courants, on dispose aujourd'hui de photodétecteurs assez rapides pour fonctionner à 60 GHz [Stoh10]. Si le signal optique émis par la station centrale, est déjà modulé par le signal microonde à 60 GHz, aucun traitement autre qu'une amplification, assortie à la limite éventuellement d'un filtrage, n'est à réaliser sur le signal photodetecté. La station de base est simplifiée. Son coût est dominé par celui du convertisseur optique / électrique (O/E).

II.2.1 Nécessité de la génération optique de porteuse microonde

A présent, la difficulté est de concevoir une station centrale générant un signal optique modulé par le signal radio que l'on souhaite transmettre. Ce signal radio est un signal numérique large bande et appartenant à la bande des 60 GHz. Moduler directement la porteuse optique par ce signal est très difficile. En effet, que ce soit en modulant directement le courant d'une diode laser ou en utilisant des modulateurs externes, les convertisseurs électrique/optique (E/O) présents actuellement dans le commerce ne permettent pas d'atteindre la bande des 60 GHz.

En effet, les lasers à semi-conducteur ont une bande passante maximale de l'ordre de la dizaine de GHz et celle des modulateurs d'intensité externes est proche de la trentaine de GHz. Des études sur l'utilisation de polymères pour la réalisation de modulateurs externes sont en cours pour augmenter leur bande passante [Augu11] [Fort06]. Mais les polymères ne sont aujourd'hui pas assez stables en temps et en température pour obtenir un dispositif commercialisable.

Plutôt que de générer le signal numérique à 60 GHz dans le domaine électrique pour après le convertir dans le domaine optique, il est possible de générer ce signal directement sur le lien optique. Les données sont appliquées sur les convertisseurs E/O à une fréquence intermédiaire ou directement en bande de base. La faible bande passante des convertisseurs E/O est alors suffisante. Diverses techniques permettent de réaliser cette génération optique de la porteuse microonde. Nous allons les détailler par la suite.

II.2.2 Conversion O/E

Avant de déterminer les solutions optiques permettant de générer une porteuse microonde, détaillons le fonctionnement de la majorité des convertisseurs O/E. Les convertisseurs O/E à détection directe sont quadratiques. Le signal électrique qu'ils génèrent n'est pas une image du champ électrique de l'onde lumineuse incidente mais une image de sa puissance, qui est proportionnelle au carré du champ électrique.

D'un point de vue spectral, cela se traduit par la détection non pas des raies du spectre du champ optique mais des battements entre les raies du spectre optique. Pour un signal optique incident non modulé, le spectre optique est constitué d'une unique raie à la fréquence de la porteuse optique. On obtient alors en sortie du convertisseur O/E un signal continu. Le cas de spectres optiques incidents à 2 et 3 raies est traité sur la Figure 7.

Pour un spectre incident contenant deux raies optiques, un seul battement est possible. On obtient, après conversion O/E un signal sinusoïdal dont la fréquence correspond à l'espacement entre les deux raies optiques. Pour un spectre incident contenant trois raies optiques, trois battements sont possibles. On obtient, après conversion O/E, trois signaux sinusoïdaux correspondant à la somme de ces trois battements.

Un cas particulier est le cas où deux battements se font à la même fréquence. C'est le cas où $f_2 = f_1$ sur la Figure 7. Après conversion O/E, le signal à f_1 est constitué de la somme des deux signaux issus de chacun des deux battements. On n'obtient plus que deux raies dans le spectre électrique émis. Suivant le déphasage relatif entre les deux signaux générés à f_1, la somme des deux battements peut être constructive ou destructive. Si les deux signaux sont en phase, les amplitudes des deux battements s'ajoutent. S'ils sont en opposition de phase, les amplitudes se retranchent et plus aucun signal n'est détecté à la fréquence f_1.

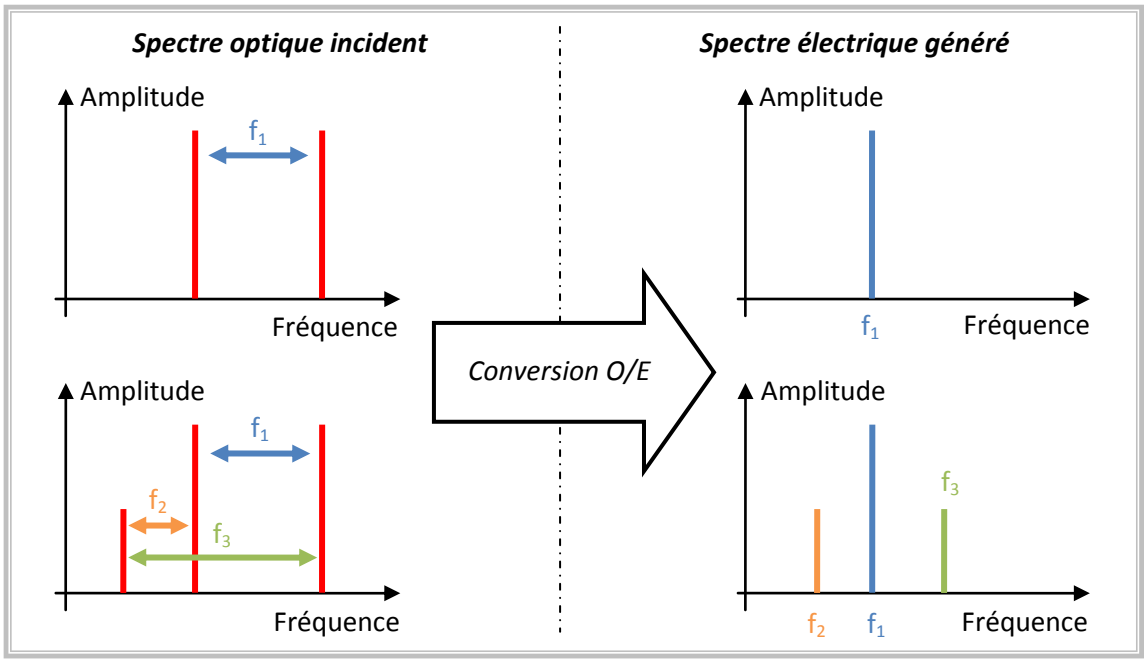


Figure 7: Conversion O/E, cas d'un spectre optique incident à 2 raies et à 3 raies

Nous avons considéré que la fréquence des raies optiques était fixe. Dans la pratique, cette fréquence fluctue légèrement au cours du temps. Si deux raies du champ optique sont parfaitement corrélées, la fluctuation est à chaque instant la même pour les deux raies. Elle est annulée lors de la

conversion O/E. Dans le cas contraire, la fluctuation des raies du champ optique génère du bruit de phase sur le signal microonde généré [Glie96] et par conséquent dégrade la qualité de la transmission radio [Geor04].

II.2.3 Solutions pour générer optiquement une porteuse microonde

En générant au moins deux raies optiques espacées de la fréquence microonde f_{RF}, on obtient, après conversion O/E, une porteuse microonde à la fréquence f_{RF}. Plusieurs techniques existent pour générer ces raies [Brau98] et peuvent être classées en trois catégories :

- l'utilisation de plusieurs sources optiques
- la conception d'un laser générant directement plusieurs raies optiques
- l'utilisation de convertisseurs E/O en régime non linéaires

La première solution est de coupler deux sources optiques distinctes. Les fréquences d'émissions des deux sources sont réglées de façon à être espacées de la fréquence microonde voulue. L'utilisation de lasers ajustables en fréquence permet d'avoir un système de génération assez souple. La fréquence microonde générée est ajustable. Cependant, les bruits de phase générés par les deux sources ne sont pas corrélés, ce qui limite la pureté spectrale de la porteuse microonde générée. Pour améliorer la cohérence entre les deux raies, des techniques complexes permettent de verrouiller la phase d'un laser sur celle du second [Yao09].

Pour améliorer la cohérence des raies optiques, on peut générer ces raies à partir d'une unique source optique, il s'agit de la technique d'auto-hétérodynage. La seconde solution pour générer les raies optiques utilise un dispositif unique qui peut être un laser pulsé ou un laser multimode par exemple. Le spectre d'émission de ces dispositifs est constitué de plusieurs raies dont l'espacement est entre autre défini par les caractéristiques géométriques de la cavité laser. La fréquence microonde est ainsi choisie lors de la conception du laser. Il faut de plus s'assurer que les différents modes du laser sont bien cohérents entre eux. On parle alors de laser à modes bloqués [Stoh10]. Ces systèmes offrent une bonne capacité d'intégration mais sont difficilement ajustables.

La technique d'auto hétérodynage peut également être mise en place à partir de convertisseurs E/O. En changeant le point de fonctionnement ou en augmentant la puissance du signal appliqué sur le convertisseur E/O, on fait apparaitre un comportement non linéaire du convertisseur. Des harmoniques du signal électrique appliqué sur le convertisseur sont générées sur la porteuse optique. En choisissant correctement la fréquence du signal appliqué sur le convertisseur, on obtient la porteuse microonde souhaitée [Yao09].

La Figure 8 reprend un exemple décrit dans [Stoh10]. Une diode laser de type DFB (distributed feedback) génère une porteuse optique qui est ensuite modulée par un modulateur de Mach-Zehnder (*MZM :Mach-Zehnder Modulator*)polarisé au minimum de transmission et sur lequel est appliqué un signal sinusoïdal de fréquence f_{LO1}. Polariser le MZM au minimum de transmission permet de supprimer la porteuse optique et de ne conserver que les bandes latérales espacées entre elles de $f_{RF} = 2f_{LO1}$. Après photodétection, on génère un signal à la fréquence double de celle du signal généré par l'oscillateur local et appliqué sur le MZM.

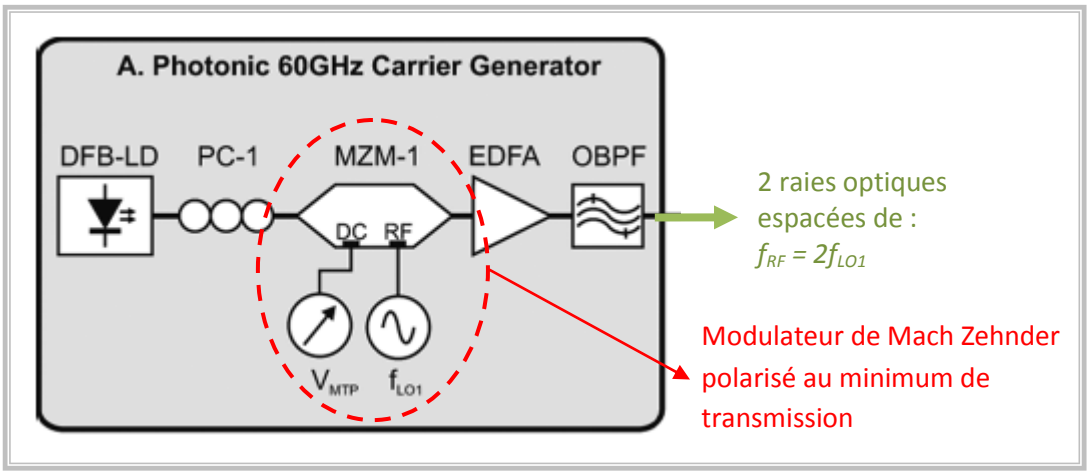


Figure 8 : Utilisation d'un modulateur de Mach Zehnder polarisé au minimum de transmission pour générer optiquement une porteuse microonde [Stoh10]

L'inconvénient majeur de cette technique est qu'elle nécessite une source microonde externe et un convertisseur E/O. Par contre, elle a l'avantage de réduire la fréquence de l'oscillateur local appliqué à l'entrée du convertisseur O/E tout en gardant une flexibilité sur la porteuse microonde générée après conversion O/E. Les systèmes basés sur cette technique sont très stables et le bruit de phase est limité car dominé par celui de l'oscillateur local à la fréquence intermédiaire [Naka06] [Shao12a].

II.3. Solutions pour le lien montant, mélange optoélectronique

La liaison optique étudiée durant cette thèse de doctorat (Figure 6) n'est pas symétrique. Les nombreuses stations de base doivent être simplifiées au maximum. Elles génèrent et reçoivent des signaux radio dans la bande des 60 GHz. A l'inverse, la station centrale centralise un maximum d'éléments coûteux. Les données numériques peuvent y être transportées sur une porteuse microonde à une fréquence intermédiaire plus faible que 60 GHz. Les deux stations n'ont pas le même rôle ni la même architecture.

II.3.1 Difficultés propres au lien montant

a) Fréquence du signal radio

Pour le lien montant, le rôle de la station de base est de convertir le signal électrique reçu par l'antenne en un signal optique qui est ensuite transmis à la station centrale. L'antenne de la station de base reçoit des données numériques sur une porteuse dans la bande des 60 GHz. La bande passante limitée des convertisseurs E/O ne permet pas aujourd'hui de convertir directement ce signal en un signal optique. Le signal radio reçu par l'antenne doit au préalable être converti en bande de base ou à une fréquence intermédiaire (*FI*), compatible avec la bande passante des convertisseurs E/O.

La station centrale n'a pas à travailler dans la bande des 60 GHz. Elle peut tout à fait fonctionner à la fréquence *FI* choisie pour moduler l'onde optique. Le signal optique modulé par les convertisseurs O/E peut être directement émis vers la station centrale.

b) Diversité des types de station mobile

La station de base doit pouvoir communiquer avec n'importe quelle station mobile présente dans sa cellule. Comme on l'a vu précédemment, le standard ECMA 387 [ECMA10] définit plusieurs types de modulations pour les applications à 60 GHz qui vont des modulations simples porteuses BPSK à des modulations OFDM. Le procédé utilisé pour abaisser la fréquence du signal radio reçu à 60 GHz doit être compatible avec tous les types de station mobile. Il doit donc être transparent au type de modulation.

Le plus simple est alors de conserver la modulation, c'est-à-dire d'uniquement transposer le signal à une fréquence intermédiaire f_{IF} compatible avec la bande passante des convertisseurs E/O. Seule la fréquence centrale du signal est modifiée. La forme du spectre reste inchangée. La différentiation entre les types de modulation ne se fait que lors de la démodulation du signal numérique dans la station centrale.

c) Coût de la station de base

Pour transposer en fréquence le signal radio reçu à 60 GHz, on peut faire directement le produit entre le signal radio à f_{RF} dans la bande des 60 GHz et un signal sinusoïdal à une fréquence f_{OL} proche de f_{RF}. Le spectre du signal initialement centré à 60 GHz est reproduit à $f_{1/2} = |f_{RF} \mp f_{OL}|$. Après filtrage, on obtient un signal centré à $f_{IF} = |f_{RF} - f_{OL}|$.

Ce procédé nécessite un mélangeur et un oscillateur local fonctionnant tous les deux dans la bande des 60 GHz. Ces dispositifs sont complexes et coûteux. Pour simplifier et limiter le prix des stations de base, d'autres types de mélangeurs, les mélangeurs optoélectroniques sont aujourd'hui développés. Ces mélangeurs multiplient le signal radio à 60 GHz avec un signal sinusoïdal modulant une porteuse optique.

Le premier intérêt des mélangeurs optoélectronique est de s'affranchir d'un oscillateur local fonctionnant à 60 GHz dans la station de base. La génération de l'oscillateur local à 60 GHz n'est plus réalisée dans la station de base mais à l'aide du signal émis par la station centrale. Elle peut se faire optiquement avec la même méthode que celle utilisée pour le lien descendant. D'autre part, les mélangeurs optoélectroniques développés sont basés sur l'utilisation de convertisseur O/E en régime de fonctionnement non-linéaire. Le second intérêt de ces mélangeurs est alors de limiter le nombre de composants de la station de base puisqu'un unique composant est utilisé pour réaliser deux fonctions :

- abaisser la fréquence du signal radio reçu par la station de base lors du lien montant
- convertir le signal optique émis par la station centrale en un signal électrique lors du lien descendant.

Au final, l'architecture globale d'un système radio-sur-fibre permettant de réaliser une liaison optique bidirectionnelle à 60 GHz est donnée sur la Figure 9. Ce système fait intervenir deux fonctions opto-microondes qui donnent encore lieu aujourd'hui à des travaux de recherche : la génération optique de la porteuse à 60 GHz, détaillée au paragraphe II.2, et le mélange optoélectronique.

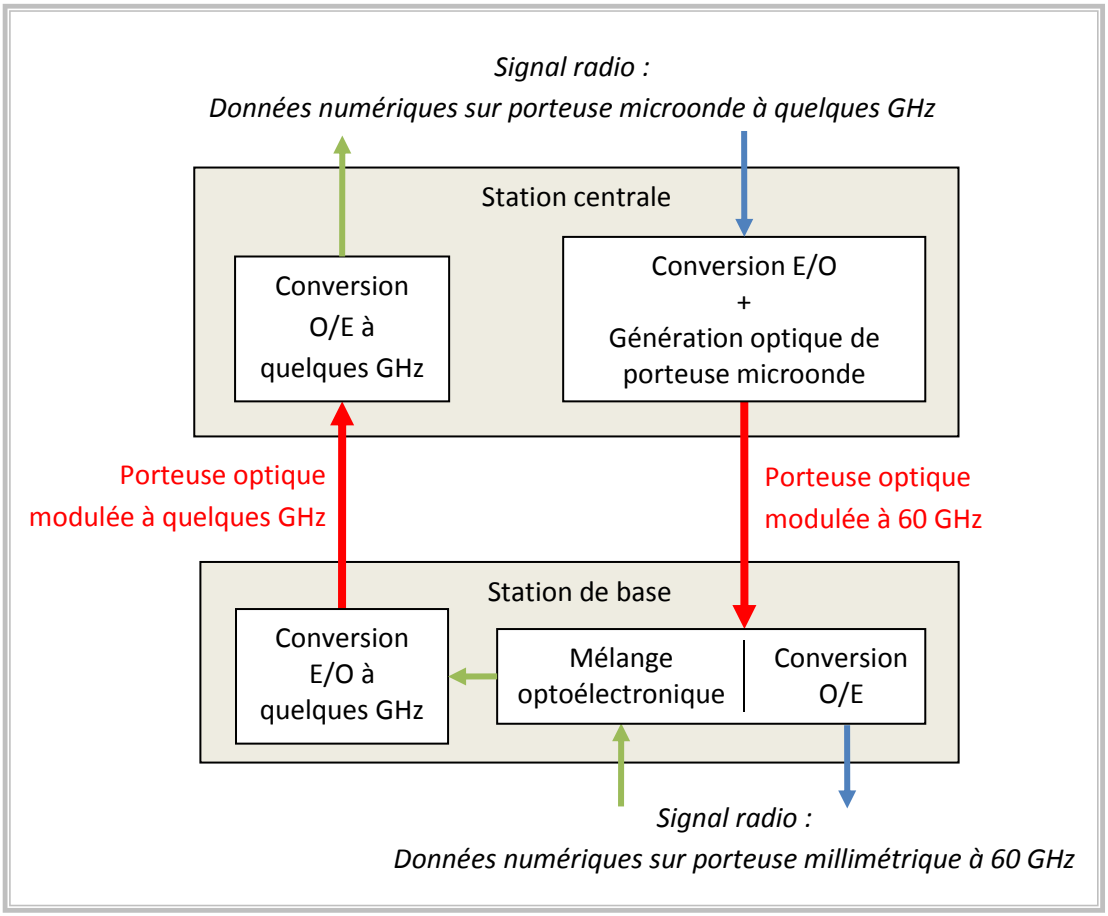


Figure 9 : Architecture globale de la liaison optique bidirectionnelle étudiée

II.3.2 Mélange optoélectronique

a) Principe du mélange optoélectronique

Habituellement, les convertisseurs O/E sont optimisés pour un comportement le plus linéaire possible. Le signal électrique généré est proportionnel à la puissance optique incidente et ne dépend pas de variations éventuelles de la polarisation du convertisseur. Cependant, tout dispositif comporte des non-linéarités. Il ne peut être considéré linéaire qu'à deux conditions :

- l'amplitude des signaux reste assez faible,
- le dispositif est polarisé dans une zone de fonctionnement bien définie.

L'idée du mélange optoélectronique est de changer les conditions de fonctionnement du convertisseur O/E et de le faire travailler en régime non-linéaire. La réponse du convertisseur dépend de sa polarisation. Le signal électrique généré varie toujours avec la puissance optique incidente mais aussi avec les variations éventuelles de la polarisation.

Le mélange optoélectronique est obtenu lorsque l'on applique deux signaux sur le convertisseur O/E utilisé en fonctionnement non-linéaire. L'un des signaux fait varier la puissance optique incidente tandis que le second fait varier la polarisation du convertisseur et donc sa réponse. Le signal généré par le convertisseur contient alors le produit des deux signaux appliqués.

L'architecture pour le lien montant du système radio-sur-fibre à 60 GHz est finalement la suivante : le signal radio reçu par la station de base est appliqué sur la polarisation du convertisseur. Le signal jouant le rôle d'oscillateur local pour convertir le signal radio autour de la fréquence intermédiaire

arrive par la fibre optique et fait varier la puissance optique incidente. Le signal converti basse fréquence est généré en sortie du mélangeur optoélectronique.

b) Principaux mélangeurs optoélectroniques

Phototransistors

Un premier type de modulateur optoélectronique proposé dans la littérature utilise des phototransistors. Les phototransistors sont des convertisseurs O/E actifs. Ils sont basé sur le même principe que les photodiodes de types PIN : l'éclairement d'une jonction PN polarisée en inverse induit la génération d'un courant proportionnel à la puissance optique incidente, si l'on néglige le courant d'obscurité de la photodiode. Le courant ainsi généré est ensuite amplifié par l'effet transistor. La responsivité des phototransistors est donc bien plus élevée que celle des photodiodes.

Cependant, une bonne responsivité ne suffit pas à faire un bon convertisseur O/E. La réponse en fréquence doit aussi être considérée. Les signaux visant à être transmis à 60 GHz sont large bande. Si la réponse fréquentielle du dispositif n'est pas plate, le spectre du signal est déformé, ce qui peut conduire à des interférences entre symboles et à des erreurs de transmission.
Pour les photodiodes comme pour les phototransistors, la réponse en fréquence est de type passe-bas. Pour une même technologie, la fréquence de coupure d'un phototransistor est plus faible que celle d'une photodiode. La Figure 10, extraite de [Choi05], illustre cette dégradation en fréquence. Elle compare les réponses fréquentielles d'un phototransistor bipolaire obtenues pour deux modes de fonctionnement :

- le mode *Tr* : le transistor est polarisé activement, il amplifie le courant photodétecté
- le mode *PD* : la jonction base-émetteur est court-circuitée, seule la jonction base-collecteur est active et peut s'apparenter à une simple photodiode à jonction PN

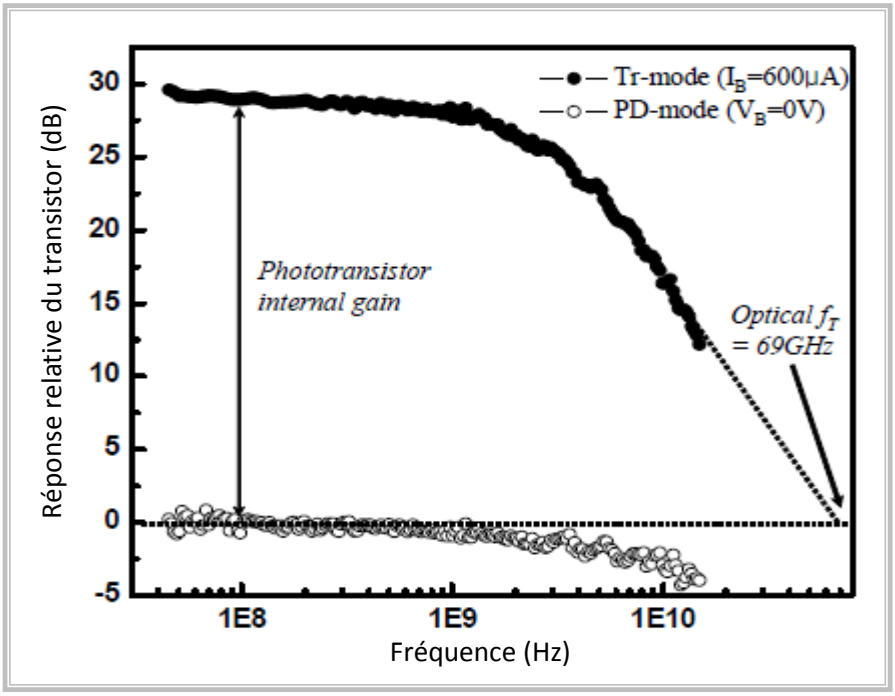


Figure 10 : Réponse d'un phototransistor fonctionnant en transistor (mode Tr) et en photodiode (mode PD) [Choi05]

Les deux réponses sont de type passe-bas. En continu, la réponse du mode *PD* est de 0,2 A/W et le gain interne du transistor, entre le mode *Tr* et le mode *PD* est de 30 dB. Par contre, la bande passante à - 3dB est d'environ 2 GHz pour le mode *Tr* alors qu'elle atteint les 10 GHz pour le mode

PD. Les auteurs indiquent que le gain interne du transistor s'annule, i. e. que les réponses des deux modes s'égalisent, à 69 GHz. L'intérêt des phototransistors devient alors de plus en plus limité à mesure que l'on monte en fréquence car leur fréquence de coupure est bien plus faible que celle d'une photodiode réalisée dans la même technologie

Modulateur à électro-absorption

Un autre type de mélangeur optoélectronique est basé sur l'utilisation de modulateurs à électro-absorption (MEA). Un exemple d'utilisation pour réaliser un système radio-sur-fibre bidirectionnel est donné sur la Figure 11. Les MEA permettent de moduler une onde optique incidente autour d'une longueur d'onde donnée λ_0. Ils ne couvrent pas un très large spectre optique. Une diode PIN sert de guide d'onde pour l'onde optique incidente [Hard02]. Un matériau électro-absorbant est inclus dans la zone intrinsèque de la diode.

L'application d'un champ électrique sur le milieu électro-absorbant permet de modifier ses propriétés. En fonction du champ électrique appliqué, le milieu absorbe ou non la longueur d'onde λ_0 de travail du MEA. Le champ électrique peut être généré par une tension appliquée aux bornes de la jonction PIN. En y appliquant un signal microonde, on peut alors moduler en intensité l'onde optique par ce signal.

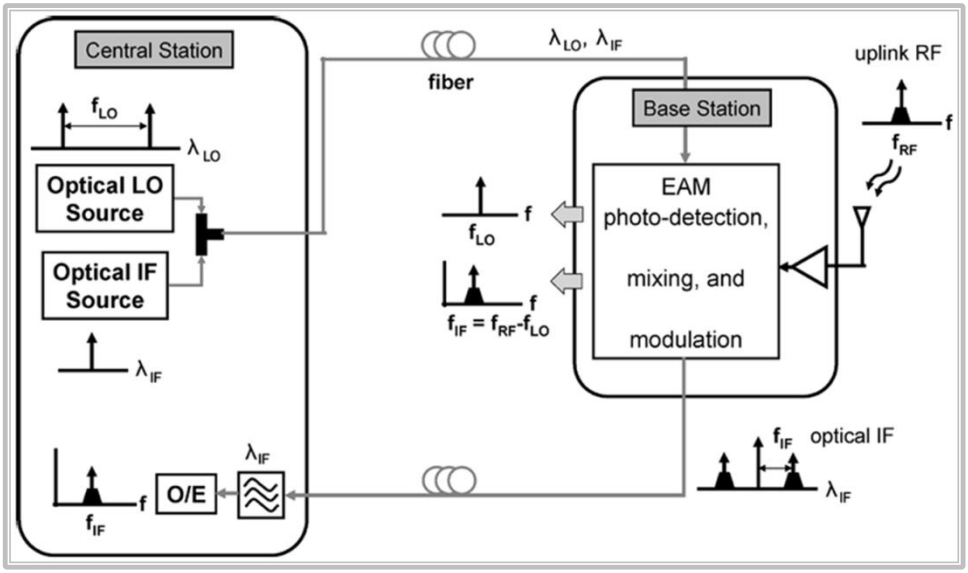


Figure 11 : Système radio-sur-fibre millimétrique bidirectionnel utilisant un modulateur à électro-absorption comme mélangeur optoélectronique [Seo05]

Si l'onde optique incidente est de plus déjà modulée par un premier signal microonde (à la fréquence f_{LO} sur la Figure 11), l'application d'un second signal microonde (à la fréquence f_{RF} sur la Figure 11) sur le modulateur permet de générer en sortie du modulateur une onde optique contenant le produit des deux signaux microondes [Seo05]. Le signal de mélange est directement généré dans le domaine optique. L'utilisation d'un MEA comme mélangeur optoélectronique permet de s'affranchir d'une source optique ainsi que d'un convertisseur O/E dans la station de base.

Basés sur la même architecture qu'une photodiode PIN, les MEA peuvent d'autre part être utilisés comme convertisseur O/E pour le lien descendant [Seo05] [Leco09]. Cependant, les deux modes de fonctionnement du MEA (mélangeur ou convertisseur O/E) ne correspondent pas à un même point de polarisation. A notre connaissance, aucune étude n'a été reportée sur le temps de commutation des MEA entre leurs deux modes de fonctionnement.

II.3.3 Solution choisie, mélange optoélectronique par photodiode

Pour ce travail de doctorat, nous avons choisi d'utiliser une photodiode de type PIN pour réaliser le mélange optoélectronique. Malgré une responsivité limitée (de l'ordre de 0,6 A/W), ces photodiodes ont l'avantage d'être un dispositif courant et ont une bande passante plus élevée que les phototransistors. Leur fabrication est aujourd'hui assez bien maitrisée et des photodiodes fonctionnant jusqu'à 110 GHz, sous boîtiers et prêtes à l'emploi, sont déjà commercialisées [Stoh10].

a) État de l'art de l'étude du mélange par photodiode PIN

L'utilisation de photodiodes comme mélangeur a déjà été envisagée et étudiée dans le cas où les signaux à mélanger sont deux signaux optiques [Maly07]. La configuration utilisée dans ce cas est schématisée sur la Figure 12. Deux convertisseurs E/O permettent de moduler en intensité deux porteuses optiques aux fréquences f_1 et f_2. Les fréquences initiales v_1 et v_2 des deux porteuses optiques sont assez éloignées pour que l'on ne tienne pas compte du battement entre ces deux porteuses optiques : la fréquence $|v_2-v_1|$ est en dehors de la bande passante de la photodiode.

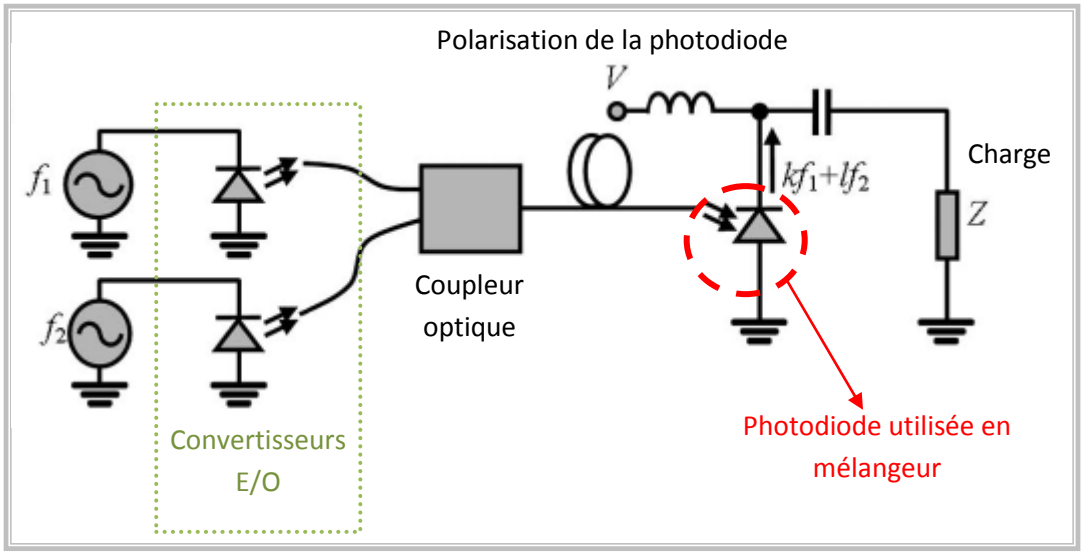


Figure 12 : Configuration utilisée pour le mélange de deux signaux optique en utilisant une photodiode comme mélangeur [Maly07]

Traditionnellement, la photodiode est polarisée en inverse pour améliorer son comportement linéaire. Pour utiliser la photodiode en mélangeur, on veut favoriser son comportement non-linéaire. On change de zone de fonctionnement en jouant sur la tension V de polarisation de la photodiode représentée sur le schéma de la Figure 12. Elle génère alors tous les produits d'intermodulations issus du mélange des signaux optiques incidents modulés à f_1 et f_2. On obtient donc en sortie de la photodiode des signaux aux fréquences $f_{kl} = k.f_1 + l.f_2$ où k et l sont des entiers relatifs. Pour k = 2 et l =-1 ou pour k = -1 et l = 2, on parle de produits d'intermodulation d'ordre 3 (IMD3). La fréquence correspondant aux IMD3 est proche des fréquences f_1 et f_2 des tons appliqués. La génération d'IMD3 peut donc venir perturber le signal photodétecté à f_1 ou f_2 et est donc fortement étudiée [Jian00].

Le comportement non linéaire de la photodiode est généralement modélisé par un schéma équivalent similaire à celui de la Figure 13, où la capacité C et la conductance G varient linéairement avec la polarisation de la photodiode. Suivant les études, la polarisation de la photodiode peut être déterminée par la tension de polarisation de la photodiode [Maly07] ou par la valeur moyenne de la puissance optique incidente [Jian00].

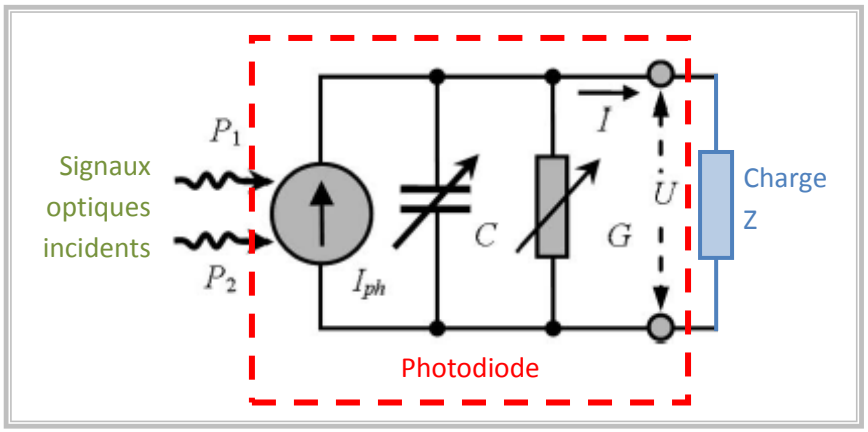


Figure 13 : Schéma équivalent petits signaux de la photodiode utilisé pour modéliser son comportement non linéaire [Maly07]

b) Spécificités de la configuration utilisée pour la réalisation du lien montant

Dans [Maly07], le mélange de deux signaux optiques par photodiode est expliqué en partie par l'effet photovoltaïque. La puissance d'un des deux signaux optiques incidents est convertie en une tension v_{opt} générée aux bornes de la photodiode qui se superpose à sa tension de polarisation. La photodiode étant polarisée de manière à avoir un comportement non linéaire, sa réponse dépend de la tension appliquée à ses bornes qui est modulée par la tension v_{opt}. Lorsque la photodiode détecte le second signal optique, elle génère un courant proportionnel à l'intensité de ce second signal mais variant aussi avec l'intensité du premier signal via sa réponse non linéaire et la tension v_{opt} générée aux bornes de la photodiode.

La tension v_{opt} générée par effet voltaïque est de l'ordre de la dizaine de millivolts. Elle reste très faible devant les tensions caractéristiques régissant l'évolution des paramètres *C* et *G* du schéma équivalent de la photodiode représenté sur la Figure 13. Les variations de C et G induites par la tension v_{opt} restent assez faibles pour qu'on puisse se contenter d'une approximation linéaire des variations de C et G avec la tension présente aux bornes de la photodiode.

La Figure 14 schématise la configuration utilisée pour notre lien montant. Le signal à convertir est directement appliqué sur le port RF de la photodiode. Dans ce cas, l'amplitude des variations de tension induites aux bornes de la photodiode est plus élevées d'un ou deux ordres de grandeur que dans le cas étudié précédemment où les variations de tension sont générées par effet photovoltaïque. Les simplifications faites pour l'étude du mélange de deux signaux optiques ne sont plus valables lorsqu'un des deux signaux est appliqué sur le port RF de la photodiode. Une modélisation grand signal de la photodiode est nécessaire.

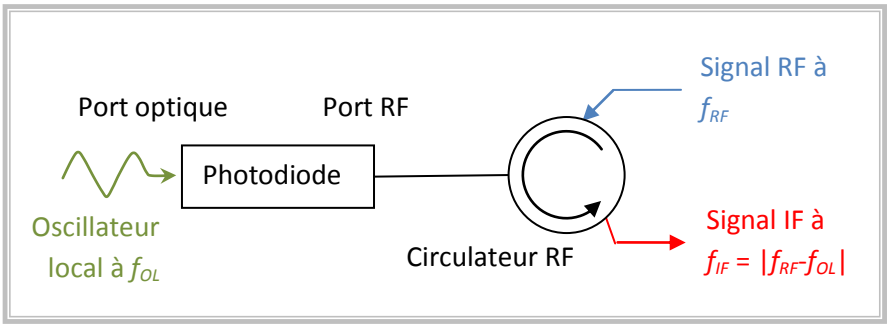


Figure 14 : Configuration utilisée pour le mélange par photodiode lors de la réalisation du lien montant

Bien que la configuration de la Figure 14 offre une solution intéressante pour les systèmes radio-sur-fibre à 60 GHz, peu d'études ont été publiées sur cette configuration. De manière générale, les études publiées se limitent à des démonstrations de faisabilité [Norg04]. Aucune ne s'attarde sur la modélisation du comportement mélangeur de la photodiode ni sur la caractérisation et la modélisation grand signal de la photodiode.

Conclusion

La caractéristique principale de la bande des 60 GHz est la large bande passante disponible, ce qui permet d'envisager des applications très large bande et donc très haut débit. Néanmoins la faible portée des ondes millimétriques nécessite le déploiement d'un plus grand nombre de points d'accès radio pour garantir une couverture réseau équivalente à celle obtenue dans des gammes de fréquences plus faible. Une solution de type radio-sur-fibre permet d'envisager d'intégrer des fonctions de traitement du signal dans le domaine optique/optoélectronique, comme la conversion de fréquence des signaux, afin de permettre de simplifier les bornes d'accès radio.

La réalisation des systèmes radio-sur-fibre à 60 GHz est essentiellement limitées par la bande passante réduite des convertisseurs électrique/optique. Pour s'en affranchir, deux fonctions opto-microondes peuvent être envisagées : la génération optique de porteuses microondes et le mélange optoélectronique. Ces deux fonctions sont complémentaires. Couplées, elles permettent de réaliser des systèmes radio-sur-fibre bidirectionnels.

Bien que les photodiodes de type PIN soient des dispositifs courant et dont des prototypes fonctionnant à 60°GHz sont déjà commercialisés, leur utilisation comme mélangeur optoélectronique pour les systèmes radio-sur-fibre à 60 GHz n'a été que très peu étudiée. En particulier, la modélisation du mélange par photodiode n'a été réalisée que sous l'hypothèse petits signaux alors que cette hypothèse est contestable lors de l'utilisation du mélange par photodiode dans les systèmes radio-sur-fibre à 60 GHz. Dans ce travail de doctorat, nous chercherons alors à déterminer une modélisation du mélange par photodiode valable en dehors de l'approximation petits-signaux. C'est l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 2 : Caractérisation non linéaire et large bande de la photodiode

Introduction

Ce chapitre est divisé en quatre parties. La première partie du chapitre décrit les différentes approches utilisables pour caractériser un dispositif non linéaire. La deuxième partie s'attache à expliciter, le plus rigoureusement possible, comment déduire de ces caractérisations un modèle grands signaux d'un dispositif non linéaire permettant de prédire la réponse du dispositif non-linéaire à n'importe quelle entrée. Ces deux premières parties sont théoriques et tentent de rester générales même si l'on traitera plus en détail le cas des dispositifs électriques et celui de la photodiode.

Les deux parties suivantes du chapitre présentent la méthode utilisée pour caractériser et modéliser la photodiode étudiée dans le cadre de cette thèse. Dans la troisième partie du chapitre, l'étude du coefficient de réflexion de la photodiode permet de réaliser une première caractérisation de celle-ci. La modélisation non linéaire de la photodiode déduite de cette caractérisation est explicitée dans la dernière partie du chapitre. Une étude des produits d'intermodulation générés par la photodiode permet ensuite d'affiner la caractérisation et le modèle obtenus.

I. Caractérisation des dispositifs non linéaires

I.1. Définitions générales et hypothèses

Avant de définir les différentes approches utilisables pour décrire et caractériser un système non-linéaire, il est important de fixer le domaine d'étude et de se mettre d'accord sur les termes utilisés et leur signification. Pour cela, nous commençons par donner quelques définitions générales des termes récurrents dans ce chapitre. Nous définissons ensuite l'hypothèse quasi-statique sous laquelle sont valables les modèles proposés.

I.1.1 Définitions générales

a) Modèle et caractérisation d'un dispositif

L'étude d'un dispositif consiste à observer l'évolution de ses sorties en fonction de ses entrées. Le modèle d'un dispositif est un outil qui permet de prédire à un instant donné la valeur des sorties du dispositif lorsqu'on en connait les entrées. Il peut par exemple s'agir d'un ensemble d'équations reliant les sorties aux entrées du dispositif ou d'un réseau de caractéristiques donnant pour différentes valeurs prises par les entrées, les valeurs prises par les sorties du dispositif.

Pour obtenir le modèle d'un dispositif, on procède à une caractérisation de celui-ci. Différentes méthodes existent pour caractériser un dispositif. Le choix dépend du modèle que l'on souhaite obtenir et des hypothèses que l'on fait sur le dispositif et sur les conditions d'excitation.

b) Dispositifs linéaires et non linéaires

Nous dirons qu'un dispositif est linéaire lorsque ses sorties s'expriment par une combinaison linéaire de ses entrées. Remarquons en particulier que cette définition implique que le dispositif vérifie le principe de superposition, souvent aussi utilisé pour caractériser un dispositif linéaire (toute combinaison linéaire des entrées donne en sortie la combinaison linéaire des réponses individuelles à chaque entrée).

Notre définition d'un dispositif linéaire ne fait pas explicitement intervenir les dérivées des grandeurs d'entrée ou de sortie. Pour qu'elles interviennent tout de même, il suffit de définir des entrées et/ou des sorties correspondant aux dérivées des entrée et/ou des sorties déjà considérées. Prenons l'exemple d'une capacité de valeur C. Si on définit comme sortie de ce dipôle le courant I_c le traversant, il ne faut considérer comme entrée non pas la tension V_c à ses bornes mais sa dérivée par rapport au temps. On peut alors écrire : $I_C = C\frac{dV_C}{dt}$

Lorsque la valeur de C est indépendante des entrées du dispositif, la relation entre sa sortie I_c et son entrée dV_c/dt est linéaire. La capacité *C* est donc bien un dispositif linéaire.

Par contraposée, lorsque l'on ne peut pas définir des entrées et sorties du dispositif permettant d'exprimer ses sorties par une combinaison linéaire de ses entrées, nous dirons que le dispositif est non linéaire.

I.1.2 Hypothèse quasi-statique

L'hypothèse quasi-statique consiste à dire qu'une variation des grandeurs d'entrée induit une variation instantanée des grandeurs de sortie. Cela revient aussi à dire, que pour une entrée donnée, le système ne peut prendre qu'une sortie donnée. Il est alors entièrement décrit lorsque l'on connait la réponse de ce système pour toutes les valeurs d'entrées possibles. Sous cette hypothèse, deux approches sont traditionnellement utilisées pour l'étude des dispositifs non linéaires [Maas03] :

- une approche globale grands signaux
- une approche incrémentale petits signaux.

Ces deux approches sont équivalentes et permettent de décrire entièrement le système. Après avoir caractérisé le système en utilisant l'une ou l'autre de ces deux approches, on est en mesure de prédire la réponse du système à n'importe quelle entrée.

I.2. Approche globale grands signaux

I.2.1 Cas général

L'approche grands signaux est généralement utilisée lorsque le caractère non linéaire prédomine sur le caractère linéaire comme, par exemple, pour l'étude de mélangeurs ou de saturations. C'est une caractérisation boite noire qui ne requiert aucune connaissance a priori sur le système. Pour un système à N entrées E_i et M sorties S_j, on relève l'évolution statique des différentes sorties S_j en fonction des différentes entrées E_i. On obtient un réseau de caractéristiques $S_j(E_1,\ldots,E_N)$.

Sous l'hypothèse quasi-statique, les caractéristiques statiques relevées seront toujours valables pour l'étude de signaux dynamiques. Connaissant, à chaque instant, la valeur prise par les entrées appliquées sur le dispositif, on peut en déduire la valeur prise par les sorties. Le réseau de caractéristiques permet de décrire entièrement le comportement du système.

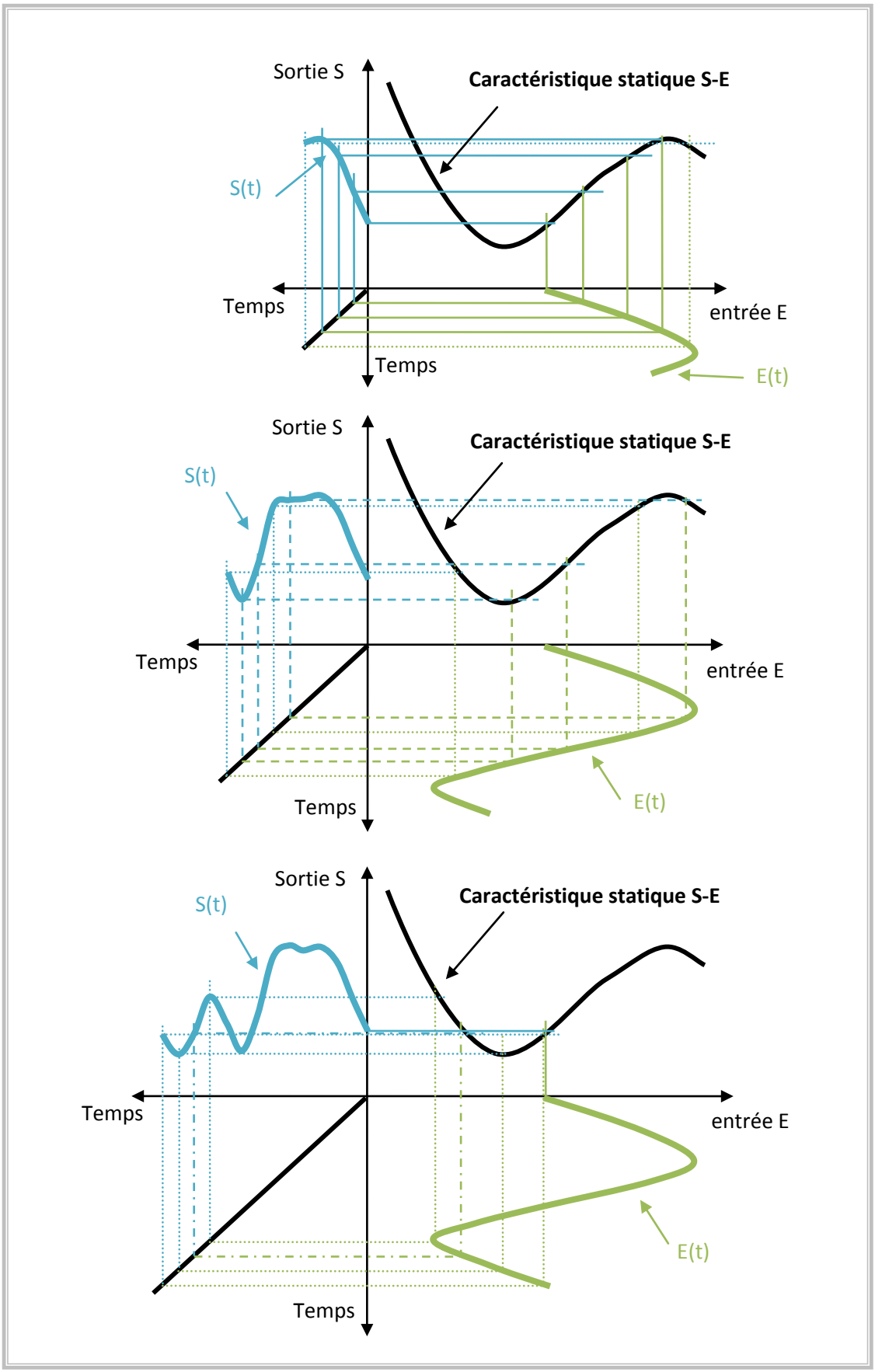


Figure 15: Utilisation de la caractéristique statique d'un dispositif non linéaire

Un exemple d'utilisation de la caractérisation grand signal est donné sur la Figure 15 dans le cas d'un système à une entrée *E* et une sortie *S* : on cherche à obtenir l'évolution *S(t)* de la sortie au cours du temps, connaissant la caractéristique statique *S-E* et l'évolution *E(t)* de l'entrée au cours du temps. Pour cela, l'espace est divisé en quatre quadrants délimité par quatre axes : un axe pour l'entrée du dispositif, un axe pour sa sortie et deux axes pour le temps. Sur le premier quadrant (en haut à droite), on trace (en noir) la caractéristique statique *S-E*. Dans le second quadrant (en bas à droite), on trace la courbe *E(t)* (en vert) représentant l'évolution de l'entrée avec le temps. Pour déterminer l'évolution *S(t)* de la sortie avec le temps, on relie, pour chaque instant, la valeur prise par *E(t)* à la caractéristique statique. On en déduit la valeur prise par *S(t)* au même instant. En reportant cette valeur dans le dernier quadrant (en haut à gauche), on obtient finalement l'évolution de la sortie *S(t)* au cours du temps (en bleu).

I.2.2 Cas des systèmes électroniques

Pour les systèmes électroniques, les grandeurs entrée-sortie sont généralement des tensions, des courants ou des quantités de charge. Pour l'étude des systèmes optoélectronique, il faut de plus prendre en compte des puissances optiques. Considérons un système électronique à *N* ports. Pour chaque port, on peut définir le courant I_k entrant, la tension V_k à ses bornes et la charge Q_k stockée. Le cas d'un dispositif à deux ports est schématisé sur la Figure 16.

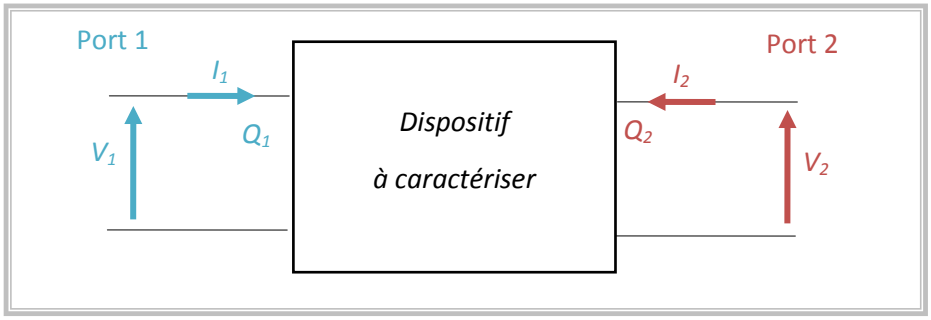


Figure 16: Schématisation boite noire d'un dispositif électronique à deux ports

Traditionnellement, on considère les tensions V_k comme des entrées et les courants I_k comme des sorties. Le relevé des caractéristiques courant-tension traduit des effets résistifs. Il permet de déterminer le comportement basse fréquence du dispositif. Notons f_{Ik}, la fonction caractéristique $I_k = f_{Ik}(V_1,\dots,V_N)$. Connaissant à chaque instant la valeur des tensions $V_1(t)$, …, $V_N(t)$, on en déduit la valeur des courants à basse fréquence $I_1^{stat}(t)$, … $I_N^{stat}(t)$.

Pour obtenir le comportement dynamique, il faut aussi tenir compte des effets capacitifs au sein du dispositif. Pour cela on relève les caractéristiques charge-tension. Les charges Q_k sont des nouvelles sorties du dispositif. Notons f_{Qk}, la fonction caractéristique $Q_k = f_{Qk}(V_1,\dots,V_N)$. Connaissant à chaque instant la valeur des tensions $V_1(t)$, …, $V_N(t)$, on en déduit la valeur des charges $Q_1(t),\dots,Q_N(t)$ puis, par dérivation la valeur des *courants* $I_1^{dyn}(t)$, …, $I_N^{dyn}(t)$ valable en dynamique :

$$\begin{aligned} I_k^{stat}(t) &= f_{Ik}(V_1(t),\dots,V_N(t)) \\ Q_k\,(t) &= f_{Qk}(V_1(t),\dots,V_N(t)) \\ I_k^{dyn}(t) &= I_k^{stat}(t) + \frac{dQ_k}{dt} \end{aligned} \qquad \textit{(E 2)}$$

En résumé, l'approche globale grands signaux consiste à prédire l'évolution du système à partir de relevés statiques. Sous l'hypothèse quasi-statique et si l'on prend bien en compte toutes les variables

d'état, en particulier pour les systèmes électroniques, si l'on n'oublie pas les relevés charge-tension, on peut prédire la réponse du système à n'importe quelle entrée.

Cette approche présente deux limitations majeures. Tout d'abord, il faut bien définir toutes les variables d'état du système, sans en oublier, et réussir à relever pour chacune, sa dépendance avec les entrées du système. Par exemple, si l'on oublie les charges stockées, on ne tient pas compte des effets capacitifs et on ne peut prédire le comportement dynamique des systèmes électroniques. Ensuite, des équations différentielles entre les différentes grandeurs de sortie apparaissent lorsque l'on s'intéresse au comportement dynamique du dispositif. On ne peut alors plus se contenter d'une résolution graphique comme présenté sur la Figure 15.

I.3. Approche incrémentale petits signaux

I.3.1 Régime petits-signaux et linéarisation d'un dispositif non-linéaire

De manière générale, tout dispositif est non linéaire. Sous l'hypothèse quasi-statique, un système non-linéaire à N entrées E_i et M sorties S_j peut être décrit par une série de fonctions f_k traduisant les relations entre ses sorties S_j et ses entrées E_i. Les fonctions f_k sont non linéaires et les connaître revient à connaître le modèle grand signal du dispositif.

L'hypothèse de « petits signaux » revient à dire que l'amplitude des signaux appliqués en entrée et générés en sortie d'un dispositif est assez faible pour que des approximations affines des fonctions f_k soient suffisantes pour décrire le comportement du dispositif. Les différents signaux sont alors séparés en deux composantes : une composante statique indépendante du temps et une composante dynamique de moyenne temporelle nulle.

L'ensemble des composantes statiques des signaux d'entrée sortie définit le point de fonctionnement du dispositif. Sous l'hypothèse de petits signaux, les relations entre les composantes dynamiques des entrées sorties sont linéaires. L'ensemble de ces relations linéaires constitue le modèle « petit signaux » du dispositif. Il s'agit d'une linéarisation du dispositif autour de son point de fonctionnement.

I.3.2 Caractérisation de dispositifs non-linéaires par une approche incrémentale petits signaux

L'approche incrémentale petits signaux est résumée sur la Figure 17. Elle est généralement utilisée lorsque le caractère linéaire du dispositif prédomine et que l'on souhaite étudier un comportement faiblement non-linéaire du dispositif. Cette approche se base sur une caractérisation linéaire du dispositif effectuée sous l'hypothèse de petits-signaux. Contrairement à l'approche grands signaux, elle nécessite une connaissance a priori du dispositif, permettant d'en déduire un modèle ou schéma équivalent correspondant à une linéarisation du dispositif autour d'un point de fonctionnement. La confrontation entre le modèle linéaire du dispositif et sa caractérisation petits signaux permet d'extraire les valeurs des paramètres Y_k du modèle linéaire pour le point de fonctionnement considéré.

Pour obtenir une caractérisation non linéaire du dispositif, on répète la caractérisation petits signaux et l'extraction des paramètres Y_k du modèle linéaire pour différentes polarisations, correspondant chacune à un point de fonctionnement P_i. On obtient des courbes Y_k fonction de P_i. Il peut être utile ensuite d'obtenir une expression analytique ou une loi d'évolution des Y_k avec la polarisation P du

dispositif. On obtient finalement un schéma équivalent du dispositif dont les paramètres dépendent de la polarisation.

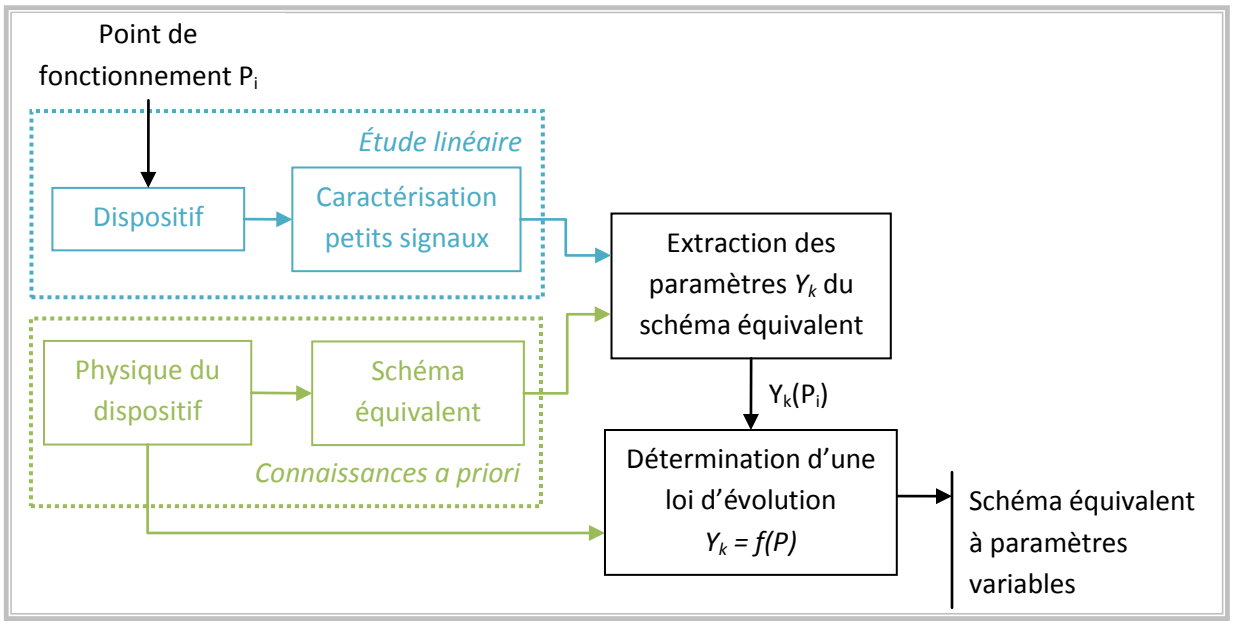


Figure 17 : Synoptique de l'approche incrémentale petits signaux

I.4. Exemple d'utilisation de l'approche incrémentale petits signaux, étude des produits d'intermodulation générés par une photodiode

Avant d'aller plus loin, étudions un exemple d'utilisation de l'approche incrémentale petits-signaux. Dans [Jian00], les auteurs utilisent cette approche pour modéliser l'évolution en fréquence de son point d'interception d'ordre 3 (IP3) [Poul09].

I.4.1 Caractérisation incrémentale petits signaux

La Figure 18 décrit la procédure utilisée dans [Jian00] pour caractériser une photodiode en se basant sur le synoptique de la Figure 17.

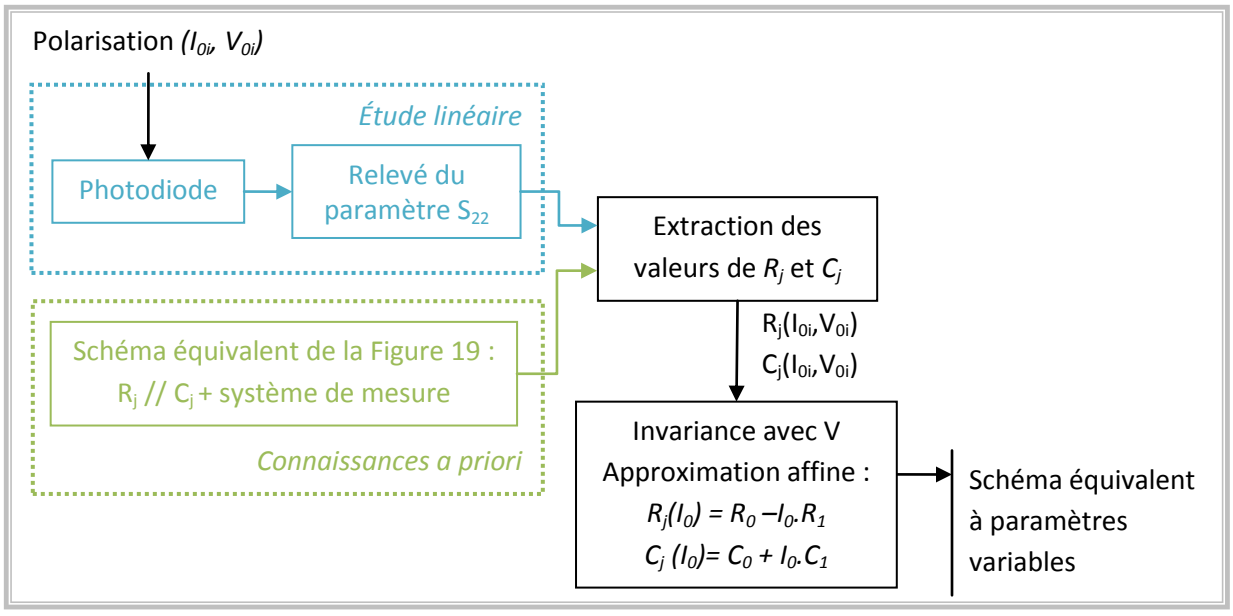


Figure 18 : Approche incrémetale petits-signaux utilisée dans [Jian00] pour caractériser une photodiode

Le point de fonctionnement est défini par les composantes continues I_0 et V_0 respectivement du courant généré par la photodiode et de la tension à ses bornes. L'étude linéaire consiste en un relevé du coefficient de réflexion S_{22} de la photodiode [Comb03]. La photodiode est modélisée par le schéma de la Figure 13 : une résistance de jonction R_j en parallèle avec une capacité de jonction C_j. Des termes parasites induits par le système de mesures et indépendants de la polarisation sont ajoutés au schéma équivalent. Le schéma équivalent finalement utilisé est présenté sur la Figure 19.

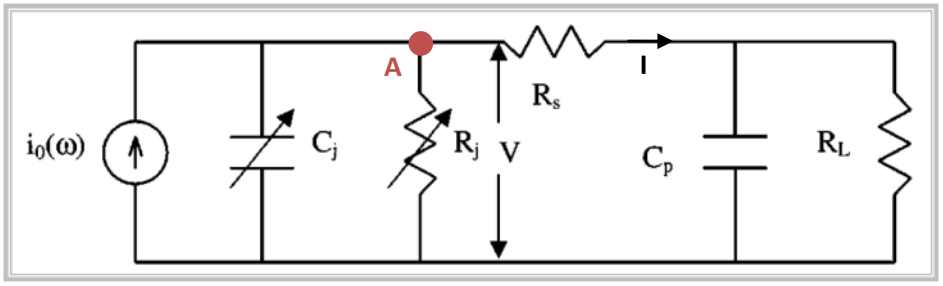


Figure 19 : Schéma équivalent utilisé dans [Jian00] pour modéliser la photodiode et le système de mesure

Pour toutes les valeurs de I_0 et V_0 considérées, les valeurs prises par R_j et C_j sont déduites du relevé du paramètre S_{22}. Pour les valeurs de tensions considérées, la photodiode reste polarisée en inverse. Les auteurs concluent que les coefficients R_j et C_j sont indépendants de la tension V et approximent la dépendance avec I_0 par deux équations affines :

$$R_j(I_0) = R_0 - I_0.R_1 \qquad (E\ 3)$$

$$C_j(I_0) = C_0 + I_0.C_1 \qquad (E\ 4)$$

où R_0, R_1, C_0 et C_1 sont des constantes dont les valeurs sont déduites des mesures

I.4.2 Modélisation de la génération des produits d'intermodulation d'ordre 3

Pour modéliser le comportement non linéaire de la photodiode, les auteurs de [Jian00] expriment les courants I_R et I_C traversant respectivement R_j et C_j. Ces courants dépendent de la tension V aux bornes de la jonction mais aussi du courant I généré par la jonction. La grandeur V (resp. I) contient à présent une composante continue V_0 (resp. I_0) de polarisation mais aussi une composante alternative $v(t)$ (resp. $i(t)$).

Pour déduire de la caractérisation précédente l'expression des courants I_R et I_C, les auteurs utilisent les expressions traditionnelles du courant traversant une résistance ou un condensateur :

$$I_R = \frac{V}{R_j} \qquad (E\ 5)$$

$$I_C = \frac{d}{dt}(C_j.V) \qquad (E\ 6)$$

R_j et C_j sont ensuite simplement exprimées par les équations *(E 3)* et *(E 4)* dans lesquelles le courant de polarisation I_0 est remplacé par le courant I total généré par la jonction. En appliquant les lois de Kirchhoff au point A, on obtient une équation différentielle non linéaire en V et I. Pour calculer la réponse de la photodiode, les auteurs résolvent cette équation en utilisant la méthode de l'équilibrage harmonique [Gass05] [Nakh76]. Répétons ici que cette approche n'est valable que pour des variations faibles du courant I_0, supposant une variation linéaire de R_j et C_j avec I_0.

I.4.3 Cas du mélange par photodiode

Comme expliqué au paragraphe II.3.3 b) du chapitre 1, l'étude de l'IP3, comme celle du mélange par photodiode de deux signaux optiques, fait intervenir des signaux de bien plus faible amplitude que le cas qui nous intéresse où le signal à mélanger est directement appliqué sur le port RF de la

photodiode. Dans les modélisations précédentes, nous ne pouvons nous contenter d'une approximation linéaire des variations des paramètres R_j et C_j du schéma équivalent.

De plus, les résistances et capacités permettent habituellement de modéliser un comportement linéaire. Pour modéliser un comportement non-linéaire, il n'est pas évident que l'on puisse utiliser les mêmes équations que celles utilisées dans le cas d'un système linéaire, en remplaçant simplement les résistances et capacités par leur expression en fonction des grandeurs d'entrée du système. Aucune justification n'est donnée à ce sujet dans [Jian00].

II. Relation entre les deux méthodes de caractérisation

Nous souhaitons caractériser le comportement non linéaire de la photodiode en utilisant une approche incrémentale petits signaux. Cette caractérisation permet de prédire la réponse de la photodiode quel que soit le point de fonctionnement choisi mais uniquement pour des signaux d'entrée assez faibles. Le modèle incrémental petit-signaux permet d'extraire les fonctions $Y_k(P)$ décrivant les variations des composants Y_k du schéma équivalent petits signaux avec la polarisation du dispositif. Mais à ce stade, rien ne justifie de pouvoir directement utiliser ces fonctions pour le modèle grand signal en remplaçant par exemple la polarisation P par l'intégralité des signaux, i. e. par leur composante continue et leur composante alternative.

Les deux approches décrites au paragraphe I ont le même objectif : caractériser et modéliser un dispositif non linéaire. L'objectif de ce paragraphe est de déterminer rigoureusement comment passer d'un modèle à l'autre. Nous commencerons par détailler le passage du modèle global grand signaux au modèle incrémental petits signaux. Ce sens est le plus direct. Il nous sert de base pour étudier le passage du modèle petits signaux à paramètres variables, au modèle grands signaux. Avant de l'appliquer à la détermination d'un modèle grands signaux de la photodiode, nous détaillerons sous quelles conditions il peut être réalisé.

Lors d'une modélisation petits signaux d'un dispositif, on étudie séparément son comportement statique et son comportement dynamique. Dans toute la suite de ce rapport, nous conserverons les mêmes conventions pour définir les composantes continues et alternatives d'une variable X quelconque. La grandeur $X(t)$ correspond à la valeur prise par X à l'instant t. La grandeur X_0 correspond à la moyenne temporelle de $X(t)$. X_0 est la composante continue de X. $x(t)$ est la valeur prise par sa composante alternative à l'instant t. La moyenne temporelle de $x(t)$ est nulle. On peut écrire :

$$X(t) = X_0 + x(t) \qquad (E\ 7)$$

II.1. Passage du modèle global grands signaux au modèle incrémental petits signaux

II.1.1 Cas d'un dispositif à une entrée, une sortie

Considérons un dispositif non linéaire à une entrée E et une sortie S. Avec les conventions décrites précédemment, on obtient :

$$E(t)=E_0+e(t) \qquad (E\ 8)$$

$S(t)=S_0+s(t)$

L'étude petits signaux d'un dispositif non linéaire se fait en deux étapes. Tout d'abord, on détermine le point de fonctionnement du montage. Il s'agit du couple (E_0, S_0). Il est déterminé par l'intersection entre la caractéristique statique du dispositif non linéaire et la loi de fonctionnement imposée par les éléments extérieurs du montage. On linéarise ensuite ce dispositif autour de son point de fonctionnement. Plus précisément, on s'intéresse au couple $(e(t), s(t))$ qui caractérise le fonctionnement dynamique du montage et on recherche une relation linéaire entre $e(t)$ et $s(t)$.

Connaître le modèle grands signaux d'un dispositif revient à connaitre la fonction f reliant S à E, quelque soit la valeur prise par E. Dans l'hypothèse quasi-statique, la fonction f correspond à la caractéristique statique S-E du dispositif considéré. L'hypothèse petits signaux signifie que l'amplitude de $e(t)$ et $s(t)$ est assez faible pour que le développement limité au premier ordre de la fonction f soit suffisant pour décrire le comportement du dispositif. En effectuant un développement limité de f autour du point de fonctionnement (E_0, S_0), on obtient :

$$S(t) = f\big(E(t)\big) \sim \underbrace{f(E_0)}_{S_0} + \underbrace{\overbrace{\left.\frac{df}{dE}\right|_{E_0}}^{G_{eq}(E_0)} \overbrace{(E(t) - E_0)}^{e(t)}}_{s(t)} \qquad \text{(E 9)}$$

En reprenant les notations de *(E 8)*, on peut dissocier le point de polarisation du régime dynamique :

$$S_0 = f(E_0)$$
$$s(t) = G_{eq}(E_0) * e(t) \qquad \text{(E 10)}$$

Dans la première équation, on retrouve la caractéristique statique S-E du dispositif. La seconde équation relie $s(t)$ et $e(t)$. Elle régit le comportement dynamique du dispositif et est linéaire. Le dispositif a donc bien été linéarisé. Cette équation en défini le modèle équivalent petits signaux.

Nous avons considéré un système n'ayant qu'une grandeur d'entrée et une grandeur de sortie. Pour l'étude grands signaux, une unique relation permet de décrire son comportement. Il s'agit de sa caractéristique statique $S = f(E)$. Pour l'étude petits signaux, un seul paramètre apparait dans le schéma équivalent. Il s'agit de G_{eq} dont la dépendance avec la polarisation E_0 se déduit de :

$$G_{eq}(E_0) = \left.\frac{df}{dE}\right|_{E_0} \qquad \text{(E 11)}$$

Dans le cas où S est un courant et E une tension, le modèle traduit des effets résistifs. G_{eq} est alors équivalent à une conductance, l'inverse d'une résistance. Dans le cas où S est une quantité de charge et E une tension, le modèle traduit des effets capacitifs. G_{eq} est alors équivalent à une capacité.

II.1.2 Étude graphique, application à l'étude résistive d'une jonction PN

Considérons le montage et les notations de la Figure 20. On souhaite déterminer la résistance équivalente de la diode PN. On connait l'expression de sa caractéristique statique I-V_r, représentée en noir sur la Figure 20 :

$$I(V_r) = -I_s\left(e^{-V_r/V_b} - 1\right) \qquad \text{(E 12)}$$

Les autres éléments du montage imposent une seconde relation, représentée en vert sur la Figure 20 :

$$I(U) = \frac{V_{bias} - V_r}{55} \qquad \textit{(E 13)}$$

Le point de fonctionnement (V_{r0}, I_0) du montage est déterminé par le système formé de ces deux équations. Il correspond à l'intersection de la courbe noire et de la droite verte de la Figure 20. Pour linéariser la diode autour de son point de fonctionnement, on modélise sa caractéristique par sa tangente au point (V_{r0}, I_0). Il s'agit de la droite rouge de la Figure 20. La pente de cette tangente donne le coefficient de proportionnalité entre les composantes alternatives *i(t)* et $v_r(t)$ des grandeurs *I* et V_r. Il s'agit de la conductance équivalente G_{eq} de la diode en petits signaux.

On connait l'expression analytique *(E 12)* de la caractéristique statique de la jonction. La pente de la tangente au point (V_{r0}, I_0) correspond à sa dérivée. On en déduit l'expression de la résistance équivalente R_j de la jonction PN en fonction de la tension inverse V_{r0} appliquée à ses bornes :

$$R_j(V_{r0}) = \left(\frac{\partial I}{\partial V_r}\Big|_{V_{r0}}\right)^{-1} = \frac{V_b}{I_s} e^{+V_{r0}/V_b} \qquad \textit{(E 14)}$$

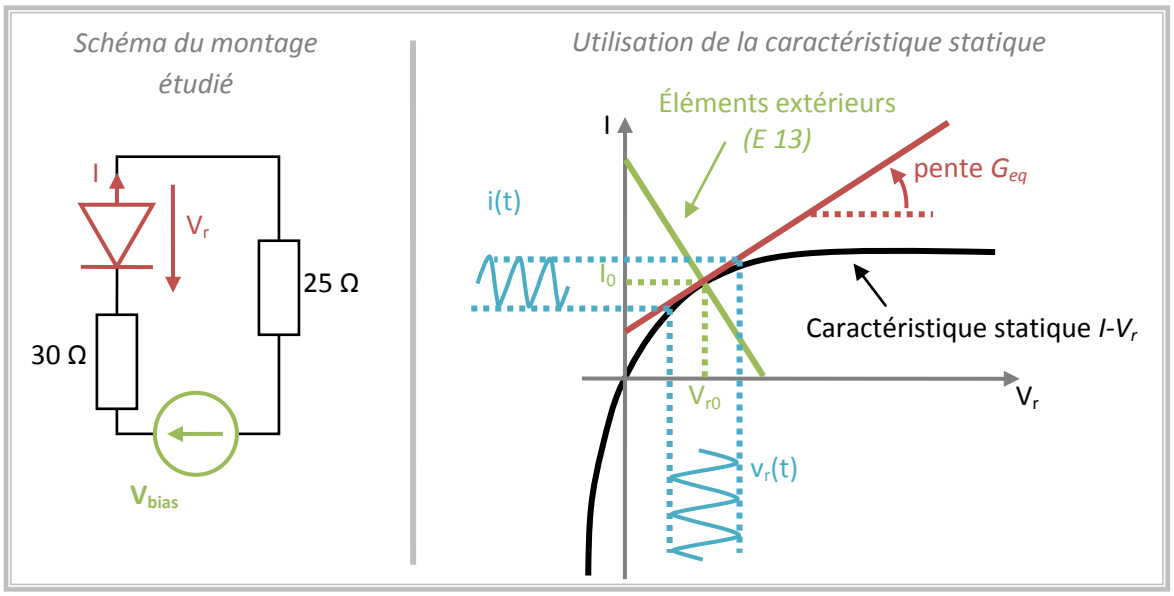


Figure 20 : Etude de la jonction PN, passage du modèle grands signaux au modèle petits signaux

II.1.3 Cas d'un dispositif à deux entrées, une sortie

Considérons à présent un dispositif non linéaire à deux entrées, et toujours une sortie. Nous avons cette fois-ci trois variables :

$$E_1(t)=E_{10}+e_1(t)$$
$$E_2(t)=E_{20}+e_2(t) \qquad \textit{(E 15)}$$
$$S(t)=S_0+s(t)$$

Le point de fonctionnement du dispositif correspond au triplet (E_{10}, E_{20}, S_0). Le schéma équivalent doit modéliser les relations entre les composantes alternatives $e_1(t)$, $e_2(t)$ et *s(t).* Le comportement du dispositif n'est plus décrit par une unique caractéristique S-E mais par un réseau de caractéristiques ou par une fonction à deux variables : $S=f(E_1, E_2)$. En petits signaux, on linéarise la fonction f en faisant un développement limité d'ordre 1 autour du point de fonctionnement :

$$S(t) = f(E_1(t), E_2(t)) \sim \underbrace{f(E_{10}, E_{20})}_{S_0} + \underbrace{\overbrace{\left.\frac{\partial f}{\partial E_1}\right|_{E_{10},E_{20}}}^{G_{eq1}(E_{10},\,E_{20})} e_1(t) + \overbrace{\left.\frac{\partial f}{\partial E_2}\right|_{E_{10},E_{20}}}^{G_{eq2}(E_{10},\,E_{20})} e_2(t)}_{s(t)} \qquad (E\ 16)$$

En reprenant les notations de *(E 8)*, on peut dissocier le point de polarisation du régime dynamique :

$S_0 = f(E_{10}, E_{20})$

$s(t) = G_{eq1}(E_{10}, E_{20}) * e_1(t) + G_{eq2}(E_{10}, E_{20}) * e_2(t)$ *(E 17)*

Il apparait à présent deux paramètres dans le schéma équivalent petits signaux : G_{eq1} et G_{eq2}.Chacun de ces paramètres dépend de la polarisation, c'est-à-dire de E_{10} et E_{20}. G_{eq1} (resp. G_{eq2}) traduit l'influence de $e_1(t)$ (resp. $e_2(t)$) sur la sortie. Il s'obtient expérimentalement en n'appliquant un signal alternatif que sur $E_1(t)$ (resp. $E_2(t)$), $E_2(t)$ (resp. $E_1(t)$) restant fixé à une valeur continue E_{20} (resp. E_{10}).

II.2. Passage du modèle incrémental petits signaux au modèle global grands signaux

II.2.1 Position du problème

Considérons un système à N entrées E_1, …, E_N et M sorties S_1, …, S_M. Connaître le modèle grands signaux de ce système consiste à connaître les M fonctions caractéristiques f_1, …, f_M du système reliant les entrées aux sorties S_1, …, S_M respectivement. Nous avons alors :

- $\forall\, j \in [1; M],\ S_j = f_j(E_1, \dots, E_N)$ *(E 18)*

Pour extraire de cette modélisation un modèle petits signaux, on effectue un développement en série de Taylor de *(E 18)* autour d'un point de fonctionnement (E_{10},…,E_{N0}). Sous l'hypothèse de « petits signaux », le premier terme du développement en série de Taylor permet de décrire le comportement des composantes alternatives $e_1(t)$,…,$e_N(t)$ et $s_1(t)$,…,$s_M(t)$. On obtient des relations entrée/sorties linéaires dont les paramètres dépendent du point de fonctionnement :

$$\forall\, j \in [1; M], \qquad s_j(t) = \sum_{k=1}^{N} G_{jk}(E_{10}, \dots, E_{N0}) * e_k(t) \qquad (E\ 19)$$

$$\text{Où } G_{jk}(E_{10}, \dots, E_{N0}) = \left.\frac{\partial f_j}{\partial E_k}\right|_{(E_{10},\dots,E_{N0})}$$

Lorsque l'on caractérise un dispositif non linéaire en utilisant l'approche incrémentale petit signal, on obtient l'évolution des paramètres G_{jk} du modèle linéaire, avec le point de polarisation $(E_{10},\dots,E_{N0})$. Nous souhaitons utiliser cette caractérisation pour étudier le comportement du dispositif lorsque l'on applique des signaux d'entrée d'amplitude importante ne satisfaisant plus la condition « petits signaux ». La relation *(E 19)* n'est plus suffisante pour décrire le comportement dynamique du dispositif.

Dans l'hypothèse « petits signaux », la polarisation $(E_{10},\dots,E_{N0})$ est fixée, les G_{jk} sont des constantes. La relation *(E 19)* est linéaire. Lorsque les signaux d'entrée ne satisfont plus cette hypothèse, les paramètres G_{jk} ne peuvent plus être considérés comme des constantes. Ils dépendent des grandeurs d'entrée. La relation *(E 19)* n'est plus linéaire.

Pour déterminer comment passer du modèle incrémental petits signaux à un modèle grands signaux, nous devons déterminer comment faire varier les paramètres G_{jk} avec les entrées E_1,…, E_N pour que les relations issues de *(E 19)* et de *(E 18)* soient équivalentes. Une première idée, déjà présentée au paragraphe I.4, est de remplacer dans l'expression des G_{jk} les grandeurs continues E_{10}, …, E_{N0} par les grandeurs instantanées $E_1(t)$, …, $E_N(t)$ [Jian00]. Nous allons voir que cette technique est loin d'être rigoureuse [Maas03].

Pour cela nous développerons en série de Taylor les relations *(E 19)* et *(E 18)* lorsque les G_{jk} ne dépendent plus que des grandeurs continues. Par définition, les termes d'ordre 1 sont égaux. Pour vérifier l'équivalence de ces deux relations, nous vérifierons l'égalité des termes d'ordre supérieurs à 1. Par commodité, nous ne nous intéresserons qu'à des systèmes électroniques et nous traiterons séparément les effets résistifs et capacitifs.

II.2.2 Effets résistifs

a) Développement en séries de Taylor

Considérons un dispositif à une entrée et une sortie, siège d'effets résistifs. Son entrée est la tension *V* et sa sortie le courant *I*. Autour de son point de fonctionnement (V_0, I_0), on effectue le développement en série de Taylor de sa caractérisation grand signal *(E 18)* :

$$I = f_I(V) \Rightarrow i(t) = f_I(V_0 + v(t)) - f_I(V_0) = \left.\frac{df_I}{dV}\right|_{V_0} v(t) + \frac{1}{2}\left.\frac{d^2 f_I}{dV^2}\right|_{V_0} v^2(t) + \ldots \qquad \textit{(E 20)}$$

On reconnait le premier terme du développement. Il correspond à la linéarisation (E 19) du dispositif. Par identification *(E 19)*, nous avons l'expression de la conductance équivalente $G(V_0)$:

$$G(V_0) = \left.\frac{df_I}{dV}\right|_{V_0} \qquad \textit{(E 21)}$$

A présent, remplaçons V_0 par $V(t)$ dans l'expression de *G*. En effectuant un développement en série de Taylor, on obtient :

$$i(t) \approx G(V_0 + v(t))v(t) = \left(G(V_0) + \left.\frac{dG}{dV}\right|_{V_0} v(t) + \ldots \right) v(t) = \left.\frac{df_I}{dV}\right|_{V_0} v(t) + \left.\frac{d^2 f_I}{dV^2}\right|_{V_0} v^2(t) + \ldots \qquad \textit{(E 22)}$$

Il manque un facteur ½ au terme d'ordre 2 de l'expression *(E 22)* pour qu'il coïncide avec le terme d'ordre 2 de l'expression *(E 20)*. Il en est de même pour tous les termes. Il manque un facteur 1/*n* au terme d'ordre *n* de *(E 22)* pour avoir une équivalence avec *(E 20)*.

b) Conclusion

Deux solutions, résumées Figure 21, sont possibles pour tout de même utiliser les résultats de la caractérisation incrémentale petits signaux pour une étude grands signaux. La première solution est d'intégrer l'expression $G(V_0)$ obtenue lors de la caractérisation incrémentale. On obtient, à un constante près, la fonction caractéristique f_I. Il reste à déterminer la constante d'intégration par une mesure en continue. Cette solution nécessite de pouvoir intégrer $G(V_0)$.

La deuxième solution est utile lorsque l'amplitude des signaux appliqués n'est pas très élevée. C'est le cas par exemple lorsqu'on s'intéresse aux points d'interceptions (IP) [Jian00] [Draa08]. Dans ce cas,

un développement limité de *(E 18)* est suffisant pour décrire le système. On peut obtenir ce développement à partir de *(E 22)* en ajoutant un facteur 1/*n* au terme d'ordre *n*.

II.2.3 Effets capacitifs

a) Développements en série de Taylor

Considérons à présent un dispositif à une entrée et une sortie, siège d'effets capacitifs. Son entrée est la tension *V* et sa sortie la quantité de charge *Q*. Autour de son point de fonctionnement (V_0, Q_0), on effectue le développement en série de Taylor de sa caractérisation grand signal (E 18) :

$$Q = f_q(V) \Rightarrow q(t) = f_q(V_0 + v(t)) - f_q(V_0) = \left.\frac{df_q}{dV}\right|_{V_0} v(t) + \frac{1}{2}\left.\frac{d^2 f_q}{dV^2}\right|_{V_0} v^2(t) + \ldots \qquad \textit{(E 23)}$$

On reconnait à nouveau le premier terme du développement. Il correspond à la linéarisation (E 19) du dispositif. Par identification, nous avons l'expression de la capacité équivalente $C(V_0)$:

$$C(V_0) = \left.\frac{df_q}{dV}\right|_{V_0} \qquad \textit{(E 24)}$$

L'intérêt principal de l'étude des effets capacitifs, est de traduire le comportement dynamique du système. Plutôt que de nous intéresser à l'évolution de la charge *Q*, nous nous intéresserons au courant $i_Q(t)$ généré par la variation de cette charge :

$$i_Q(t) = \frac{dq}{dt} = \left.\frac{df_q}{dV}\right|_{V_0} \frac{dv}{dt} + \left.\frac{d^2 f_q}{dV^2}\right|_{V_0} v(t)\frac{dv}{dt} + \ldots \qquad \textit{(E 25)}$$

La caractérisation incrémentale petits signaux nous a fourni l'évolution $C(V_0)$ de la capacité équivalente *C* avec la polarisation V_0. Remplaçons V_0 par V(t) dans l'expression de *C*. En effectuant un développement en série de Taylor, on obtient :

$$i_Q(t) \approx \frac{d}{dt}\left(C(V_0 + v(t))v(t)\right) = \frac{d}{dt}\left(C(V_0)v(t) + \left.\frac{dC}{dV}\right|_{V_0} v^2(t) + \ldots\right) = \left.\frac{df_Q}{dV}\right|_{V_0} \frac{dv}{dt} + 2\left.\frac{d^2 f_Q}{dV^2}\right|_{V_0} v(t)\frac{dv}{dt} + \ldots \qquad \textit{(E 26)}$$

Comme lors de l'étude des effets résistifs, les termes d'ordre supérieur à 1 des expression *(E 25)* issue de la modélisation grand signal et *(E 26)* issue de l'extrapolation du modèle petit signal ne coïncident pas. Il manque un facteur I/*n* au terme d'ordre *n* en $v^{(n-1)}(t).dv/dt$.

b) Conclusion

A nouveau, deux solutions sont possibles pour déduire de l'évolution $C(V_0)$ une modélisation grands signaux du dispositif. Ces deux solutions sont résumées Figure 21. La première méthode consiste à intégrer $C(V_0)$ pour obtenir, à une constante près, la fonction f_Q. Comme on s'intéresse généralement au courant i_Q généré par la variation de la charge Q et non pas à la valeur absolue de la charge Q, il n'est souvent pas utile de déterminer la constante d'intégration.

La deuxième solution consiste à remplacer V_0 par $V(t)$ dans l'expression de *C* mais sans dériver $C(v(t))$ par rapport au temps pour obtenir $i_Q(t)$. En effectuant un développement en série de Taylor, on obtient :

$$i_Q(t) \approx C(V_0 + v(t))\frac{dv}{dt} = \left(C(V_0) + \left.\frac{dC}{dV}\right|_{V_0} v(t) + \ldots \right)\frac{dv}{dt} = \left.\frac{df_Q}{dV}\right|_{V_0} \frac{dv}{dt} + \left.\frac{d^2 f_Q}{dV^2}\right|_{V_0} v(t)\frac{dv}{dt} + \ldots \qquad (E\ 27)$$

Les expressions *(E 25)* et *(E 27)* sont équivalentes. On a bien déduit de la connaissance de $C(V_0)$, une modélisation grands signaux du dispositif.

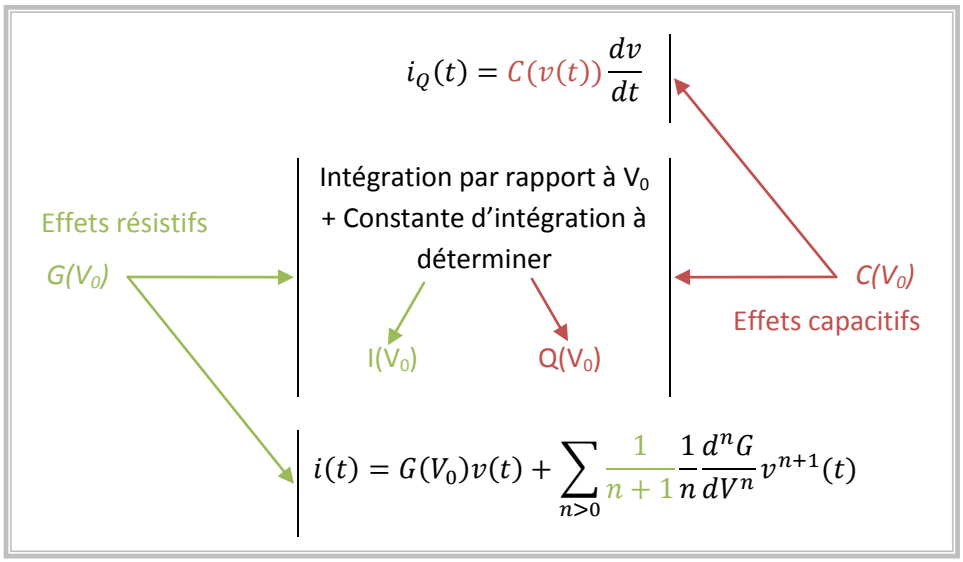


Figure 21 : Utilisation d'une caractérisation incrémentale petits signaux pour une modélisation grands signaux

III. Caractérisation incrémentale petits signaux de la photodiode, relevé des paramètres S

Pour réaliser une caractérisation incrémentale de la photodiode, nous avons suivi les étapes de la Figure 17. Le point de fonctionnement de la photodiode est fixé par sa puissance optique moyenne incidente et la tension continue appliquée à ses bornes. Nous avons choisi d'utiliser les paramètres S pour obtenir une caractérisation linéaire de la photodiode autour de son point de fonctionnement. Nous déduisons de cette caractérisation, la valeur prise par les paramètres du schéma équivalent de la photodiode pour différents points de polarisation.

En comparant les résultats obtenus à l'expression théorique de la capacité de jonction C_j, nous obtenons une expression analytique d'évolution du paramètre C_j avec le point de fonctionnement de la photodiode. Cette expression analytique peut ensuite être utilisée pour étudier le comportement non linéaire de la photodiode, que ce soit à l'aide de simulations ou par une étude analytique.

III.1. Caractérisation petits signaux, relevé du coefficient de réflexion S_{22} de la photodiode

III.1.1 Paramètres *S*

Nous nous intéressons à la conversion basse de fréquence. Les deux signaux à mélanger sont à des fréquences proches de la fréquence de coupure de la photodiode, autour de 60 GHz pour notre application. Le signal de mélange est basse fréquence, inférieur à 10 GHz dans notre application.

Nous avons donc besoin d'une caractérisation large bande de la photodiode. Pour cela, nous avons utilisé [Paré11] une modélisation classique de l'étude des systèmes microondes : la modélisation en paramètres S [Comb03].

Pour cette modélisation, le système est défini par *N* ports entrée/sortie. Les paramètres *S* sont définis à une fréquence donnée et traduisent le couplage entre les différents ports du dispositif. Leur définition pour le cas d'un dispositif à deux ports est donnée Figure 22.

En régime sinusoïdal forcé, sur chacun des ports du dispositif se propage une onde électromagnétique qui peut être décomposée en une onde incidente, entrant dans le dispositif, et une onde réfléchie, sortant du dispositif. Pour caractériser l'onde, on peut regarder sa puissance ou la valeur prise par la tension ou l'intensité. Nous nous intéresserons à la tension.

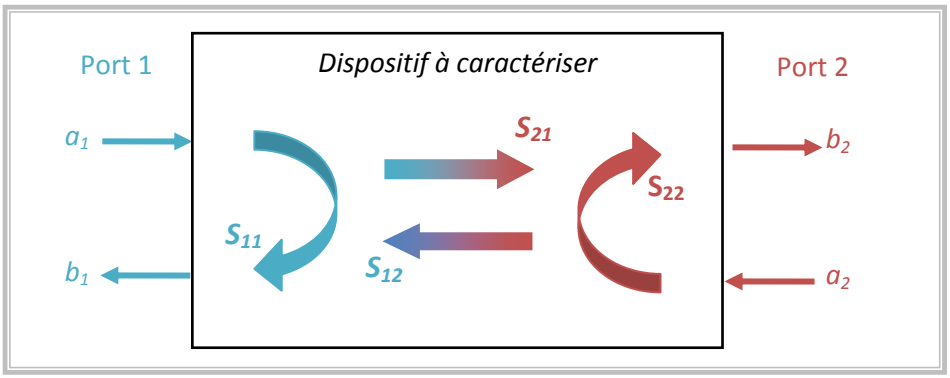


Figure 22 : Définition des paramètres S d'un dispositif à deux ports

Le paramètre S_{ij} est le rapport entre la tension sortant du port *j* par la tension incidente du port *i*, lorsque l'on excite uniquement le port *i*. En notant, pour tout port *k*, a_k l'amplitude de l'onde incidente au port *k* et b_k l'amplitude de l'onde sortante du port *k*, on obtient :

$$S_{ij} = \frac{b_j}{a_i} \text{ et, lorsque l'on travaille en dB, } S_{ij}^{dB} = 20\ log\left(\frac{b_j}{a_i}\right) \qquad \textit{(E 28)}$$

Lorsque *i=j*, on reste sur le même port, on parle de coefficient de réflexion. Lorsque *i≠j*, on parle de coefficient de transmission. Les paramètres *S* sont liés aux caractéristiques intrinsèques du dispositif, aux conditions d'excitation et à la charge vue par les différents ports.

III.1.2 Relevés expérimentaux

Dans le cas de la photodiode, l'entrée optique correspond à son port 1 et son port RF à son port 2. Nous avons relevé le coefficient de réflexion de la photodiode à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) et du montage de la Figure 23. Pour la photodiode, le point de polarisation est fixé par le couple (V_{PD0}, P_0).

V_{PD0} est la valeur de la tension de polarisation inverse appliquée sur la photodiode. Avec cette convention, lorsque la photodiode est polarisée en inverse, V_{PD0} est positive, alors que lorsque la photodiode est polarisée en directe, V_{PD0} est négative. La tension V_{PD0} est contrôlée à l'aide d'une alimentation stabilisée de tension variable. P_0 est la valeur de la puissance optique incidente. Nous la contrôlons à l'aide d'une diode laser de type DFB utilisée en continue, dont nous régulons le courant I_{DL}.

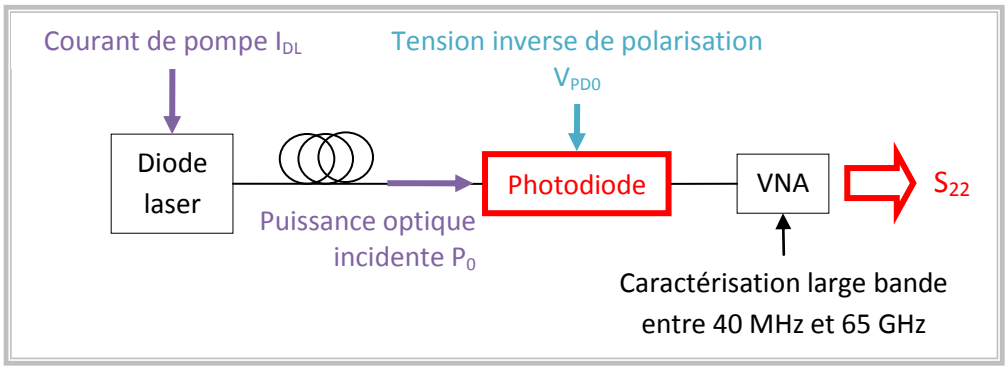


Figure 23 : Montage expérimental utilisé pour le relevé du paramètre S_{22} de la photodiode

Le VNA injecte sur le port RF de la photodiode un signal sinusoïdal et mesure l'amplitude et la phase des ondes incidente et réfléchie. La fréquence du signal injecté varie entre 40 MHz et 65 GHz. Après l'étape de calibrage du VNA, nous obtenons au final, l'évolution du coefficient de réflexion de la photodiode pour des fréquences allant de 40 MHz à 65 GHz et pour différents points de polarisation.

Sur la Figure 24 sont représentés les résultats obtenus pour une puissance optique de 10 mW et des tensions V_{PD0} de 2,8 V, tension de polarisation nominale de la photodiode (cf. Annexe 1), et 0V. Les résultats sont représentés (à gauche) par l'évolution de l'amplitude, en dB, et de la phase, en degrés, du paramètre S_{22} en fonction de la fréquence, ainsi qu'à l'aide (à droite) d'un abaque de Smith. L'abaque de Smith est une représentation polaire du coefficient de réflexion. Le contour extérieur de l'abaque correspond à une amplitude de 1.

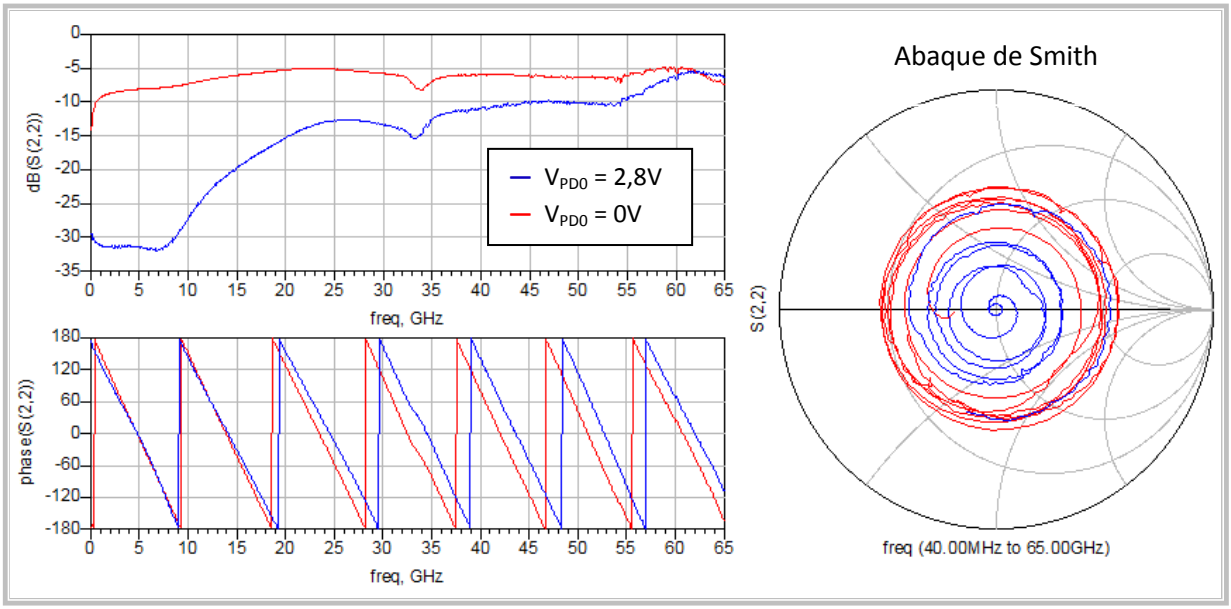


Figure 24 : Relevés expérimentaux du S_{22} de la photodiode pour P_0 = 10 mW, V_{PD0} = 2,8 V et V_{PD0} = 0 V

III.1.3 Premières conclusions sur les relevés effectués

a) Dépendance du coefficient de réflexion avec la polarisation de la photodiode

Les paramètres *S* décrivent le comportement d'un dispositif linéaire. Pour une polarisation donnée, l'amplitude du signal injecté sur la photodiode est assez faible pour que l'on considère qu'elle a un comportement linéaire. Nous souhaitons caractériser le comportement non linéaire de la photodiode. C'est pourquoi nous relevons le paramètre S_{22} de la photodiode pour différentes

polarisation. Son comportement non linéaire doit se traduire par une variation du paramètre S_{22} avec la polarisation.

Nous le vérifions sur la Figure 24. Le paramètre S_{22} dépend de la tension V_{PD0}. Si l'on fixe V_{PD0} et que l'on regarde deux valeurs de la puissance optique P_0, on remarque aussi une variation du paramètre S_{22}. Son amplitude croît lorsque P_0 augmente.

b) Résistance d'adaptation

Le coefficient de réflexion d'un dispositif est fonction de l'impédance équivalente du dispositif [Comb06]. Le centre de l'abaque de Smith correspond à un coefficient de réflexion nul. Il est atteint lorsque l'impédance équivalente sur le port est égale à l'impédance caractéristique de la ligne d'accès. Les mesures ont été faites avec des câbles adaptés à 50 Ω. Le centre de l'abaque correspond à une impédance de 50 Ω.

Sur les relevés de la Figure 24, le coefficient de réflexion n'est pas nul mais est centré sur le centre de l'abaque de Smith. En moyenne, la photodiode est adaptée à 50 Ω, ce qui est accord avec la documentation constructeur. Un circuit résonnant vient la désadapter. Lors de la modélisation de la photodiode, il faudra placer une impédance de 50 Ω en parallèle au schéma équivalent de la photodiode.

c) Ligne d'accès

La phase du paramètre S_{22} varie linéairement. Cela traduit un retard pur. Ce type de déphasage est typiquement induit par la présence d'une ligne de transmission. Nous travaillons avec une photodiode sous boitier et n'avons pas accès directement à la puce. Le retard mesuré provient de la ligne d'accès à la photodiode. Il faudra en tenir compte lors de la modélisation de la photodiode.

III.2. Modélisation petits signaux de la photodiode : détermination du schéma équivalent

Pour modéliser la photodiode, nous nous basons sur le schéma équivalent de la Figure 13. Lors de la mesure du paramètre S_{22} de la photodiode, la puissance optique reste continue. Nous supprimons alors la source de courant modélisant le processus de photodétection du schéma équivalent. D'autre part, nous avons relevé le paramètre S_{22} de la photodiode sous boitier. Ces relevés reflètent le comportement de la photodiode mais également celui du boitier. Pour extraire de ces relevés une caractérisation de la photodiode, c'est-à-dire les valeurs de R_j et C_j, le boitier doit être modélisé.

Compte tenu des premières conclusions faites à partir de la Figure 24, nous avons modélisé le boitier par une ligne d'accès de type micro-ruban et une résistance R_0 assurant l'adaptation de la photodiode. Le schéma global de la photodiode utilisé pour modéliser son comportement en réflexion est donné sur la Figure 25. La valeur précise de la résistance d'adaptation a été mesurée en continu, en polarisant la photodiode en inverse. Nous obtenons R_0 = 47 Ω.

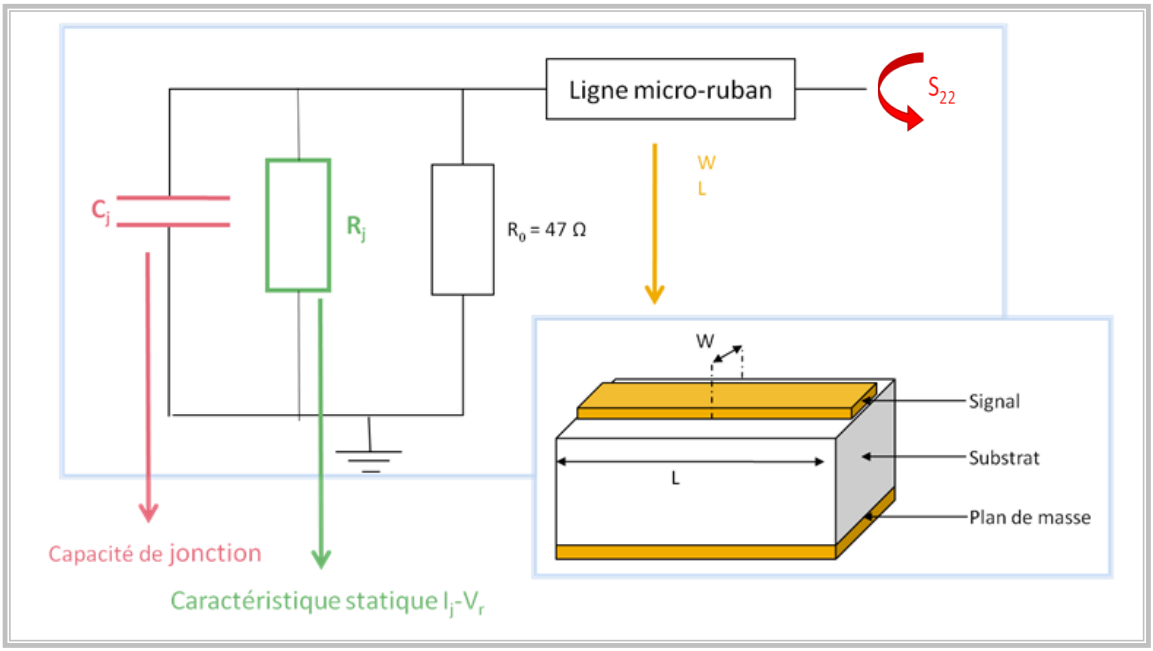


Figure 25 : Schéma équivalent petits signaux modélisant le comportement en réflexion de la photodiode

III.3. Extraction des paramètres du schéma équivalent

La modélisation de la photodiode fait apparaitre deux paramètres variables : la résistance R_j et la capacité de jonction C_j. Obtenir une caractérisation non linéaire de la photodiode revient à déterminer l'évolution de R_j et C_j avec la polarisation de la photodiode.

III.3.1 Méthode d'extraction des paramètres

La présence de la ligne d'accès complique la relation entre le paramètre S_{22} relevé et les valeurs prises par C_j et R_j. Pour extraire C_j et R_j, nous avons utilisé la méthode synthétisée Figure 26. Nous avons comparé les relevés expérimentaux à des simulations du S_{22} généré par le circuit de la Figure 25. Les simulations ont été faites avec le logiciel Advanced Design System (ADS) d'Agilent. Nous avons ensuite fait varier les paramètres du schéma équivalent pour minimiser l'écart entre le S_{22} mesuré et simulé, dans toute la bande considérée, soit de 40 MHz à 65 GHz.

La minimisation de l'écart est faite de manière automatique sous ADS en effectuant une optimisation. Le but de l'optimisation est d'annuler une fonction coût traduisant l'écart entre le S_{22} mesuré et simulé. Les grandeurs de contrôle utilisées pour l'optimisation sont les paramètres à déterminer soit, la longueur L et la largeur W de la ligne de transmission et les valeurs de R_j et C_j. Le point de départ est déterminé grossièrement en utilisant le mode Tuning d'ADS qui permet de faire varier manuellement les valeurs de L, W, R_j et C_j en visualisant simultanément le S_{22} simulé et mesuré.

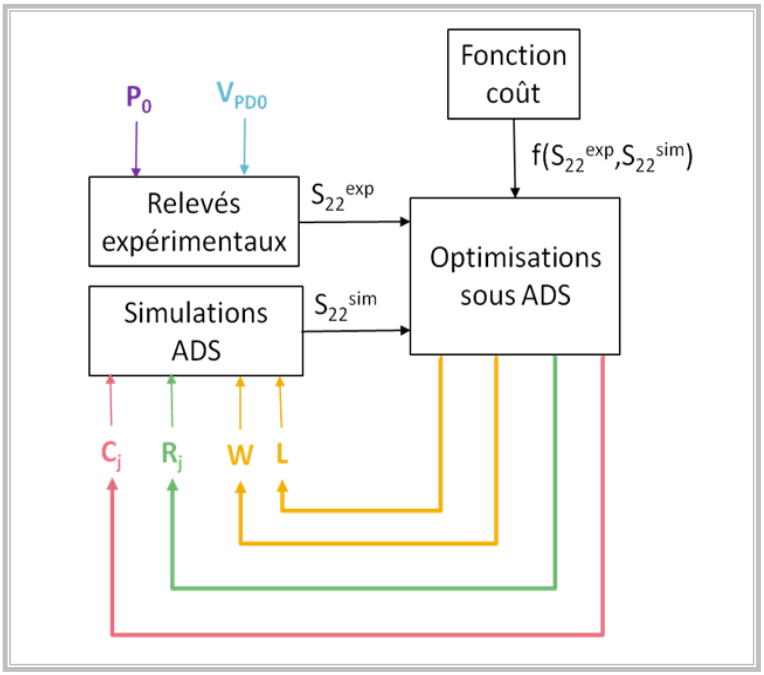


Figure 26: Extraction des paramètres du schéma équivalent

L'optimisation fait intervenir quatre paramètres. Chacun des relevés de S_{22} est fait entre 40 MHz et 65 GHz, sur 1600 points. Même en prenant un point de départ qui semble proche du but à atteindre, les optimisations sont assez longues (de l'ordre de la journée). Nous les avons simplifiées en procédant en deux étapes. Nous déterminons tout d'abord les paramètres de la ligne d'accès, qui ne dépendent pas de la polarisation. Nous fixons ensuite ces paramètres pour déterminer les valeurs de R_j et C_j correspondant à chaque polarisation considérée.

III.3.2 Caractérisation de la ligne d'accès

Pour déterminer les caractéristiques de la ligne d'accès, nous devons au préalable définir les paramètres du substrat utilisé pour réaliser cette ligne. Nous avons utilisé les paramètres donnés par [Hell01] pour l'arséniure de gallium (AsGa) :

- perméabilité relative $\varepsilon_r = 12,9$
- pertes diélectriques $\tan\delta = 0,0016$
- hauteur du substrat H = 200 µm
- largeur de la ligne 70 µm < W < 200 µm.

Pour P_0 = 10 mW et V_{PD0} = 2,8 V, nous avons fait une optimisation sur les quatre paramètres *L*, *W*, R_j et C_j. L'effet de la ligne micro-ruban se fait surtout ressentir sur la phase du S_{22}. Nous avons choisi d'annuler une fonction coût faisant intervenir à la fois l'amplitude et la phase de S_{22}. Il s'agit de :

$$f_1\left(S_{22}^{exp}, S_{22}^{sim}\right) = \left|S_{22}^{exp} - S_{22}^{sim}\right| \qquad \textit{(E 29)}$$

Nous obtenons finalement :

- *L* = 5255 µm
- *W* = 146 µm.

La largeur de la ligne obtenue est bien dans les limites indiquées par [Hell01]. La longueur de la ligne est de l'ordre de 5 cm, qui est l'ordre de grandeur de la taille du boitier. Les valeurs obtenues sont cohérentes. Pour toutes les simulations suivantes, *L* et *W* seront fixées aux valeurs déterminées ici.

III.3.3 Caractérisation de la photodiode

L'influence de R_j et C_j sur la phase du S_{22} de la photodiode est masqué par l'effet de la ligne d'accès. Puisque nous avons fixé les paramètres de la ligne micro-ruban, nous avons choisi une nouvelle fonction coût ne faisant pas intervenir la phase. Il s'agit de :

$$f_2\left({S_{22}}^{exp}, {S_{22}}^{sim}\right) = \left|\frac{{S_{22}}^{exp}}{{S_{22}}^{sim}}\right| - 1 \qquad \textit{(E 30)}$$

Figure 27 sont représentés les S_{22} mesurés (en trait plein sur la Figure 27) et issus de l'optimisation (en pointillé sur la Figure 27) pour une puissance optique incidente de P_0 = 10 mW et des tensions de polarisation de V_{PD0} = 2,8 V (en bleu sur la Figure 27) et 0 V (en rouge sur la Figure 27). Le modèle de photodiode utilisé est trop grossier pour que les courbes issues des mesures et des simulations coïncident.

On observe tout de même que la variation de phase reste linéaire avec la fréquence pour les simulations. Sa pente est similaire à celle des relevés expérimentaux. Pour ce qui concerne l'amplitude du S_{22}, l'erreur entre simulations et mesures reste cependant assez faible comparé à l'écart entre deux polarisations différentes de la photodiode. On peut donc espérer que les simulations fournissent une approximation des mesures suffisantes pour modéliser l'influence de la polarisation sur la réponse de la photodiode.

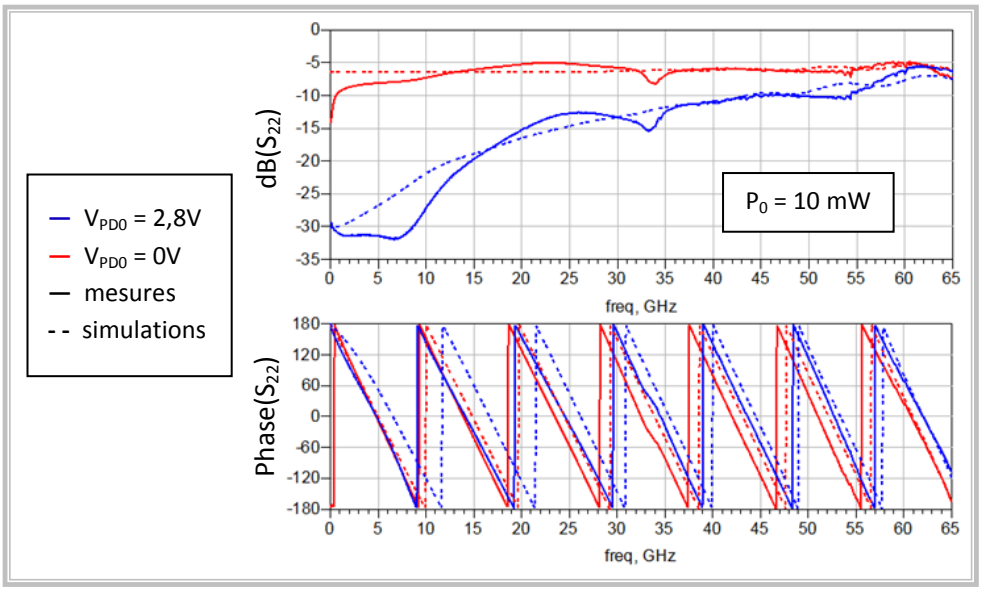


Figure 27 : S_{22} mesurés et simulés pour P_0 = 10 mW, V_{PD0} = 2,8 V et V_{PD0} = 0 V

III.4. Loi d'évolution des paramètres du schéma équivalent

A l'aide de l'algorithme de la Figure 26, nous extrayons des valeurs des R_j et C_j pour toutes les polarisations considérées lors du relevé du coefficient de réflexion S_{22} de la photodiode. Pour réaliser une étude théorique ou effectuer des simulations, nous avons besoin d'une expression analytique pour $C_j(V_{PD0}, P_0)$ et $R_j(V_{PD0}, P_0)$.

Pour une diode à jonction PN, la résistance de jonction R_j et la capacité de jonction C_j peuvent être exprimées en fonction de la tension inverse de polarisation V_r de la jonction. L'expression de R_j a déjà été déterminée en (E 14). Pour C_j, on connait une expression valable uniquement lorsque la diode est polarisée en inverse [VanH93] :

$$C_j = C_0 \left(\frac{1}{V_0 + V_r} \right)^n \qquad \textit{(E 31)}$$

où C_0, V_0 et n sont des constantes caractéristiques de la jonction.

Nous nous basons sur ces expressions théoriques de R_j et de C_j pour déterminer une expression analytique permettant de décrire l'évolution des C_j et R_j obtenus en fonction de la polarisation de la photodiode.

III.4.1 Étude des résultats obtenus pour R_j

Les résultats obtenus pour la résistance R_j sont donnés (en kΩ) dans le Tableau 3. Il apparait clairement deux zones de fonctionnement de la photodiode. Dans la première zone (en vert dans le Tableau 3), R_j reste constante égale à 1 MΩ, la valeur maximale de R_j autorisée lors de l'optimisation. On peut considérer cette résistance infinie, la photodiode est polarisée en inverse. Il s'agit de sa zone de fonctionnement linéaire.

La seconde zone (en noir dans le Tableau 3), correspond à la zone de fonctionnement non linéaire de la photodiode. On s'éloigne d'une polarisation inverse, la résistance décroit rapidement avec V_{PD0}. La décroissance rapide de R_j est en accord avec l'expression (E 14) en exponentielle de R_j. Cependant, R_j ne tend pas vers 0 mais plutôt vers une résistance R_{im} de l'ordre de 30 Ω. Ceci n'a rien d'anormal. Comme toute diode PIN, la photodiode conserve une résistance lorsqu'elle est polarisée en directe. De plus, la photodiode est optimisée pour travailler en polarisation inverse. Aucun effort n'a été fait pour minimiser cette résistance R_{lim} apparaissant en polarisation directe.

V_{PD0} (V) / I_{DL} (mA) / P_0 (mW)		2.8	2.0	1.5	1.0	0.7	0.4	0.2	0.0
100	10	945	1000	1000	555	0.06	0.03	0.03	0.03
90	9.4	1000	1000	1000	4.60	0.12	0.04	0.03	0.03
80	8.2	1000	1000	1000	1000	0.42	0.05	0.03	0.03
60	5.8	1000	1000	1000	1000	1000	0.33	0.05	0.03
40	3.4	1000	1000	1000	1000	1000	1000	12.9	0.07
20	1.0	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	
0	0.0	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000

Tableau 3 : Valeurs de R_j (en kΩ) extraites des relevés expérimentaux du S_{22} de la photodiode

La photodiode est modélisée par le couple *(R_j, C_j)* en parallèle. L'effet de la capacité C_j ne se fait sentir que pour des fréquences proches ou supérieures à la fréquence de coupure de la photodiode. La résistance R_j est donc directement liée à la réponse basse fréquence de la photodiode. Nous allons maintenant nous intéresser à cette réponse basse fréquence. Pour la déterminer, nous utilisons le schéma équivalent de la Figure 28. Il s'agit du schéma équivalent de la photodiode déjà représenté sur la Figure 13 sans la capacité de jonction et chargé par une résistance R_c.

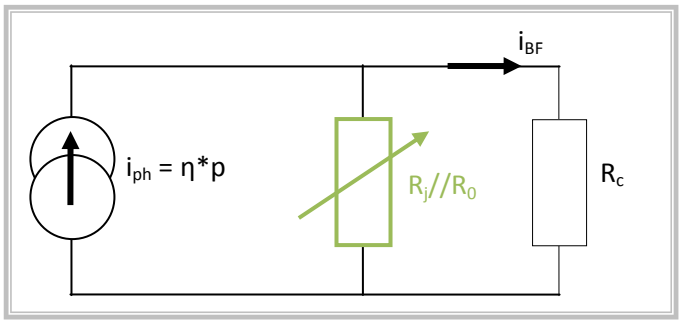


Figure 28 : Schéma petits signaux utilisé pour déterminer la réponse basse fréquence de la photodiode

Ce schéma est un modèle petits signaux. Il ne concerne que les grandeurs alternatives. Le comportement non linéaire de la photodiode est décrit par la résistance R_j qui dépend de la polarisation. La réponse R_{BF} de la photodiode est le rapport entre son courant de sortie i_{BF} et la puissance optique incidente p. Elle s'exprime directement en fonction de la résistance R_j :

$$R_{BF} = R_{esp} \cdot \frac{i_{BF}}{i_{ph}} = \eta \cdot \frac{R_j // R_0}{R_c + R_j // R_0} = \eta \cdot \frac{R_j . R_0}{R_c(R_j + R_0) + R_j . R_0} \qquad (E\ 32)$$

A partir des valeurs de R_j extraites des relevés de S_{22}, on déduit l'évolution de la réponse basse fréquence de la photodiode en fonction de la polarisation. Les résultats pour R_0 = 47 Ω et R_c = 50 Ω sont représentés sur la Figure 29. L'allure est similaire à celle que l'on obtient expérimentalement en travaillant à basse fréquence. Lorsque l'on diminue la tension de polarisation de la photodiode, la réponse chute et ce, d'autant plus tôt que la puissance optique moyenne incidente est importante.

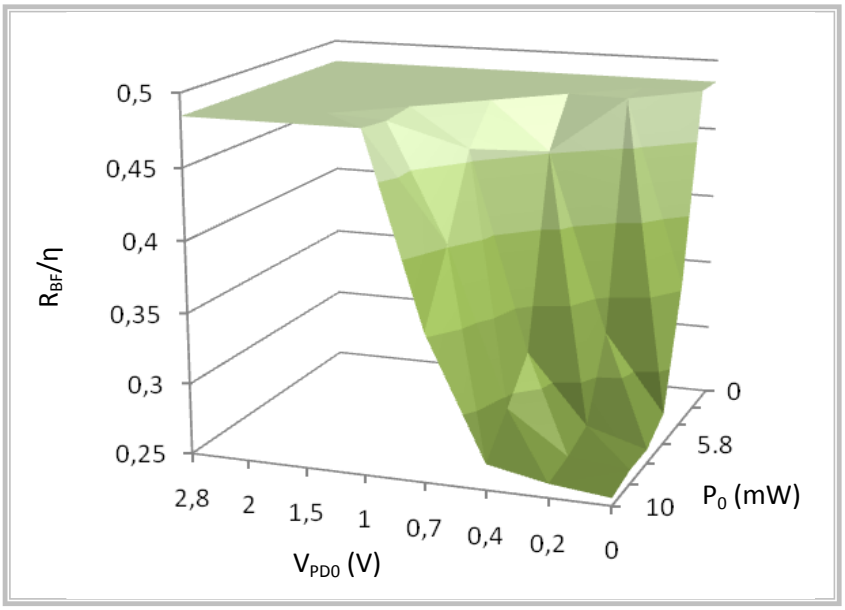


Figure 29 : Réponse basse fréquence de la photodiode déduite des relevés de S_{22}, pour R_0 = 47 Ω et R_c = 50 Ω

III.4.2 Étude des résultats obtenus pour C_j

Les résultats obtenus pour la capacité C_j sont représentés sur la Figure 30. À P_0 fixé, nous obtenons des courbes en cloche pour décrire l'évolution de C_j avec V_{PD0}. Cette allure ne peut être décrite par l'équation *(E 31)*, qui prédit une évolution hyperbolique de C_j avec V_{PD0}. Cela s'explique par les conclusions précédentes sur les valeurs de R_j obtenues. Pour des valeurs assez faibles de V_{PD0}, la photodiode n'est plus polarisée en inverse. Des porteurs libres sont présents dans la zone de charge d'espace et la relation *(E 31)* n'est plus valide [VanH93].

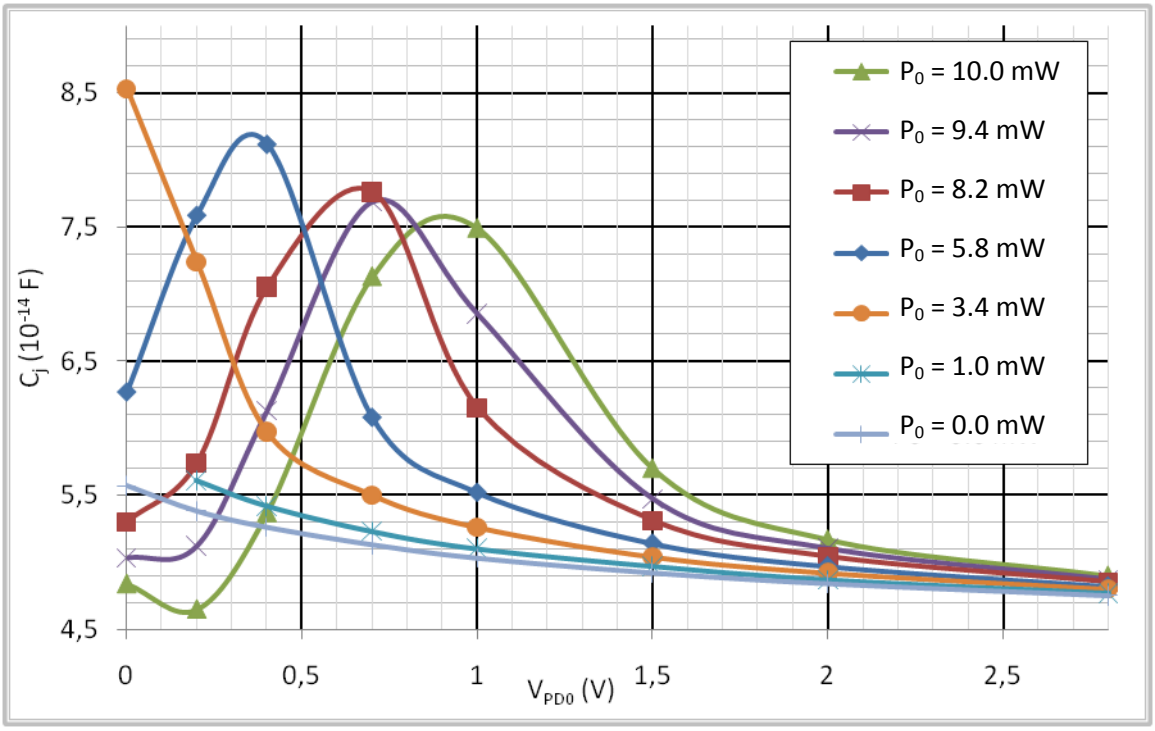


Figure 30: Valeurs de C_j extraits des relevés expérimentaux du S_{22} de la photodiode

Si l'on considère que V_{PD0} est la tension appliquée aux bornes de C_j, *(E 31)* nous donne la relation entre C_j et V_{PD0} lorsque la photodiode est polarisée en inverse. Nous ne considérons tout d'abord que les points correspondant à une polarisation inverse de la photodiode. Ce sont ceux pour lesquels nous avons déterminé une résistance de 1 MΩ (en vert dans le Tableau 3). Pour ces points et pour chaque P_0 considéré, nous effectuons une régression entre les courbes $C_j(V_{PD0})$ et *(E 31)*. Nous déterminons les valeurs de C_0, V_0 et n correspondant à chaque P_0.

Figure 31 sont représentées, pour P_0 = 0 mW, les valeurs de C_j extraites du S_{22} (points) ainsi que la régression (trait plein) avec l'expression *(E 31)*. La régression suit les points. L'expression *(E 31)* permet bien de décrire l'évolution des valeurs de C_j extraites des S_{22} avec la tension V_{PD0} de polarisation de la photodiode, lorsqu'elle reste polarisée en inverse.

Pour les différentes valeurs de P_0 considérées, nous obtenons des valeurs de C_0 et n similaires. L'écart relatif entre deux valeurs obtenues pour différents P_0 est inférieur à 2 %. Nous obtenons :

- C_0 = 5,1.10-14 F
- n = 0,07

Ce n'est pas le cas pour V_0. L'évolution de V_0 avec P_0 est donnée sur la Figure 32. Elle est linéaire. Nous obtenons, par régression linéaire :

$$V_0 = V_0' - V_0'' \cdot P_0 \quad \text{où} \quad V_0' = 0{,}25\text{V} \qquad \textit{(E 33)}$$
$$V_0'' = 0{,}15\ \text{V/mW}$$

Nous pouvons réécrire le dénominateur intervenant dans *(E 31)* :

$$V_0 + V_{PD0} = V_0' - V_0'' \cdot P_0 + V_{PD0} = V_0' + V_{eq} \qquad \textit{(E 34)}$$
$$\text{où } V_{eq} = V_{PD0} - V_0'' \cdot P_0 \qquad \textit{(E 35)}$$

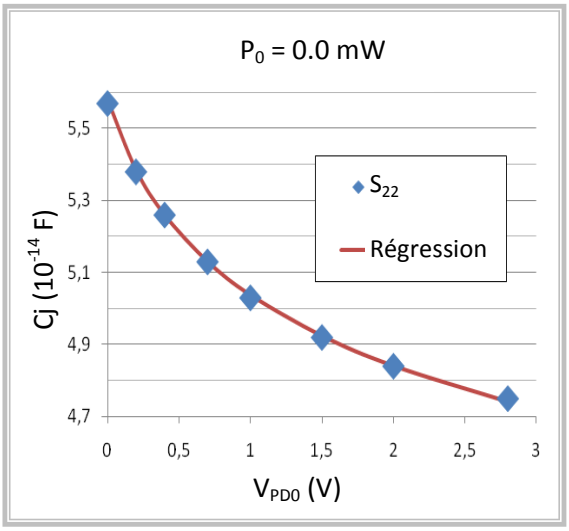


Figure 31: Évolution de Cj en inverse, pour P_0 = 0 mW

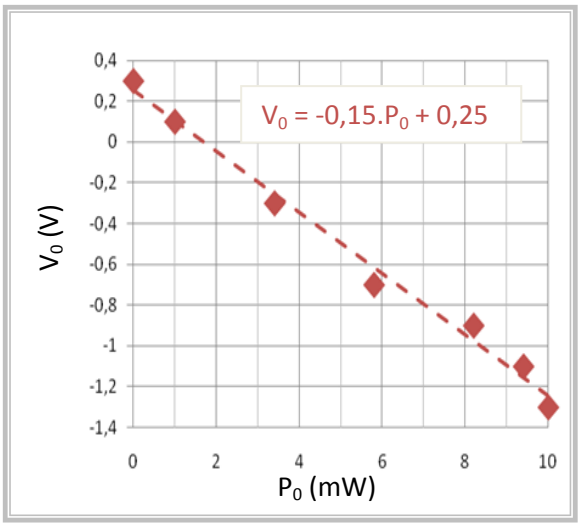


Figure 32: Évolution de V_0 avec P_0

Il apparait une nouvelle variable V_{eq}, dépendant de la tension V_{PD0} et de la puissance optique P_0. En utilisant V_{eq}, les paramètres de la relation *(E 31)* restent indépendants de P_0. On obtient finalement, lorsque la photodiode est polarisée en inverse :

$$C_j = C_0 \left(\frac{1}{V_0' + V_{PD0} - V_0'' \cdot P_0}\right)^n \quad \text{où } C_0 = 5{,}1.10^{-14}\ \text{F}$$

V_0' = 0,25 V
n = 0,07
V_0'' = 0,15 V/mW

(E 36)

Figure 33 est représentée, pour toutes les polarisations considérées, l'évolution de C_j avec la nouvelle variable V_{eq}. Les courbes obtenues pour chaque puissance optique coïncident non seulement pour les valeurs élevées de V_{eq} où la photodiode est polarisée en inverse, mais aussi pour celles, plus faibles, où la polarisation de la photodiode s'éloigne d'une polarisation inverse. Quelque soit sont régime de fonctionnement, la valeur de la capacité de jonction C_j ne dépend plus que de la variable V_{eq}.

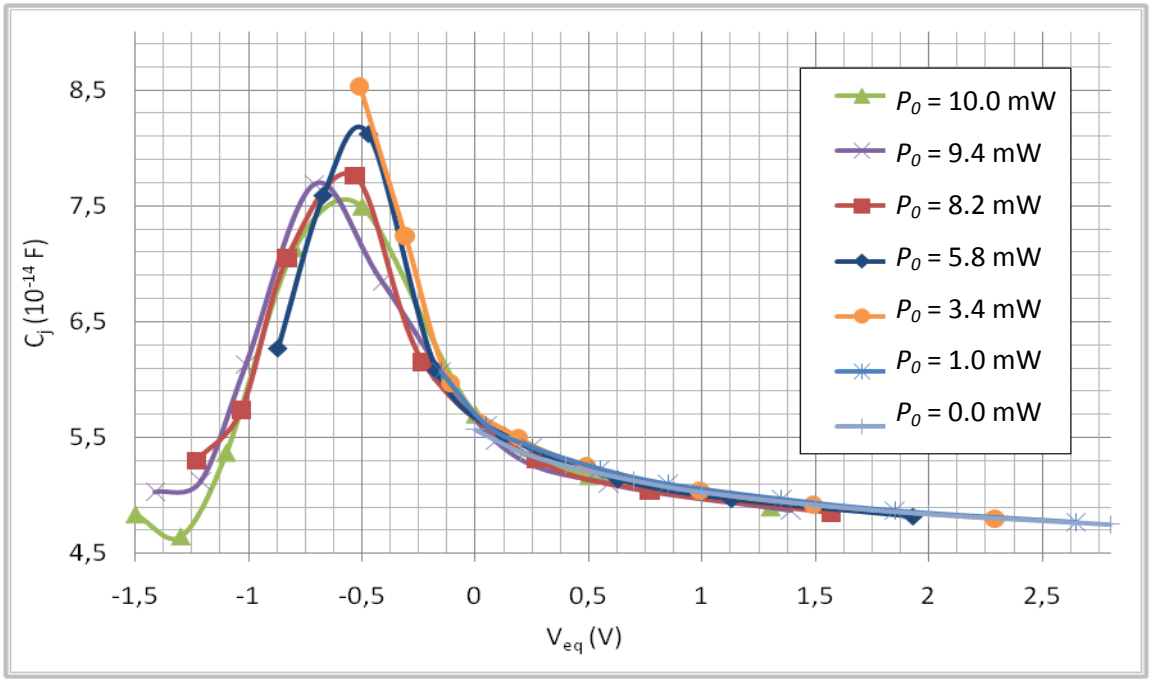


Figure 33 : Nouveau tracé de C_j, en fonction de V_{eq}

III.4.3 Loi d'évolution de C_j

Nous souhaitons obtenir une expression analytique de C_j, valable quelque soit le régime de fonctionnement et plus seulement en polarisation inverse comme pour l'équation *(E 36)*. Nous savons que C_j ne dépend en fait pas de deux variables V_{PD0} et P_0 mais de la seule variable V_{eq}. Nous regroupons alors toutes les courbes précédentes des Figure 30 et Figure 33 associées à chaque P_0, pour obtenir une unique courbe $C_j(V_{eq})$, représentée par les points bleus sur la Figure 34.

L'évolution de C_j avec V_{eq}, est une courbe en cloche. Nous avons fait passer par les points expérimentaux obtenus à partir du S_{22}, différentes courbes en cloches (gaussiennes, lorentzienne et fonctions de Pearson). La mieux adaptée pour décrire le comportement de C_j avec V_{eq} semble être la lorentzienne. Nous obtenons les paramètres de la lorentzienne en minimisant l'écart entre les mesures et la lorentzienne. La courbe obtenue est représentée en rouge sur la Figure 34. Finalement, C_j s'exprime en fonction de V_{eq} par la relation :

$$C_j(V_{eq}) = C_{lim} + \frac{\Delta C}{1+\left(\frac{V_{eq}-\mu}{\Gamma/2}\right)^2} \quad \text{où :}$$

C_{lim} = 4,8.10^{-14} F
ΔC = 3,3.10^{-14} F
μ = -0,56 V
Γ = 0,6 V

(E 37)

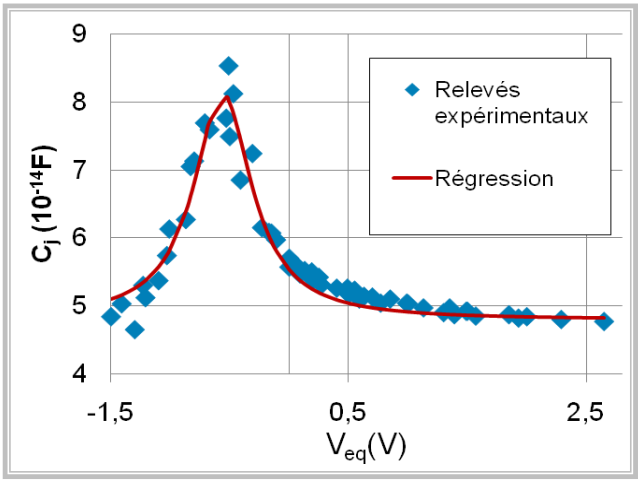


Figure 34 : Régression des points $C_j(V_{eq})$ par une lorentzienne

III.4.4 Limite de la caractérisation petits signaux

D'après le Tableau 3 et la Figure 29, R_j dépend de V_{PD0} mais aussi de P_0. A puissance optique moyenne P_0 fixée, l'évolution de R_j avec V_{PD0} peut se décomposer en trois zones de polarisation. Ces trois zones sont représentées sur la Figure 35 pour P_0 = 8.2 mW. En polarisation inverse, R_j tend vers l'infini. En pratique, compte tenu de la méthode d'extraction utilisée, R_j est limitée à une valeur maximale de 1 MΩ. En polarisation directe, R_j tend vers une valeur limite R_{lim} de 30 Ω.

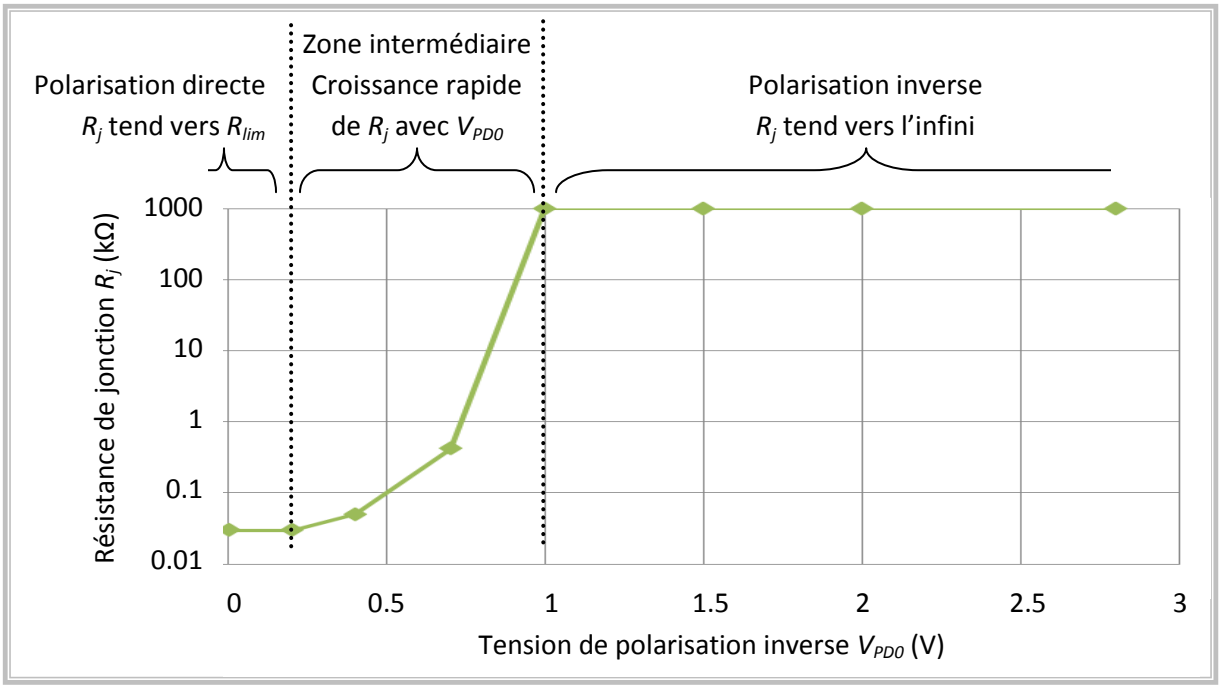


Figure 35 : Évolution de R_j avec V_{PD0} pour P_0 = 8.2 mW, définition de 3 zones de polarisation

Pour modéliser le comportement non-linéaire de la photodiode, nous nous intéressons principalement aux variations de R_j avec la polarisation qui ont lieu dans la zone de polarisation intermédiaire définie graphiquement sur la Figure 35. Or, pour toutes les valeurs de P_0 considérées, nous n'avons au maximum que trois points dans cette zone. Ce n'est pas suffisant pour déterminer une expression analytique de l'évolution de R_j avec V_{PD0} et P_0. Des mesures supplémentaires doivent être réalisées.

IV. Produits d'intermodulation d'ordre 3, analyse des effets résistifs

R_j varie trop brusquement avec V_{PD0} pour que la zone intermédiaire entre une polarisation directe et inverse soit très étendue. De ce fait, le nombre de points de mesure dans cette zone est trop faible pour déterminer une expression analytique de $R_j(V_{PD0}, P_0)$. Pour caractériser les non linéarités dues aux effets résistifs, il faut utiliser une grandeur dont les variations avec la polarisation sont moins brutales.

Nous avons choisi de regarder les produits d'intermodulation d'ordre 3 (IMD3) générés par la photodiode [Poul09]. L'IMD3 permet de caractériser un comportement non linéaire et sa valeur varie avec le point de polarisation de la photodiode et avec la fréquence considérée [Jian00] [Draa08]. Si de plus, on reste à des fréquences assez faibles devant la fréquence de coupure de la photodiode, les effets capacitifs peuvent être négligés. L'IMD3 ne traduit alors que les non-linéarités dues aux effets résistifs.

Les produits d'intermodulation caractérisent déjà des non-linéarités. Nous ne sommes plus dans une approche incrémentale petits signaux comme c'était le cas lors de la mesure et lors de l'étude du coefficient de réflexion de la photodiode. Les mesures d'IMD3 et leur exploitation nous permettent d'affiner le modèle non-linéaire de la photodiode développé précédemment.

Pour déterminer une expression analytique de $R_j(V_{PD0}, P_0)$ à partir des relevés d'IMD3, la procédure est similaire à celle utilisée pour l'extraction de $R_j(V_{PD0}, P_0)$ et $C_j(V_{PD0}, P_0)$ à partir des relevés du paramètre S_{22}. Les mesures sont comparées à des simulations du comportement de la photodiode. Le modèle utilisé pour les simulations n'est par contre plus linéaire. Il est basé sur les résultats précédents. En ajustant les paramètres du modèle pour que les résultats de simulation se rapprochent des mesures, on obtient une expression analytique de $R_j(V_{PD0}, P_0)$ plus précise.

IV.1. Mesures

IV.1.1 Dispositif expérimental

La mesure des produits d'intermodulation d'ordre 3 d'une photodiode nécessite d'appliquer deux signaux sinusoïdaux de fréquence proche sur son entrée optique. Ces signaux sont appelés des tons. Un ton correspond à un signal optique modulé en amplitude par un signal sinusoïdal. La fréquence du ton correspond à la fréquence du signal sinusoïdal modulant.

a) Contraintes expérimentales sur la génération des tons

Les méthodes classiquement utilisées pour générer un ton optique ont déjà été détaillées au paragraphe II.2.3 du chapitre 1. Le choix de la méthode doit principalement satisfaire deux contraintes majeures. Ces contraintes permettent de s'assurer que le signal mesuré à la fréquence de l'IMD3 est bien généré uniquement par l'IMD3 de la photodiode ou qu'au moins les autres contributions peuvent être négligées devant celle de l'IMD3 de la photodiode.

Tout d'abord, chaque ton généré doit être le plus pur possible, c'est-à-dire doit contenir le moins d'harmoniques possible. En effet, si ce n'est pas le cas, un produit d'intermodulation d'ordre 2 de la photodiode entre le fondamental du premier ton et l'harmonique de rang 2 du second peut par exemple générer un signal à la même fréquence que le produit d'intermodulation d'ordre 3 généré à partir des deux fondamentaux. On ne caractérise alors plus l'IMD3 mais l'IMD2 de la photodiode.

Ensuite, il faut s'assurer que les deux tons se mélangent bien au niveau de la photodiode et non avant. Pour des mesures avec des tons optiques, il suffit de générer séparément les deux signaux optiques portant les tons et de les recombiner optiquement en s'assurant que les fréquences des deux porteuses optiques soient assez éloignées de manière à ne pas détecter de battements parasites.

b) Montage utilisé

Le montage utilisé pour les mesures des produits d'intermodulation d'ordre 3 est présenté sur la Figure 36. Il est basé sur celui proposé dans [Draa08]. Deux diodes laser DL_1 et DL_2 de type DFB émettent des signaux optiques continus aux longueurs d'onde λ_1 et λ_2. Les modulateurs de Mach Zehnder MZM_1 et MZM_2, utilisés en régime de fonctionnement linéaire, permettent de moduler ces signaux par un signal sinusoïdal de fréquences f_1 et f_2 respectivement. Les signaux ainsi générés sont ensuite couplés puis atténués par un atténuateur variable.

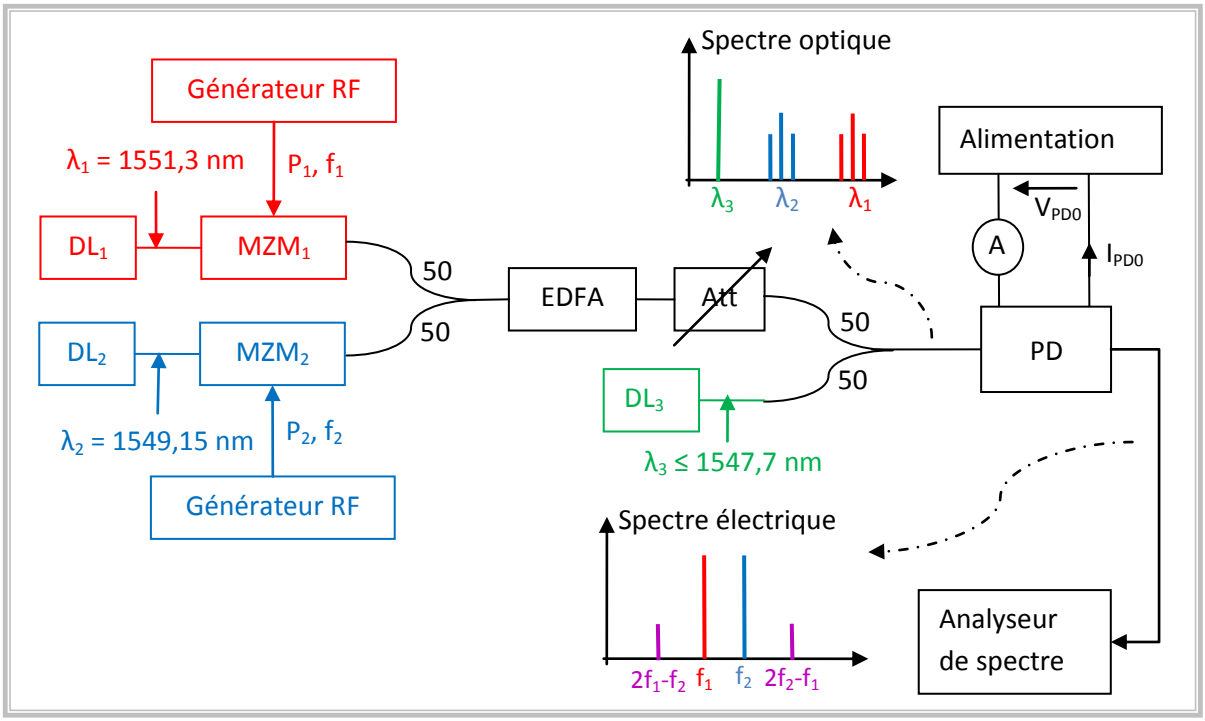


Figure 36 : Montage expérimental utilisé pour la mesure du produit d'intermodulation d'ordre 3 de la photodiode

L'amplitude du signal émis en sortie des modulateurs est fixée en début d'expérience par les puissances P_1 et P_2 en sortie des générateurs RF. L'amplitude des tons appliqués sur la photodiode est réglée en changeant la valeur de l'atténuateur variable. Une troisième diode laser DL_3 permet de compenser les pertes de l'atténuateur sur la puissance optique moyenne P_0 afin d'obtenir une valeur de P_0 constante sur la photodiode alors que l'amplitude des composantes à f_1 et f_2 du signal optique varie.

L'écart entre les longueurs d'onde λ_1, λ_2 et λ_3 des trois diodes laser est assez élevé pour que l'on n'ait pas à tenir compte des battements entre les signaux émis par les différents lasers. Un analyseur de spectre permet de mesurer l'amplitude des fondamentaux à f_1 et f_2 et celle du signal à $f_{IMD3} = 2f_2 - f_1$

c) Intérêt et pertinence du montage utilisé

Les mesures d'IMD3 ont ici pour objectif d'étudier les non-linéarités dues à des effets résistifs au sein de la photodiode. Il n'est donc pas nécessaire de monter très haut en fréquence et la bande passante des modulateurs n'est pas un facteur limitant. Pour les modulateurs utilisés, cette bande passante est de l'ordre de 30 GHz.

L'intérêt principal de ce montage est que toute la configuration permettant la génération des tons optiques à f_1 et f_2 placée avant l'atténuateur reste invariante lors des mesures. Cela permet, lors de l'exploitation des résultats, de déterminer si le signal mesuré à f_{IMD3} est principalement généré par un ordre 3 ou un ordre 2 sur la photodiode [Draa08]. Ce qui n'est pas le cas du montage proposé dans [Jian00] et représenté sur la Figure 37 où l'amplitude des tons est contrôlée par l'amplitude des signaux RF appliqués sur les modulateurs de Mach-Zehnder.

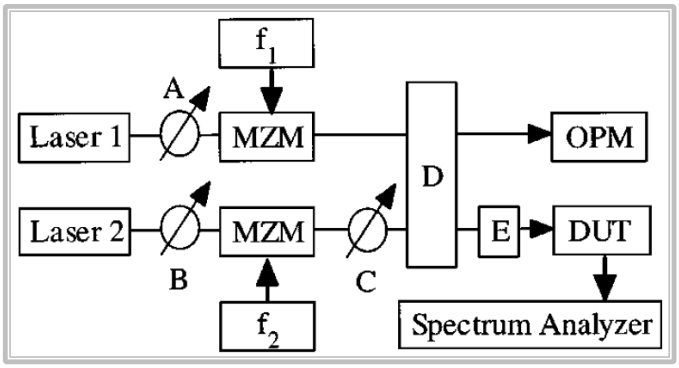


Figure 37 : Montage utilisé pour les mesures d'IMD3 dans [Jian00]

Soient $P_{11}[n]$, $P_{21}[n]$ et $P_{22}[n]$ les puissance respectives des fondamentaux des tons 1 et 2 et de l'harmonique de rang 2 du ton 2 présent à l'entrée de la photodiode au n-ième point de mesure. A partir de ces trois puissances, on peut déterminer la puissance $P_{IMD3}[n]$ (resp. $P_{IMD2}[n]$) du signal généré à f_{IMD3}, au n-ième point de mesure, par un produit d'intermodulation d'ordre 3 (resp. 2) au sein de la photodiode :

$$P_{IMD3}[n] = \alpha(P_{11}[n]P_{21}^2[n])^2 \quad \textit{(E 38)}$$

$$P_{IMD2}[n] = \beta\left(P_{11}[n]P_{22}[n]\right)^2 \quad \textit{(E 39)}$$

où α et β sont des constantes

La puissance du fondamental P_{fond} générée en sortie de la photodiode au nième point de mesure vaut quant à elle :

- $P_{fond}[n] = \gamma(P_{11}[n])^2$ *(E 40)*

  où γ est une constante

Cas du montage de la Figure 36

Dans le cas du montage de la Figure 36, les puissances des différents tons présents à l'entrée de la photodiode s'expriment en fonction de la valeur *Att[n]* prise par l'atténuateur variable au *n-ième* point de mesure :

$$P_{ij}[n] = Att[n]P_{ij0} \;\forall\, i,j \in [1,2] \quad \textit{(E 41)}$$

où P_{ij0} est la puissance de l'harmonique de rang *j* du ton *i* avant l'atténuateur

D'où, en remplaçant dans *(E 38)*, *(E 39)* et *(E 40)* :

$$P_{IMD3}[n] = \alpha(P_{110}P_{210}^2Att^3[n])^2 \quad \textit{(E 42)}$$

$$P_{IMD2}[n] = \beta\left(P_{110}P_{220}Att^2[n]\right)^2 \quad \textit{(E 43)}$$

$$P_{fond}[n] = \gamma(P_{110}Att[n])^2 \quad \textit{(E 44)}$$

Ainsi, lorsque la puissance du fondamental généré en sortie augmente de 1 dB, la puissance P_{mes} du signal généré à f_{IMD3} augmente de 3 dB s'il est généré par un IMD3 au sein de la photodiode ou de 2 dB s'il est généré par un IMD2 au sein de la photodiode. On peut déduire de la pente de P_{mes} en fonction de P_{fond}, l'origine du signal mesuré à f_{IMD3}.

La Figure 38 représente la puissance P_{mes} du signal généré par la photodiode à f_{IMD3} en fonction de celle P_{fond} générée aux fondamentaux des deux tons pour le montage expérimental proposé sur la Figure 36. La courbe obtenue peut être approximée localement par des droites. Pour des valeurs de

P_{fond} trop faibles, l'IMD2 est dominant : la pente de la droite est de 2 dB/dBm comme prévu par les équations *(E 43)* et *(E 44)*. P_{mes} surestime la valeur de P_{IMD3}. Lorsqu'on augmente les valeurs de P_{fond}, on atteint une zone où l'IMD3 est dominant. La pente est alors de 3 dB/dBm comme prévu par les équations *(E 42)* et *(E 44)*. La mesure est alors fiable.

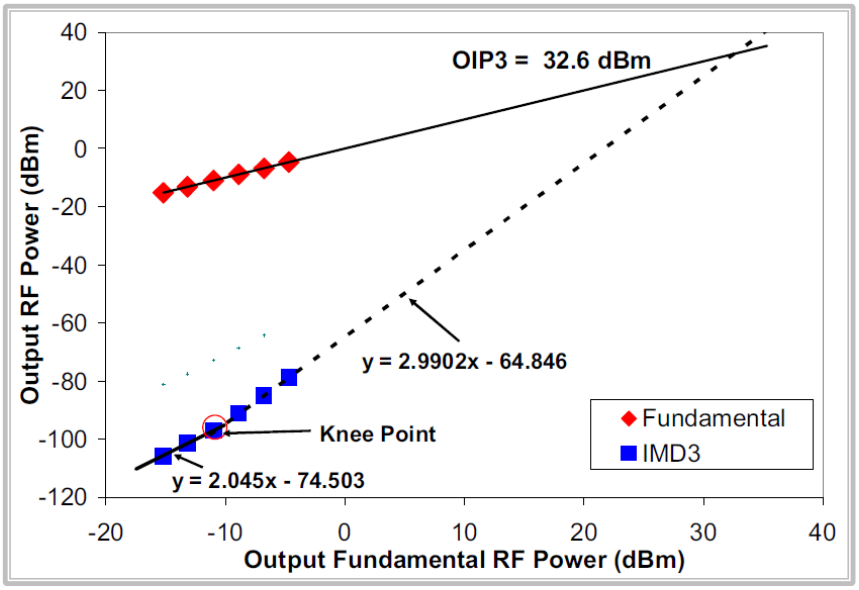


Figure 38 : Détermination de la non linéarité à l'origine du signal mesuré à f_{IMD3} [Draa08]

Cas du montage de la Figure 37

Dans le cas du montage de la Figure 37 les puissances des différents tons présents à l'entrée de la photodiode s'expriment en fonction des puissances RF appliquées sur les deux modulateurs au *n-ième* point de mesure. Ces puissances étant proportionnelles aux puissances des fondamentaux des tons 1 et 2 (respectivement P_{11} et P_{21}) du signal optique, on obtient :

$$P_{ij}[n] = C_{ij} P_{i1}^{j}[n] \;\forall\, i,j \in [1,2] \qquad \textit{(E 45)}$$

où C_{ij} sont des constantes

D'où, en remplaçant dans *(E 38)*, *(E 39)* et *(E 40)* et puisque pour tout *n*, $P_{11}[n] = P_{22}[n]$:

$$P_{IMD3}[n] = \alpha(C_{11}C_{21}^{2}P_{11}{}^{3}[n])^{2} \qquad \textit{(E 46)}$$

$$P_{IMD2}[n] = \beta\left(C_{11}C_{22}P_{11}{}^{3}[n]\right)^{2} \qquad \textit{(E 47)}$$

$$P_{fond}[n] = \gamma(P_{11})^{2} \qquad \textit{(E 48)}$$

Ainsi, lorsque la puissance P_{fond} du fondamental généré en sortie augmente de 1 dB, la puissance P_{mes} du signal généré à f_{IMD3} augmente de 3 dB qu'il soit généré au sein de la photodiode par un IMD3 ou un IMD2. Il n'est pas possible de différencier les deux cas.

IV.1.2 Protocole expérimental

a) Choix des fréquences

Les mesures ont été réalisées pour des tons de fréquences :

- f_1 = 10 GHz
- f_2 = 11 GHz

La photodiode que nous utilisons a un comportement passe-bas avec une fréquence de coupure à -3dB supérieure à 75 GHz (cf. Annexe 1). Nous sommes loin de la fréquence de coupure les effets capacitifs peuvent être négligés. Nous caractérisons bien les non linéarités induites par des effets résistifs. De plus, l'écart entre les deux tons est de 1 GHz, soit d'environ 10 % de la fréquence des deux tons. La réponse de la photodiode peut être considérée la même pour les deux tons.

Les relevés du coefficient de réflexion de la photodiode ont montré que R_j dépendait à la fois de la puissance optique moyenne P_0 et de la tension de polarisation V_{PD0}. Après le réglage préliminaire des diodes laser et des modulateurs, nous avons donc fait varier P_0 et V_{PD0} lors des relevés des IMD3 générés par la photodiode.

b) Réglage des diodes laser

Les diodes laser utilisées sont équipées d'un régulateur de température et peuvent être contrôlées en courant. En contrôlant ces deux grandeurs, on peut régler la puissance et la longueur d'onde d'émission de chaque diode [Agra95]. La puissance d'émission dépend essentiellement du courant tandis que la longueur d'onde varie à la fois avec le courant et la température.

Tout d'abord, les deux tons appliqués sur la photodiode doivent avoir les mêmes caractéristiques : la même puissance optique moyenne et le même indice de modulation. Le dispositif de la Figure 36 est symétrique pour les signaux générés par les diodes laser 1 et 2 : l'efficacité de modulation et les pertes d'insertions des deux modulateurs sont similaires, les pertes d'insertion des deux bras du premier coupleur aussi et l'amplificateur comme l'atténuateur ont une réponse plate dans la gamme de longueurs d'onde considérée.

En mesurant la puissance émise par chacune des diodes laser 1 et 2, on ajuste alors leur courant de façon à ce qu'elles émettent la même puissance optique. Pour améliorer la sensibilité des mesures, on choisit la puissance maximale pouvant être émise par les deux diodes, dans notre cas : 3,5 dBm. En visualisant le spectre optique d'émission des deux diodes laser, on ajuste ensuite les températures des deux diodes pour que leurs longueurs d'onde d'émission soient espacées d'environ 2 nm. La fréquence du battement entre les deux raies émises est alors de l'ordre de 200 GHz, ce qui est loin de l'ordre de grandeur de la bande passante de la photodiode.

La troisième diode laser sert à compenser les pertes induites par l'atténuateur variable pour que la puissance optique moyenne frappant la photodiode reste constante. Le courant I_{DL3} la traversant n'est pas fixé au cours de la manipulation. Fixer sa température ne permet alors pas de fixer sa longueur d'onde d'émission λ_3. Cependant, la variation de λ_3 avec I_{DL3} est monotone. En se plaçant dans le cas le plus défavorable pour I_{DL3}, celui où λ_3 est le plus proche de λ_2, on ajuste la température de DL3 pour que l'écart entre λ_3 et λ_2 soit de l'ordre de 2 nm.

c) Réglage des modulateurs

Pour déterminer la tension de polarisation V_{MZM} à appliquer sur chaque modulateur, on applique un signal RF de fréquence f_1 ou f_2 sur chaque modulateur. En connectant la photodiode en sortie du modulateur, on visualise à l'aide d'un analyseur de spectre électrique, la fréquence double de celle appliquée sur le modulateur. On ajuste alors V_{MZM} pour minimiser cette raie.

On règle ensuite les puissances P_1 et P_2 appliquées sur les ports RF des modulateurs pour que les puissances détectées en sortie de la photodiode à f_1 et f_2 soient égales. Cependant, l'application d'une puissance RF sur les modulateurs de Mach-Zehnder induit une dérive de leur caractéristique statique. Une fois P_1 et P_2 réglées, il faut réajuster V_{MZM} pour les deux modulateurs.

d) Mesures à P_0 fixée

Pour fixer la valeur de la puissance optique moyenne P_0 appliquée sur la photodiode, on utilise la valeur minimale de l'atténuateur et on éteint *DL3*. On joue alors sur le courant de pompe I_{EDFA} de l'amplificateur optique pour régler la puissance optique.

Pour diminuer la puissance des tons appliqués sur la photodiode, on augmente la valeur de l'atténuateur. On augmente en parallèle le courant I_{DL3} de manière à conserver une puissance optique moyenne P_0 constante. Pour déterminer la puissance optique, on utilise directement la photodiode. Pour la tension de polarisation nominale de la photodiode (V_{PD0} = 2,8 V), le courant de polarisation I_{PD0} est proportionnel à P_0. On ajuste alors I_{DL3} pour qu'il reste constant.

Pour toute valeur de V_{PD0} considérée, on relève ensuite les puissances P_{fond} des raies générées par la photodiode à f_1 et f_2 et celles P_{IMD3} des IMD3 générés à $2f_2 \pm f_1$. Une fois les mesures effectuées, on revient à V_{PD0} = 2,8 V et l'on diminue à nouveau l'atténuateur.

IV.1.3 Résultats expérimentaux

a) Représentation graphique et origine des IMD mesurés

Le montage utilisé permet de déterminer quel est l'ordre de l'IMD majoritairement généré par la photodiode. Dans [Draa09], les auteurs ne regardent pas les puissances incidentes à la photodiode. Ils se contentent des mesures réalisées en sortie de la photodiode et représente les puissances P_{mes} générées à f_{IMD3} en fonction de celles P_{fond} générées à f_1 ou f_2.

Contrairement à eux, nos mesures ont été faites pour différents point de polarisation de la photodiode. Or la réponse de la photodiode dépend du point de polarisation choisi. Cela revient à considérer que le paramètre γ de l'équation *(E 48)* dépend de la polarisation. Pour pouvoir comparer les résultats obtenus pour différents point de polarisation, il faut revenir aux puissances P_{11} et P_{21} des fondamentaux des tons optiques appliqués sur la photodiode.

A la tension nominale (V_{PD0} = 2,8 V) de polarisation de la photodiode, la réponse de celle-ci ne dépend pas de la puissance optique incidente. La puissance P_{Nom} détectée à f_1 par la photodiode polarisée à sa tension nominale, constituent alors une image de $(P_{11})^2$. Dans toutes la suite, nous utiliserons P_{Nom} pour représenter l'amplitude des fondamentaux des deux tons. Sur la Figure 39 sont représentés les résultats obtenus pour P_0 = 9,3 mW et les différentes tensions de polarisation considérées.

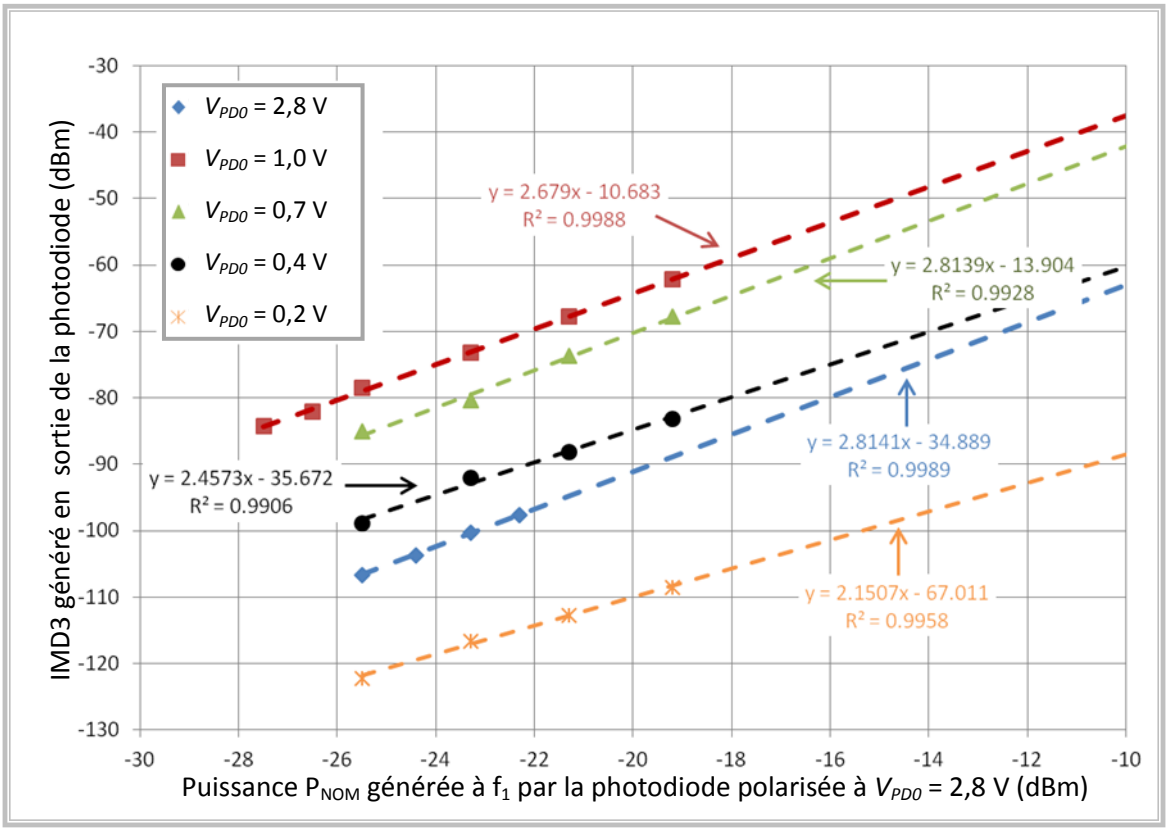


Figure 39 : Mesures des fondamentaux et des IMD générés par la photodiode pour P_0 = 9,3 mW

Pour chaque valeur de V_{PD0} considérée, nous n'avons tracé que les points permettant d'obtenir une régression linéaire de $P_{IMD3} = f(P_{Nom})$ avec un bon coefficient de corrélation ($R^2 > 0{,}99$). Nous en déduisons alors l'ordre de l'IMD majoritaire au sein de la photodiode. Les résultats obtenus sont regroupés dans le Tableau 4. Sur les seize points de polarisations considérés, cinq conduisent à une pente de 2. Pour ces points, l'IMD3 est surestimé. Pour les autres, nous pouvons considérer que la mesure est fiable.

P_0 (dBm) / V_{PD0} (V)	9,3	6,9	4,5
0,0			2
0,2	2	2	3
0,4	2	3	3
0,7	3	3	3
1	3	3	3
2,8	3	3	2

Tableau 4 : Ordres de l'IMD dominant obtenus pour les différents points de polarisation de la photodiode

b) Point d'interception d'ordre 3

Les mesures réalisées font intervenir trois variables : la tension V_{PD0} de polarisation de la photodiode, la puissance optique moyenne P_0 et la puissance P_{11} des tons optiques appliqués sur la photodiode. Pour simplifier l'exploitation des résultats, il serait intéressant de limiter le nombre de variable dont dépendent les résultats. V_{PD0} et P_0 fixent le point de fonctionnement de la photodiode. Ils permettent

de revenir à la caractéristique intrinsèque de la photodiode. C'est leur influence sur les résultats de mesure que nous souhaitons caractériser.

Par contre, les différentes valeurs de P_{11} considérées ne servent jusqu'ici qu'à valider ou non les mesures. Il pourrait être intéressant de s'affranchir de cette troisième variable pour exploiter les résultats. C'est pour cette raison que dans [Jian00] et [Draa] comme dans la majeure partie des travaux sur les produits d'intermodulation, les auteurs s'intéressent aux points d'interceptions (IPi : *Intermodulation Product* d'ordre i).

Leur utilisation pose cependant quelques problèmes. Tout d'abord, nous ne pouvons pas déterminer l'IP3 pour les points de polarisation où l'ordre 2 est prédominant dans la génération du signal à f_{IMD3}. On passe d'une mesure dont on sait qu'elle surestime ce que l'on veut mesurer à une absence de mesure.

Ensuite, le tracé des régressions linéaires nécessaire pour déterminer l'IP3 est approximatif et dépend grandement des points de mesure considérés. L'IP3 étant très éloigné des points de mesure, même pour un bon coefficient de corrélation R^2 des régressions, les erreurs commises peuvent avoir un impact non négligeable sur la détermination de l'IP3.

Pour déterminer le comportement global de la photodiode en fonction de sa polarisation, il est crucial de pouvoir se fier aux variations des grandeurs étudiées avec la polarisation. L'IP3 n'est donc pas une grandeur assez fiable et précise pour que l'on puisse l'utiliser pour caractériser le comportement de la photodiode en fonction de sa polarisation.

c) Interprétation directe des IMD

Sur la Figure 40 sont représentées, en fonction de V_{PD0}, les puissances P_{IMD3} des IMD mesurés pour différentes amplitudes des tons incidents et pour P_0 = 9,3 mW. Les différentes courbes tracées ont la même allure. Il apparait clairement un maximum de l'IMD pour une tension V_{PD0} proche de 1 V. Une variation de l'amplitude des tons appliqués n'induit qu'une translation verticale de la courbe $P_{IMD3} = f(V_{PD0})$. Les mêmes constatations ont été faites pour les deux autres valeurs de P_0 considérées.

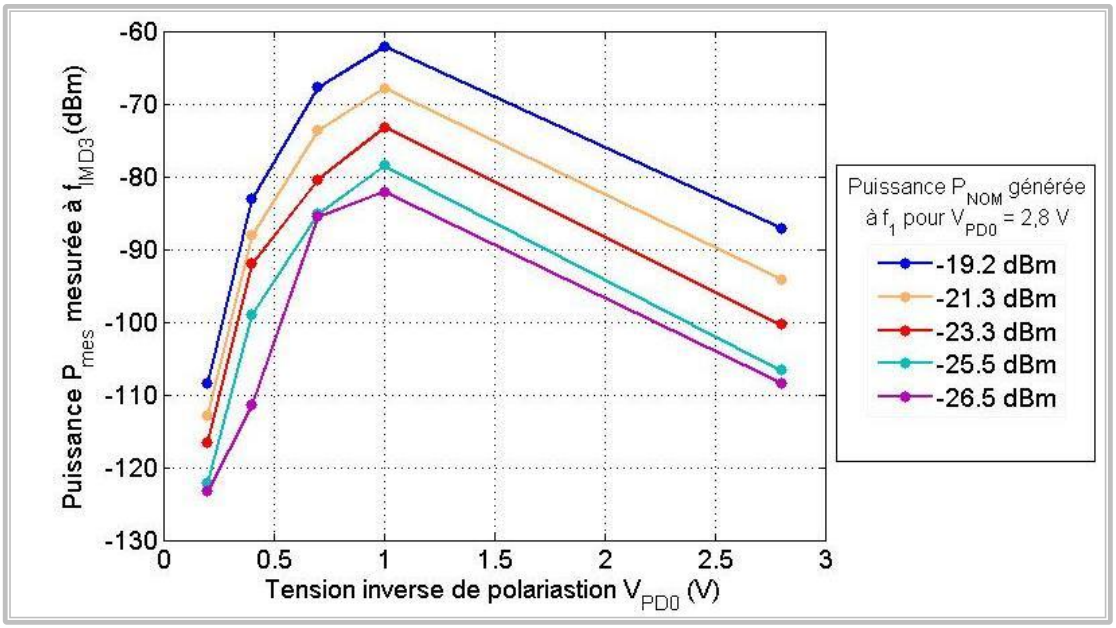


Figure 40 : Évolution de l'IMD3 avec V_{PD0} pour P_0 = 9,3 mW et différentes amplitudes des tons optiques incidents

Nous souhaitons étudier l'influence de la polarisation de la photodiode sur le processus de génération des IMD au sein de la photodiode. Nous ne nous intéressons pas à la valeur absolue de l'IMD3 généré mais à ses variations avec la polarisation de la photodiode. Si l'on s'assure que l'amplitude des tons appliqués sur la photodiode reste constante, la connaissance de la puissance P_{IMD3} du produit d'intermodulation généré est donc suffisante.

La puissance P_{NOM} mesurée à la fréquence f_1 lorsque la photodiode est polarisée à sa tension nominale fournit une image de l'amplitude des tons appliqués. En fixant P_{NOM}, on s'assure d'être dans les mêmes conditions d'excitation de la photodiode. Les mesure du fondamental et de l'IMD3 obtenus pour P_{NOM} = -26,5 dBm sont représentés sur la Figure 41.

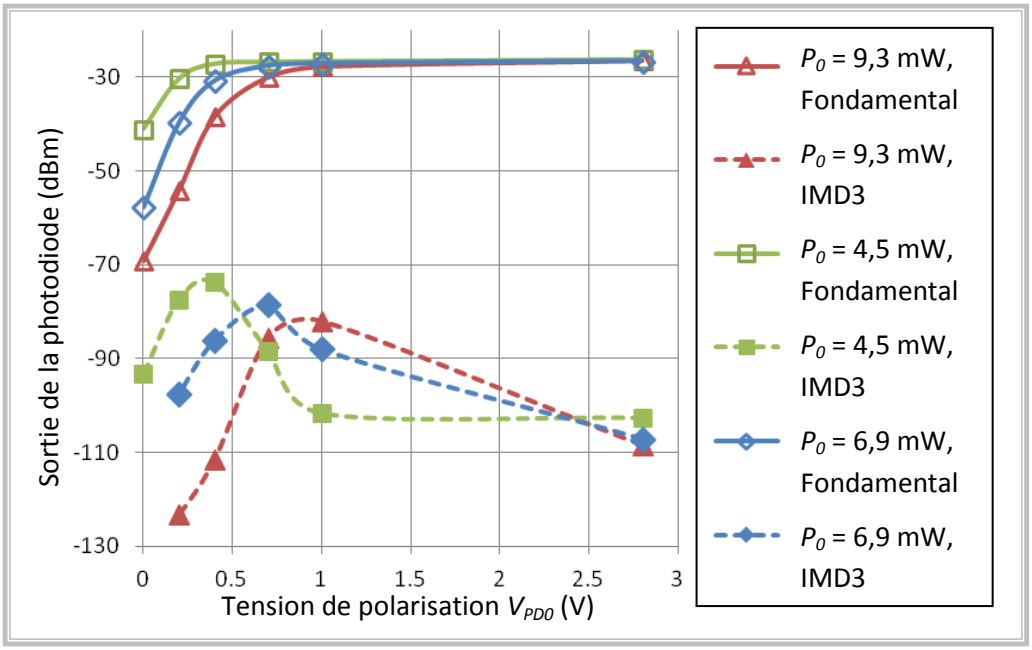


Figure 41 : Réponse linéaire et non linéaire de la photodiode en fonction de sa polarisation pour P_{NOM} = -26.5 dBm

On peut tout d'abord vérifier qu'à la tension nominale de la photodiode (V_{PD0} = 2,8 V), la puissance P_{fond} détectée au fondamental ne dépend pas de la polarisation, ce qui valide l'utilisation de P_{NOM} pour représenter l'amplitude des fondamentaux. Ensuite, quelque soit la puissance optique moyenne considérée, les courbes d'IMD3 en fonction de V_{PD0} présentent un maximum lorsque celles du fondamental commencent à décroitre. Une augmentation de la puissance optique moyenne P_0 se traduit par une translation des courbes vers des tensions de polarisations inverse V_{PD0} plus élevées.

IV.2. Simulations sous ADS

Pour ajuster le modèle défini au paragraphe III, nous avons simulé l'IMD généré par ce modèle dans les mêmes conditions que les relevés expérimentaux. Pour cela nous avons utilisé le logiciel ADS d'Agilent, comme pour la simulation du paramètre S_{22} de la photodiode. Le montage de la Figure 36 utilisé pour la mesure d'IMD3 a tout d'abord été modélisé et implémenté sous ADS. La photodiode y est remplacée par un modèle équivalent issu de la caractérisation du paragraphe III. Après avoir déterminé les excitations à appliquer sur ce modèle, nous avons simulé la réponse de la photodiode en utilisant la méthode de l'équilibrage harmonique (mode Harmonic balance d'ADS) [Gass05] [Nakh76]. Le circuit implémenté sous ADS pour modéliser le montage de la Figure 36 est donné en Annexe 2.

IV.2.1 Modélisation sous ADS de la photodiode

La photodiode est modélisée par le schéma équivalent de la Figure 13, sur lequel était déjà basée l'étude des paramètres *S* de la photodiode. Chacun des trois éléments en parallèle modélise un phénomène à l'origine du mélange des deux signaux optiques appliqués :

- la source de courant modélise le phénomène de photodétection,
- la capacité C_j modélise les effets capacitifs non linéaires,
- la conductance *G* ou la résistance R_j modélise les effets résistifs non linéaires.

a) Photodétection

Lors de la caractérisation du paragraphe III, la puissance optique appliquée sur la photodiode était continue. Les signaux alternatifs n'étaient appliqués que sur le port RF de la photodiode. La mesure du paramètre S_{22} ne permet pas de caractériser les non-linéarités éventuellement induites par le phénomène de photodétection, en particulier la saturation du courant de sortie lorsque la puissance optique totale est trop élevée.

Pour évaluer l'impact de ces non-linéarités sur le mélange, la caractéristique statique Courant-Puissance optique de la photodiode a été relevée pour différentes tensions de polarisation V_{PD0}. Les courbes obtenues sont données sur la Figure 42. Pour des tensions supérieures à 0,2 V, la saturation est atteinte pour des puissances optiques supérieures à 10 mW. Pour V_{PD0} = 0,2 V, la photodiode commence à saturer pour une puissance optique de 10 mW tandis que pour V_{PD0} = 0,0 V, la saturation commence vers 7 mW.

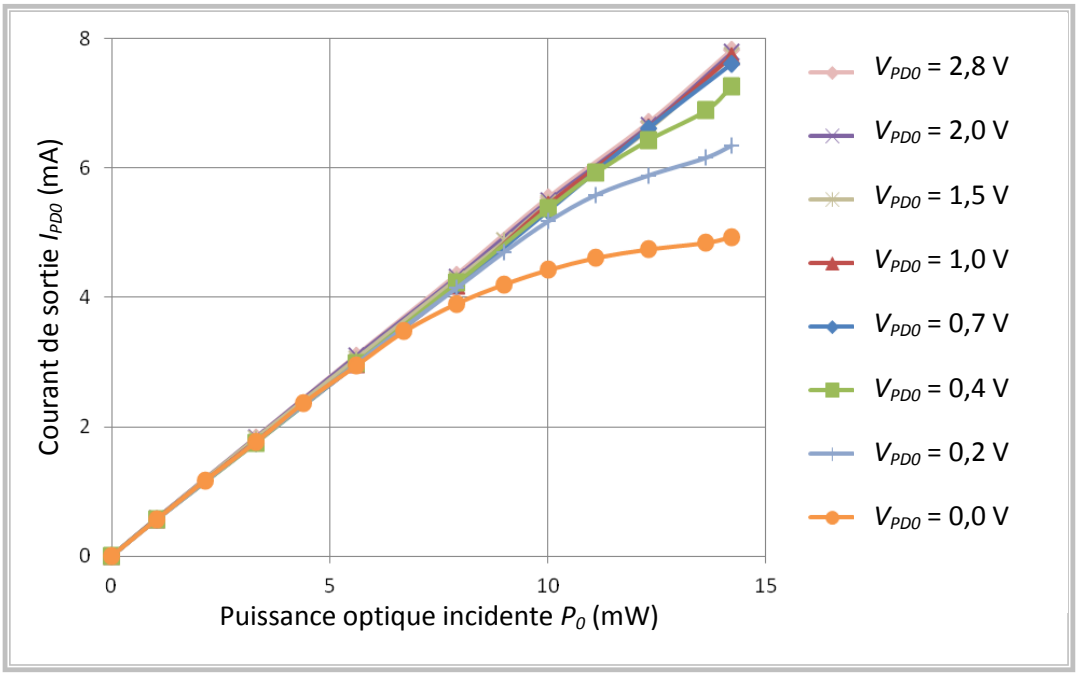


Figure 42 : Caractéristique statique Courant-Puissance optique (I_{PD0}-P_0) de la photodiode

On peut comparer ces mesures aux mesures d'IMD de la Figure 41. Dans le Tableau 5 est reportée, pour chaque valeur de P_0 considérée lors des mesures d'IMD, la valeur V_{maxIMD} de V_{PD0} correspondant au maximum d'IMD. Pour chacune de ces tensions, la valeur de la puissance P_{sat} à partir de laquelle la photodiode sature est aussi reportée dans le Tableau 5. Dans tous les cas, P_{sat} est bien supérieur à P_0.

Puissance optique moyenne P_0 utilisée pour les mesures d'IMD (mW)	9,3	6,9	4,5
Tension V_{maxIMD} correspondant au maximum d'IMD (V)	1	0,7	0,4
Puissance optique incidente P_{sat} à partir de laquelle la photodiode sature (mW)	> 14	> 14	12

Tableau 5 : Comparaison entre les mesures d'IMD et la caractéristique Courant-Puissance optique de la photodiode

Les maxima d'IMD sont observés pour des polarisations où le processus de photodétection est loin d'être saturé. Ce n'est pas cette saturation qui est à l'origine des IMD mesurés. Nous n'en tenons pas compte dans le schéma équivalent de la photodiode utilisé sous ADS. L'effet photodétection est modélisé par une simple source de courant commandée par la puissance optique incidente et de gain constant η = 0,6 A/W correspondant à la responsivité de la photodiode mesurée par le constructeur (cf. Annexe 1).

b) Effets capacitifs non linéaires

Pour modéliser la capacité de jonction C_j de la photodiode, nous utilisons sous ADS un composant de type SDD (*Symbolically-Defined Device*). Ce composant permet de définir les courants traversant ses différents ports en fonction des tensions à leurs bornes et du courant traversant certains autres composants du circuit.

Pour tout instant t, le courant i_C traversant la capacité de jonction C_j est exprimé en fonction de la tension V_r à ses bornes et de la puissance optique moyenne P_0 appliquée à l'entrée de la photodiode :

$$i_C(t) = \left(C_{lim} + \frac{\Delta C}{1+\left(\frac{V_r(t) - V_0'' . P_0 - \mu}{\Gamma/2}\right)^2} \right) \frac{dV_r}{dt} \quad \text{où :} \quad \begin{array}{l} C_{lim} = 4{,}8.10^{-14}\ \text{F} \\ \Delta C = 3{,}3.10^{-14}\ \text{F} \\ \mu = -0{,}56\ \text{V} \\ \Gamma = 0{,}6\ \text{V} \\ V_0'' = 0{,}15\ \text{V/mW} \end{array} \qquad \textit{(E 49)}$$

Cette expression a été déterminée à partir de l'expression *(E 37)* de C_j et en tenant compte des conclusions du paragraphe II.2.3 résumées sur la Figure 21 pour passer du modèle incrémental petits signaux au modèle global grand signaux. Dans *(E 37)*, C_j dépend d'une tension équivalente V_{eq} dépendant du point de polarisation (V_{PD0}, P_0) de la photodiode. V_{PD0} y a été remplacée par la tension V_r(t) présente aux bornes de la jonction. On exprime d'autre part le courant traversé par C_j en ne dérivant que V_r(t) et non pas C_j(t) pour suivre les conclusions résumées sur la Figure 21

c) Effets résistifs non linéaires

Pour modéliser les effets résistifs non linéaires, nous nous référons à nouveau aux conclusions résumées Figure 21. La résistance R_j est remplacée par une source de courant I_j. Un composant de type SDD est utilisé pour définir le courant I_j dans ADS. Il reste à déterminer l'expression du courant I_j en fonction des différentes variables du circuit. Pour cela, nous nous basons sur l'expression *(E 12)* du courant statique généré par une jonction PN en fonction de la tension inverse appliquée à ses bornes.

D'après les résultats du Tableau 3, les effets résistifs dépendent de la tension appliquée aux bornes de la photodiode mais aussi de la puissance optique incidente. Pour décrire l'influence de la puissance optique sur les effets résistifs à partir de *(E 12)*, nous utilisons le même modèle que pour

les effets capacitifs. La tension V_r est remplacée par une fonction linéaire de V_r et de la puissance optique incidente P_0, i. e. V_r par V_r - αP_0

D'où, pour tout instant t :

$$I_j(t) = -I_s\left(e^{-(V_r(t)-\alpha.P_0)/V_b} - 1\right) \quad \text{où } V_b = 25 \text{ mV} \qquad (E\ 50)$$

Les valeurs des paramètres I_s et α restent à déterminer. Pour commencer, nous prendrons :

- I_s = 5,6 nA
- $\alpha = V_0'' = 150$ V/W.

La valeur de I_s choisie correspond à la valeur du courant d'obscurité de la photodiode caractérisé par le constructeur (cf. Annexe 1). Pour α, nous avons choisi de considérer en première approximation, qu'il était égal au coefficient V_0'' caractéristique de l'influence de P_0 sur la capacité de jonction. Le schéma équivalent de la photodiode finalement utilisé sous ADS est représenté sur la Figure 43.

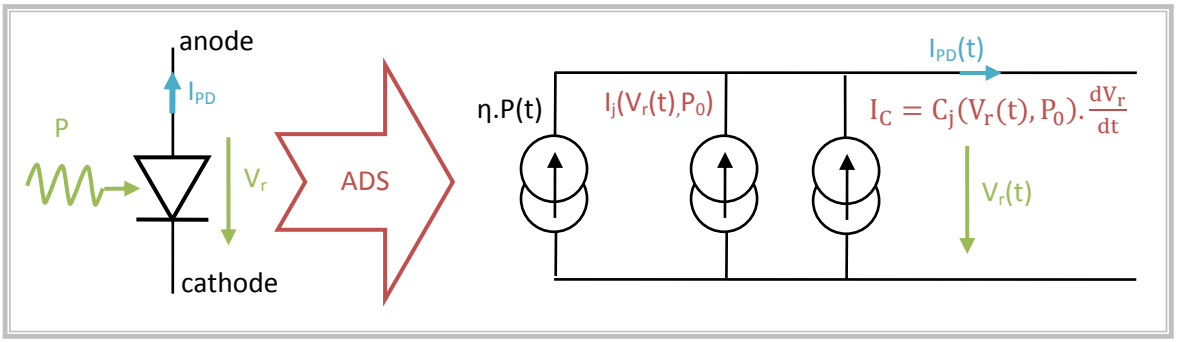


Figure 43 : Schéma équivalent utilisé sous ADS pour modéliser le comportement non-linéaire de la photodiode

IV.2.2 Modélisation sous ADS du montage expérimental et conditions d'excitations

a) Schéma équivalent du boitier

La ligne d'accès de la Figure 25 a un impact négligeable sur la génération d'IMD au sein de la photodiode. Nous ne l'intégrons pas dans le schéma équivalent du boitier pour les simulations des IMD générés par la photodiode. Pour modéliser le boitier, nous utilisons le schéma équivalent fourni par le constructeur U2T et donné sur la Figure 44.

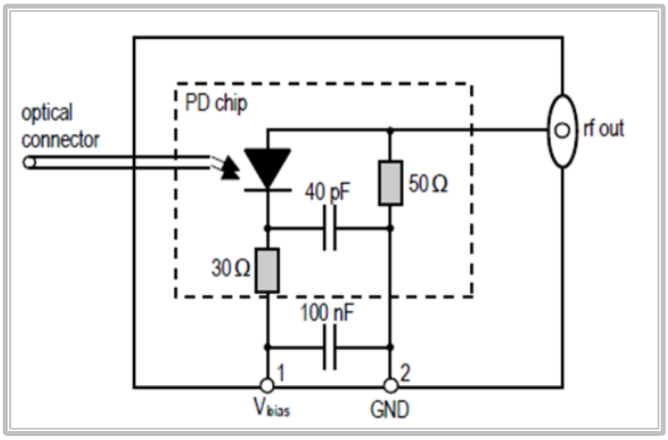


Figure 44 : Schéma équivalent du boitier fourni par le constructeur U2T (Annexe 1)

b) Montage expérimental

Le problème majeur lors de la simulation de systèmes opto-microondes est l'écart entre la fréquence de la porteuse optique et celle de la porteuse microonde. S'il faut modéliser la porteuse optique le

signal microonde est fortement sur-échantillonné, ce qui entraîne une augmentation conséquente du temps de calcul.

Dans notre cas, nous ne nous intéressons qu'au mélange généré par la photodiode après photo conversion. Nous ne modélisons donc pas sous ADS la génération des tons microondes et leur transport jusqu'à la photodiode. Alors, seule la puissance optique intervient, nous n'avons pas à tenir compte de la phase des ondes optiques.

Pour cela l'onde optique appliquée sur la photodiode n'est représentée sous ADS que par sa puissance, indépendante de la fréquence des porteuses optiques. Trois sources sont utilisées (cf Annexe 2) : deux sources sinusoïdales à f_1 et f_2, de moyenne nulle et d'amplitude P_{opt_OL}, pour générer chacun des deux tons appliqués sur la photodiode et une troisième source continue pour fixer la puissance optique moyenne P_0 appliquée sur la photodiode.

L'analyseur de spectre utilisé pour la mesure des différentes raies générées pas la photodiode est quant à lui modélisé par une résistance de 50 Ohms

c) Conditions d'excitation

Pour pouvoir comparer les résultats obtenus en simulation avec ceux obtenus lors des mesures expérimentales, il faut s'assurer que les conditions d'excitation de la photodiode soient identiques. Lors des mesures, la puissance optique moyenne incidente a été mesurée. Par contre l'amplitude des deux tons n'a été mesurée que via la photodiode. Dans les conditions de la Figure 41, la puissance mesurée en sortie de la photodiode en polarisation nominale à la fréquence des tons vaut :

P_{NOM} = -26,5 dBm

Pour revenir à la puissance P_{opt_OL} des tons optiques, il faut d'abord déterminer le courant généré par la photodiode. En polarisation nominale, la photodiode est polarisée en inverse. R_j tend vers l'infini. Le courant généré est alors débité dans la résistance d'adaptation de la photodiode et la résistance de l'analyseur de spectre de valeur R_C = 50 Ω chacune. La puissance reçue par l'analyseur de spectre vaut alors :

$$P_{NOM}^{W} = R_C.\left(\frac{I_{NOM}^{A}}{2}\right)^2 \quad \text{(E 51)}$$

où : P_{NOM}^{W} est exprimée en watts ; I_{NOM}^{A} est le courant efficace débité par la photodiode, exprimé en ampères.

D'où, en revenant aux dBm :

$$P_{NOM}^{dBm} = 10.\log\left(\frac{P_{NOM}^{W}}{10^{-3}}\right) = 10.\log\left(\frac{R_C}{4}\right) + 30 + 20.\log\left(I_{NOM}^{A}\right) \quad \text{(E 52)}$$

Et, en considérant que la réponse de la photodiode vaut η = 0,6 A/W,

$$I_{NOM}^{A} = \eta.P_{opt_OL}^{W} \quad \text{(E 53)}$$

où $P_{opt_OL}^{W}$ est la puissance des tons optiques, exprimée en watts

D'où finalement, en repassant en dBm :

$$P_{opt_OL}^{dBm} = 10\log\left(\frac{P_{opt_OL}^{W}}{10^{-3}}\right) = \frac{1}{2}P_{NOM}^{dBm} + 15 - 5.\log\left(\frac{R_C}{4}\eta^2\right) \quad \text{(E 54)}$$

L'application numérique nous donne, pour P_{NOM} = -26,5 dBm :

P_{opt_OL} = -1,5 dBm

IV.2.3 Déroulement des simulations

Pour calculer la réponse de la photodiode nous avons utilisé la méthode de l'équilibrage harmonique *(Harmonic balance en anglais)*. Cette méthode est directement utilisable sous ADS et permet de calculer la réponse de circuits non-linéaires à une excitation périodique.

a) Principe de l'équilibrage harmonique

L'utilisation de la transformée de Fourrier facilite la détermination de la réponse des systèmes linéaires. Elle ne peut cependant pas être appliquée aux systèmes non-linéaires. Pour décrire ces derniers, nous devons rester dans le domaine temporel. L'idée de l'équilibrage harmonique est d'utiliser l'avantage de la représentation fréquentielle pour les systèmes linéaires tout en conservant une représentation temporelle des systèmes non linéaires [Gass05] [Nakh76].

Le système est alors découpé en sous-systèmes linéaires et non linéaires. La réponse des systèmes linéaires et déterminée dans le domaine fréquentiel tandis que celle des systèmes non-linéaires l'est dans le domaine temporel. La réponse globale du système est obtenue par itération. A l'interface entre deux sous-systèmes on compare, en revenant dans le domaine fréquentiel à l'aide d'une transformée de Fourrier, les signaux issus des deux sous-systèmes. Les composantes fréquentielles sont ajustées de façon à ce qu'à chaque nœud, la somme des courants arrivant soit nulle.

b) Paramètres utilisés

Avant de démarrer le calcul, les nombre N_1 et N_2 d'harmoniques de chaque ton et l'ordre maximal N_{mix} des produits d'intermodulation à considérer doit être précisé. Plus ces nombres sont importants, plus les temps de calcul vont être élevés. Par contre, si ces nombres sont trop faibles, le passage entre les domaines temporel et fréquentiel risque d'être trop imprécis. Un compromis est donc à faire entre temps de calcul et fiabilité.

Lors de l'étude des produits d'intermodulation d'ordre 3, les tons appliqués restent de faible amplitude de façon à n'exciter que les IMD3 et pas les produits d'intermodulation d'ordres supérieurs qui pourraient se retrouver à la même fréquence que les IMD3. L'IMD3 ne faisant intervenir que des harmoniques de rang 1 et 2, nous pourrions nous arrêter lors des simulations sous ADS à $N_1 = N_2 = 2$ et $N_{mix} = 3$. Par précaution, nous considérons un ordre supplémentaire, soit :

- $N_1 = N_2 = 3$,
- $N_{mix} = 5$.

Cela permet d'observer, s'il y a lieu, la saturation de l'IMD3 et la présence d'IMD5. Pour s'assurer que les valeurs de N_1, N_2 et N_{mix} choisies sont suffisante, nous avons de plus comparé les résultats obtenus avec les valeurs précédentes de N_1, N_2 et N_{mix} et les résultats obtenus en augmentant uniquement les valeurs de N_1, N_2 et N_{mix} à respectivement 5, 5 et 7, les autres paramètres de la simulation restant inchangés. Les résultats étant identiques pour les fondamentaux et les IMD3 générés, nous conservons les premières valeurs de N_1, N_2 et $N_{mix.}$

IV.2.4 Résultats des simulations

a) Influence des effets capacitifs

L'objectif de ce paragraphe IV est de caractériser les effets résistifs non linéaires, les effets capacitifs ayant déjà été caractérisés au paragraphe III. Il faut donc tout d'abord s'assurer que les effets

capacitifs sont négligeables devant les effets résistifs pour l'étude des IMD3 générés aux fréquences considérées :

- f_1 = 10 GHz,
- f_2 = 11 GHz.

Pour cela, nous avons simulés l'IMD généré par la photodiode pour trois modèles différents de la photodiode. Les résultats obtenus pour P_0 = 9,3 mW et P_{opt_OL} = 0 dBm sont donnés sur la Figure 45. Tout d'abord, les non-linéarités de la photodiode ne sont modélisées que par ses effets résistifs (en bleu sur la Figure 45). La capacité de jonction est retirée du schéma équivalent de la photodiode. Ensuite, les non-linéarités ne sont modélisées que par les effets capacitifs (en rouge sur la Figure 45). La source de courant I_j est retirée du schéma équivalent de la photodiode. Finalement, la photodiode est modélisée par son schéma équivalent complet (en vert sur la Figure 45). Les deux effets non-linéaires sont couplés, comme lors des mesures expérimentales.

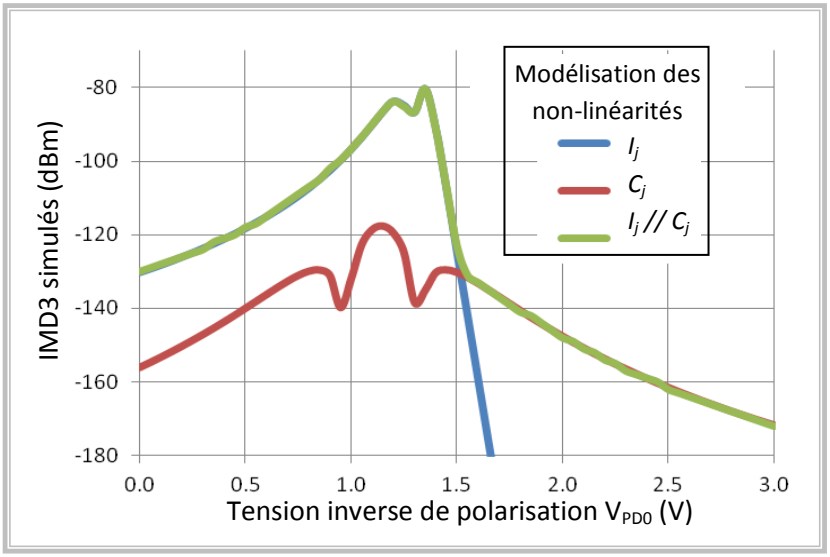


Figure 45 : IMD3 simulés en ne tenant compte que des effets résisitifs (bleu), que des effets capactifs (rouge) ou de ces deux effets couplés (vert), pour P_0 = 9,3 mW et P_{optOL} = 0 dBm

Pour V_{PD0} < 1,5 V, les courbes d'IMD correspondant à la modélisation de la photodiode par la source I_j seule (en bleu sur la Figure 45) ou par la source I_j en parallèle avec C_j (en vert sur la Figure 45) sont superposées. La courbe correspondant à C_j seule (en rouge sur la Figure 45) reste bien en dessous des deux autres courbes. Les mêmes constatations peuvent être faites pour les deux autres valeurs de la puissance optique moyenne P_0 considérées lors des mesures expérimentales. Les effets résistifs sont donc bien prédominants lors de la génération de produits d'intermodulation d'ordre 3 pour la photodiode et les fréquences considérées.

b) Paramètres caractéristiques des effets résistifs

L'expression *(E 50)* traduisant les effets résistifs dépend de deux paramètres : α et I_s. Avant d'optimiser la valeur de ces paramètres pour que les résultats de simulation se rapprochent des résultats expérimentaux, regardons leur impact sur l'IMD3 généré.

Sur la Figure 46 sont tracés les résultats obtenus en simulation pour I_s = 5,6 nA et les trois valeurs de la puissance optique moyenne P_0 considérées lors des relevés expérimentaux. Afin d'étudier l'impact de α sur l'IMD généré, les simulations à l'origine des tracés de la Figure 46 ont été conduites pour trois valeurs différentes de α :

- α = 150 V/W,
- α = 100 V/W,
- α = 50 V/W.

Pour toutes les courbes tracées sur la Figure 46, l'amplitude du maximum d'IMD3 reste de l'ordre de -80 dBm. Le paramètre α ne joue que sur l'écartement entre les positions des maxima d'IMD3 correspondant à deux valeurs distinctes de P_0. Pour deux valeurs fixées de P_0, les pics de la courbe IMD3 = $f(V_{PD0})$ se rapprochent lorsque α diminue.

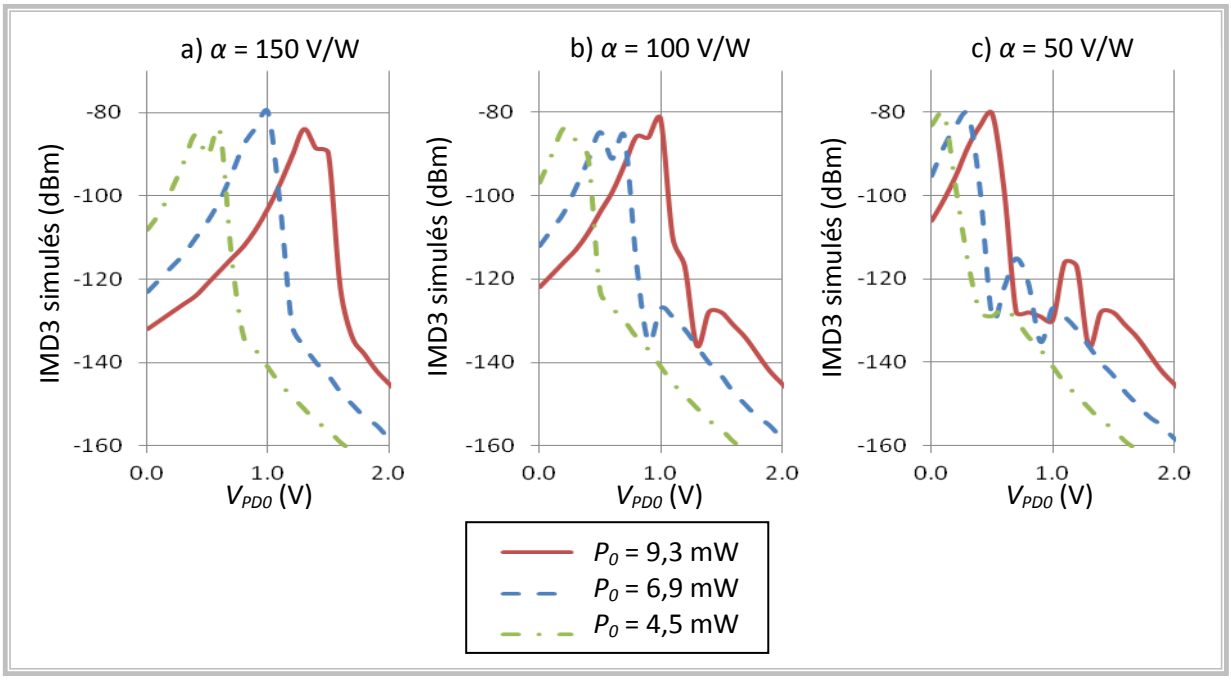


Figure 46 : Influence du paramètre α sur les IMD3 simulés (I_s = 5,6 nA)

Sur la Figure 47 sont tracés les résultats obtenus en simulation pour α = 100 V/W et les trois valeurs de P_0 considérées lors des relevés expérimentaux. Afin d'étudier l'impact de I_s sur l'IMD3 généré, les simulations à l'origine des tracés de la Figure 47 ont été conduites pour trois valeurs différentes de I_s :

- I_s = 0,1 nA,
- I_s = 10 nA,
- I_s = 1 pA.

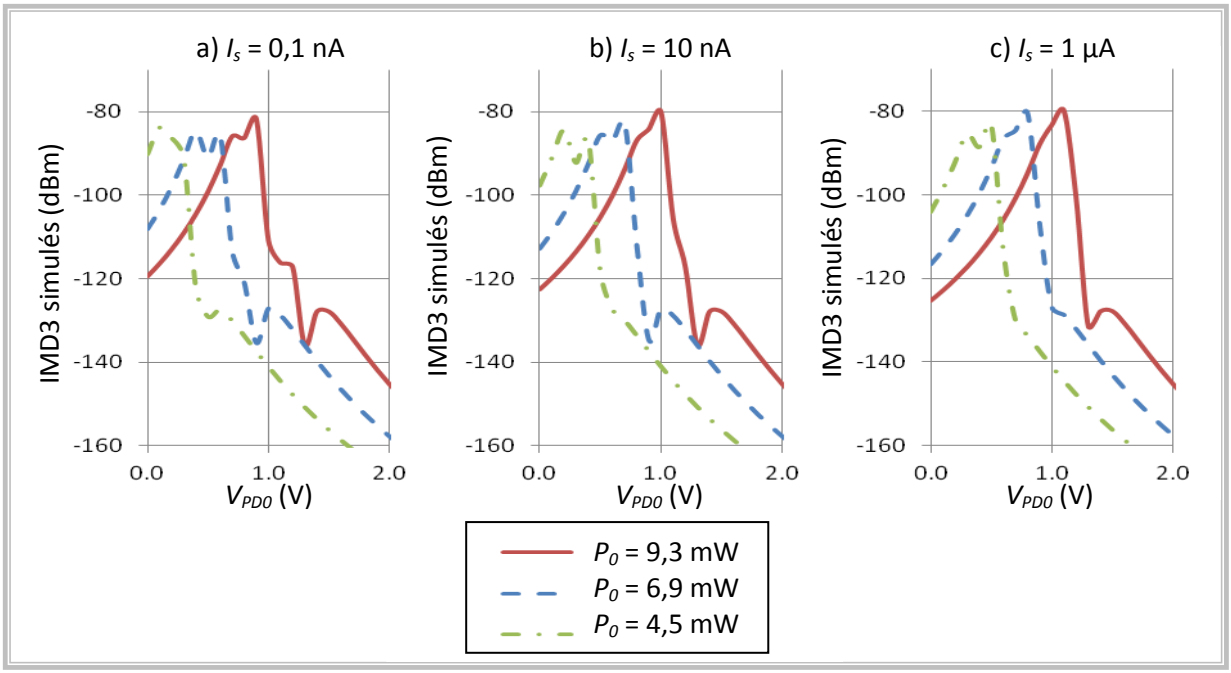


Figure 47 : Influence du paramètre Is sur les IMD3 simulés (α= 100 V/W)

Contrairement au paramètre α, le paramètre I_s n'influe pas sur l'écartement entre les positions de deux maxima d'IMD3 correspondant à deux valeurs de P_0 données. Quand I_s augmente, l'ensemble des courbes correspondant aux différentes valeurs de P_0, est translaté vers des valeurs de V_{PD0} plus élevées. Ainsi, en jouant sur les valeurs de α et I_s, il est possible d'ajuster la position des courbes d'IMD3 pour qu'elles se rapprochent de celles obtenues expérimentalement.

c) Comparaison avec les résultats de mesure, caractérisation des effets résistifs

La Figure 48 présente les résultats obtenus lors des mesures et pour les simulations effectuées avant optimisation des paramètres α et I_s (cas a) et après optimisation de ces paramètres (cas b). Les courbes d'évolution de l'IMD3 avec la tension de polarisation V_{PD0} de la photodiode présentent un maximum d'IMD3. La comparaison des résultats obtenus en mesure et en simulation consiste essentiellement à comparer les valeurs obtenues pour la position V_{max} de ce maximum et pour son amplitude P_{max}.

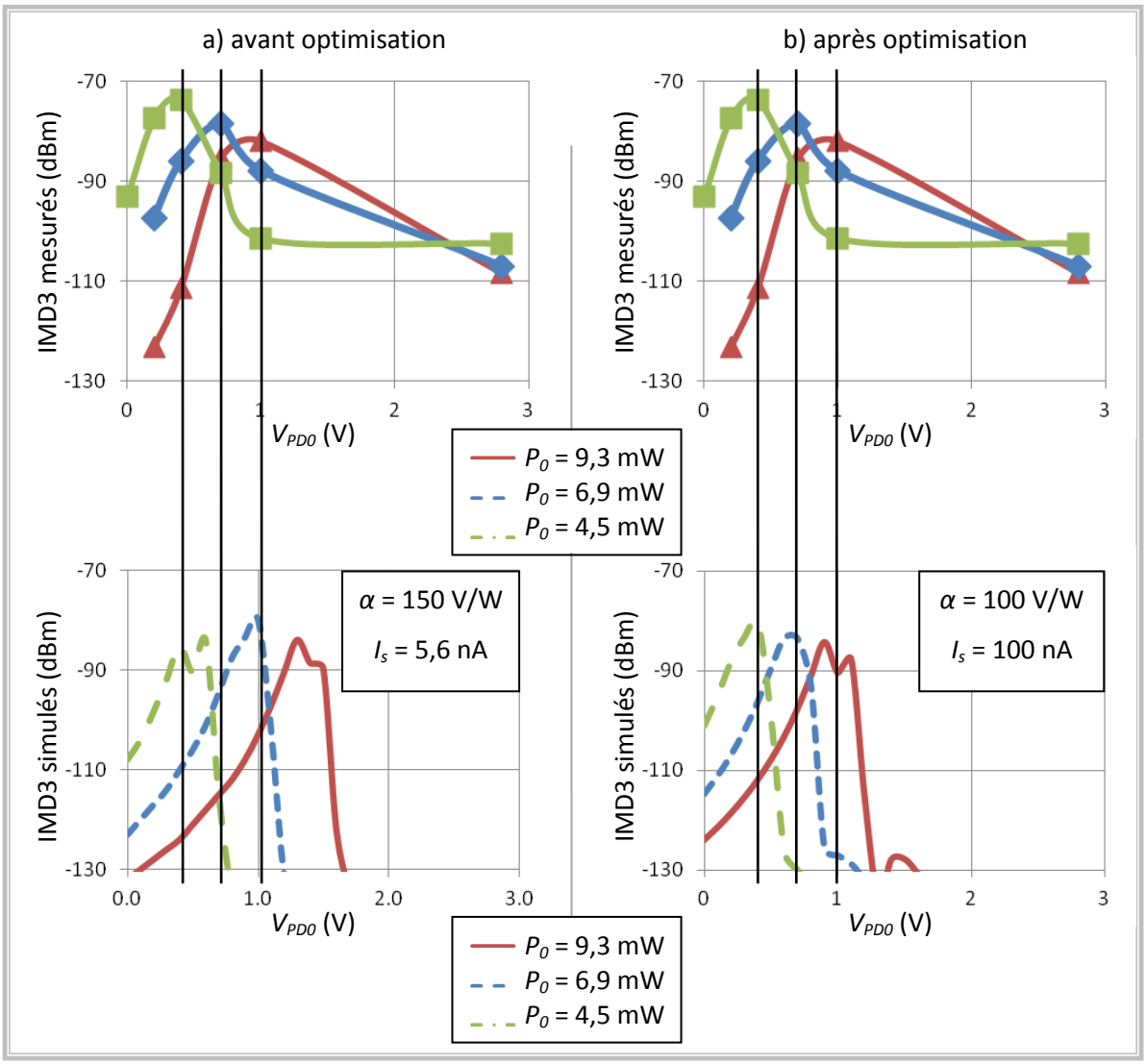


Figure 48 : Optimisation des valeurs des paramètres α et I_s caractéristiques des effets résistifs

Pour toutes les valeurs de α et I_s testées lors des simulations, l'amplitude P_{max} des maxima d'IMD3 obtenus en simulation sont de l'ordre de -80dBm, comme pour les mesures expérimentales. C'est une première validation du modèle utilisé pour le comportement non linéaire de la photodiode. Ce sont bien les effets résistifs que l'on souhaite caractériser qui semblent être à l'origine des IMD3 générés par la photodiode.

L'amplitude P_{max} et la position V_{max} des maxima d'EVM des résultats présentés sur la Figure 48 sont donnés dans le Tableau 6. L'optimisation des paramètres α et I_s a été faite de façon à se rapprocher, en simulation, des V_{max} obtenus lors des mesures expérimentales. On peut constater que pour les trois valeurs de P_0 considérées, les positions V_{max} des maximas obtenus en simulations après optimisation de α et I_s coïncident bien avec celles des mesures expérimentales.

P_0 (mW)	4,5		6,9		9,3	
	V_{max} (V)	P_{max} (dBm)	V_{max} (V)	P_{max} (dBm)	V_{max} (V)	P_{max} (dBm)
Mesures	0,4	-73,8	0,7	-78,6	1	-82,1
Simulations avant optimisation, α = 150 V/W et I_s = 5,6 nA	0,5	-84,1	0,9	-83,5	1,4	-83,9
Simulations après optimisation, α = 100 V/W et I_s 100 nA	0,4	-80,2	0,7	-83,6	1	-84,2

Tableau 6 : Amplitudes P_{max} et positions V_{max} des maxima d'IMD3 obtenus en mesure et en simulation, avant et après optimisation de α et I_s

La comparaison entre les résultats de mesure et ceux issus des simulations a permis de déterminer les paramètres α et *Is* caractéristiques des effets résistifs et définis dans l'équation *(E 50)*. Le comportement non linéaire de la photodiode PIN utilisée durant ce doctorat est alors entièrement caractérisé. Les effets capacitifs ont été caractérisés au paragraphe III et leur loi dévolution est donnée par la relation *(E 49)*. La loi d'évolution des effets non-linéaires résistifs est donnée par :

$$I_j(t) = -I_s\left(e^{-(V_r(t)-\alpha.P_0)/V_b} - 1\right) \quad \text{où :}$$

V_b = 25 mV
α = 100 V/W
I_s = 100 nA
$V_r(t)$ est la tension inverse aux bornes de la jonction
P_0 est la puissance optique moyenne appliqué sur la photodiode

(E 55)

Conclusion

Nous avons tout d'abord considéré de manière générale l'étude des dispositifs non linéaires. Deux approches ont été proposées : l'approche globale grands signaux et l'approche incrémentale petits signaux. Ces deux approches conduisent à deux méthodes de caractérisation des dispositifs non linéaires. L'équivalence entre ces deux caractérisations a été étudiée. Nous avons déterminé les conditions permettant à chaque méthode de caractériser entièrement le système, c'est-à-dire, connaissant les entrées, de prédire les sorties. Nous avons explicité les liens entre ces deux approches : le passage de l'une à l'autre. En particulier comment, utiliser la caractérisation correspondant à une approche pour obtenir un modèle correspondant à la seconde approche.

Nous avons ensuite réalisé une caractérisation incrémentale petits signaux de la photodiode. Une loi d'évolution des paramètres non linéaires (R_j et C_j) du schéma équivalent de la photodiode avec la polarisation a pu être déterminée. Cette caractérisation a finalement été affinée en utilisant des relevés de produits d'intermodulation d'ordre 3 générés par la photodiode. Le modèle et les lois d'évolutions des paramètres obtenus permettent d'expliquer les résultats expérimentaux sans contredire la physique dont est issu le modèle de la photodiode. Le schéma équivalent de la photodiode ainsi que les lois d'évolution des paramètres sont valables quel que soit le régime de fonctionnement de la photodiode.

Chapitre 3 : Mélange optoélectronique par photodiode, application à la réalisation d'un système radio-sur-fibre bidirectionnel fonctionnant à 60 GHz

Introduction

Ce chapitre est divisé en deux parties. Dans la première partie de ce chapitre, le mélange optoélectronique par photodiode est tout d'abord étudié en restant dans un contexte très général à partir de relevés expérimentaux réalisés avec des signaux sinusoïdaux et permettant de caractériser le mélange. Les relevés expérimentaux sont ensuite couplés à des simulations sous ADS permettant d'étudier l'impact respectif des deux effets non-linéaires mis en évidence dans le chapitre précédent, et en particulier l'influence de la polarisation de la photodiode sur les performances du mélange optoélectronique généré.

Une fois que le mélange a été étudié, nous proposons dans la deuxième partie de ce chapitre un système radio-sur-fibre bidirectionnel fonctionnant dans la bande des 60 GHz et basé sur le mélange optoélectronique pour réaliser le lien montant. L'influence de la polarisation de la photodiode sur les performances du système en puissance comme en qualité du signal a été étudiée. Une fois que la polarisation optimale de la photodiode a été déterminée, nous avons évalué dans quelle mesure le système proposé pouvait satisfaire le standard ECMA 387 présenté au I.3 du chapitre 1. Nous avons finalement comparé en fin de ce chapitre les performances du système proposé à celles d'un système similaire où le mélange par photodiode est remplacé par un mélange purement électrique.

I. Étude du mélange optoélectronique par photodiode de deux signaux sinusoïdaux

I.1. Bases du mélange optoélectronique par photodiode, considération des effets résistifs

I.1.1 Principe du mélange et zone de fonctionnement non linéaire

Traditionnellement les photodiodes sont polarisées en inverse de façon à ce que leur réponse ne dépende pas de la tension de polarisation appliquée sur la photodiode. Elles sont alors insensibles à d'éventuelles fluctuations de cette tension de polarisation qui seraient provoquées par la détection de puissance optique moyenne variable. Dans notre cas, nous souhaitons utiliser la photodiode pour mélanger un signal électrique modulant sa tension de polarisation avec un signal optique modulé incident. Pour être utilisée en mélangeur, la réponse de la photodiode doit donc dépendre à la fois de sa tension de polarisation et de la puissance optique reçue.

Les caractéristiques courant-tension d'une photodiode PIN sont tracées sur la Figure 49 pour des puissances optiques incidentes de P_0 = 3 mW, 5 mW, 7 mW et 9 mW. Avec les conventions choisies, pour une tension de polarisation V_{PD0} positive, la photodiode est polarisée en inverse. Pour des tensions inverses assez élevées (V_{PD0} > 0,4V sur la Figure 49), les courbes sont quasi-horizontales. La réponse de la photodiode est indépendante de la tension de polarisation, c'est la zone de fonctionnement linéaire de la photodiode.

A l'inverse, pour des tensions inverses proches de 0 V, le courant généré par la photodiode décroit lorsque V_{PD0} diminue. La réponse de la photodiode dépend alors de la tension appliquée à ses bornes. Si l'on ne s'écarte pas trop de V_{PD0} = 0V, les courbes correspondant aux différentes valeurs de P_0 considérées restent distinctes. La valeur du courant généré par la photodiode dépend alors à la fois de la tension et de la puissance optique appliquées sur la photodiode. C'est dans cette zone de fonctionnement non linéaire que l'on peut espérer générer le mélange des deux signaux appliqués sur la photodiode.

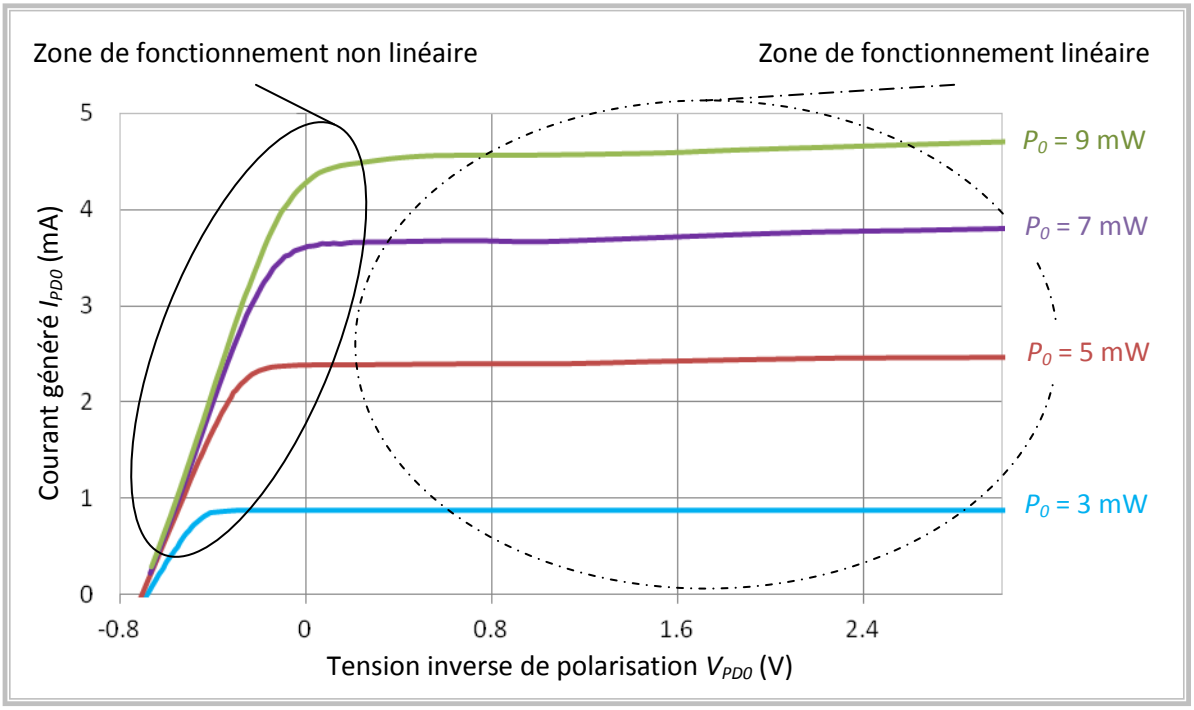


Figure 49: Caractéristiques statiques courant-tension d'une photodiode de type PIN, pour quatre valeurs de la puissance optique moyenne : P_0 = 3 mW, 5 mW, 7 mW et 9 mW

Par contre si l'on s'écarte trop d'une polarisation inverse de la photodiode (V_{PD0} < -0,4 V sur la Figure 49), les courbes correspondant aux différentes valeurs de P_0 se confondent. On perd la dépendance du courant I_{PD} généré avec la puissance optique. Pour un mélange optoélectronique optimal, un compromis est donc nécessaire entre une bonne dépendance du courant I_{PD} avec la puissance optique et une bonne dépendance du courant I_{PD} avec la tension appliquée sur la photodiode.

I.1.2 Définition et utilisation du paramètre de non linéarité *A*

a) Définition du paramètre de non linéarité *A*

Pour déterminer plus précisément le point de fonctionnement de la photodiode permettant un mélange optimal, on utilise un nouveau paramètre caractéristique de la photodiode, le paramètre de non linéarité *A* défini par la relation [Maly05] :

$$A(V_{PD0}, P_0) = R_{PD}(V_{PD0}, P_0) * \frac{\partial R_{PD}}{\partial V_{PD0}} \qquad (E\ 56)$$

où R_{PD} est la responsivité globale de la photodiode, c'est-à-dire le rapport entre le courant I_{PD} généré en sortie de la photodiode et la puissance optique P_0 incidente.

Sur la Figure 50 sont représentées l'évolution avec la tension de polarisation inverse de la responsivité R_{PD} d'une photodiode PIN ainsi que celle du paramètre A calculée déduite du relevé de R_{PD}. Ces résultats ont été obtenus pour une puissance optique moyenne incidente P_0 = 5 mW et la fonction Matlab utilisée pour calculer le paramètre A est donnée à l'Annexe 3.

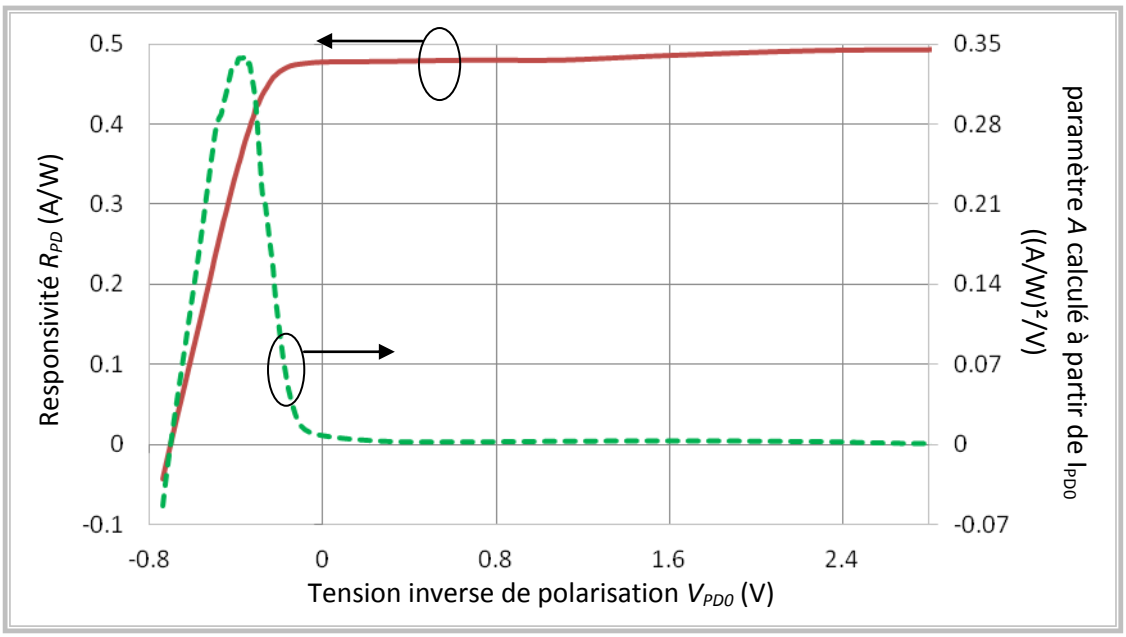


Figure 50 : Evolution de la responsivité R_{PD} et du paramètre A avec la tension inverse de polarisation V_{PD0}, pour une puissance optique incidente de P_0 = 5 mW

La responsivité R_{PD} de la photodiode traduit directement la dépendance du courant généré I_{PD} avec la puissance optique incidente tandis que la dérivée de R_{PD} par rapport à V_{PD0} traduit la dépendance de I_{PD} avec la tension appliquée sur la photodiode. Ainsi, le paramètre A permet de traduire simultanément la dépendance de la réponse de la photodiode avec la puissance optique incidente et la tension de polarisation appliquée à ses bornes. Le paramètre A est nul lorsque la réponse de la photodiode ne dépend que d'un seul des deux signaux appliqués et il a été démontré dans [Maly05] que A est maximal lorsque l'efficacité du mélange optoélectronique est maximale.

b) Relevés expérimentaux

Pour le vérifier, nous avons relevé simultanément le paramètre A et la puissance du mélange généré par une photodiode de type PIN [Paré09]. Le protocole utilisé est schématisé sur la Figure 51. Les mesures ont été réalisées pour une puissance optique moyenne incidente sur la photodiode de P_0 = 5 mW et des signaux appliqués sur le port optique et RF de la photodiode de fréquence respective f_{OL} = 4 GHz et f_{RF} = 3.8 GHz. La fréquence du signal de mélange est : $f_{mix} = f_{OL} - f_{RF}$ = 0,2 GHz. Les relevés obtenus sont donnés sur la Figure 52.

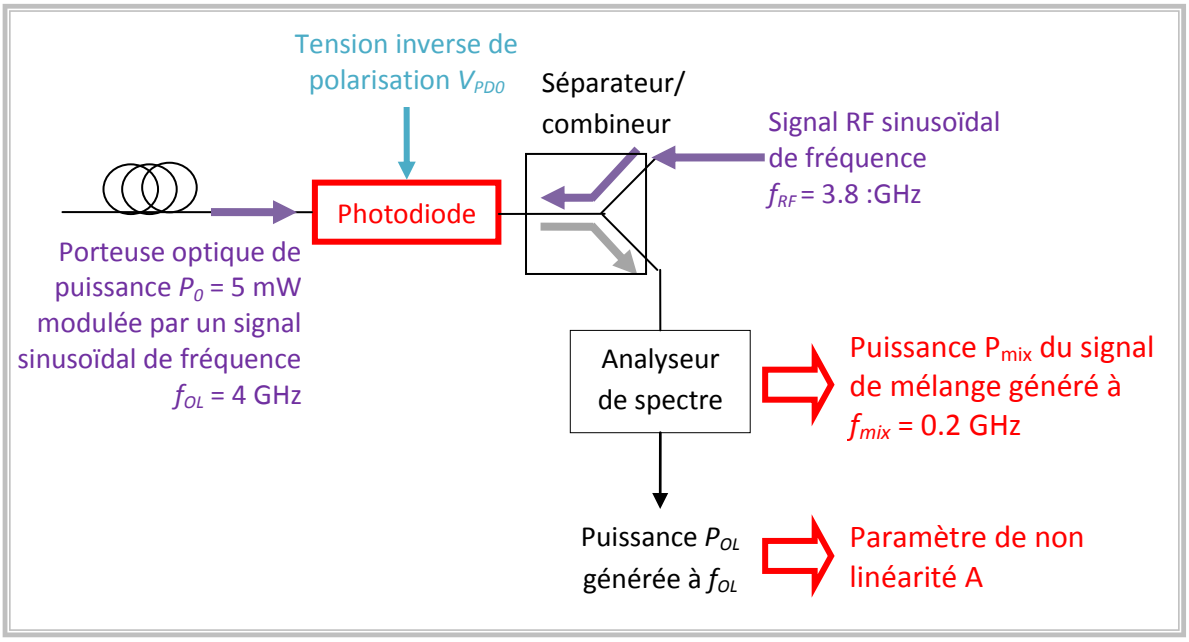


Figure 51 : Montage expérimental utilisé pour comparer l'évolution avec la polarisation de la photodiode, de la puissance P_{mix} de mélange et du paramètre A

Le paramètre *A* a été calculé ici à partir de la caractéristique dynamique de la photodiode, c'est-à-dire du relevé de la puissance P_{OL} générée en sortie de la photodiode à la fréquence f_{OL}. La définition de *A* fait intervenir une dérivée. Or, l'opération de dérivation est assez délicate à réaliser sur des données expérimentales car, elle conduit à amplifier l'effet des fluctuations rapides de la responsivité dues aux incertitudes de mesure. Pour limiter cet effet, la dérivée en un point donnée est calculée à partir des valeurs de P_{OL} déterminée en ce point et en les six points adjacents. La fonction Matlab utilisée est donnée dans l'Annexe 3.

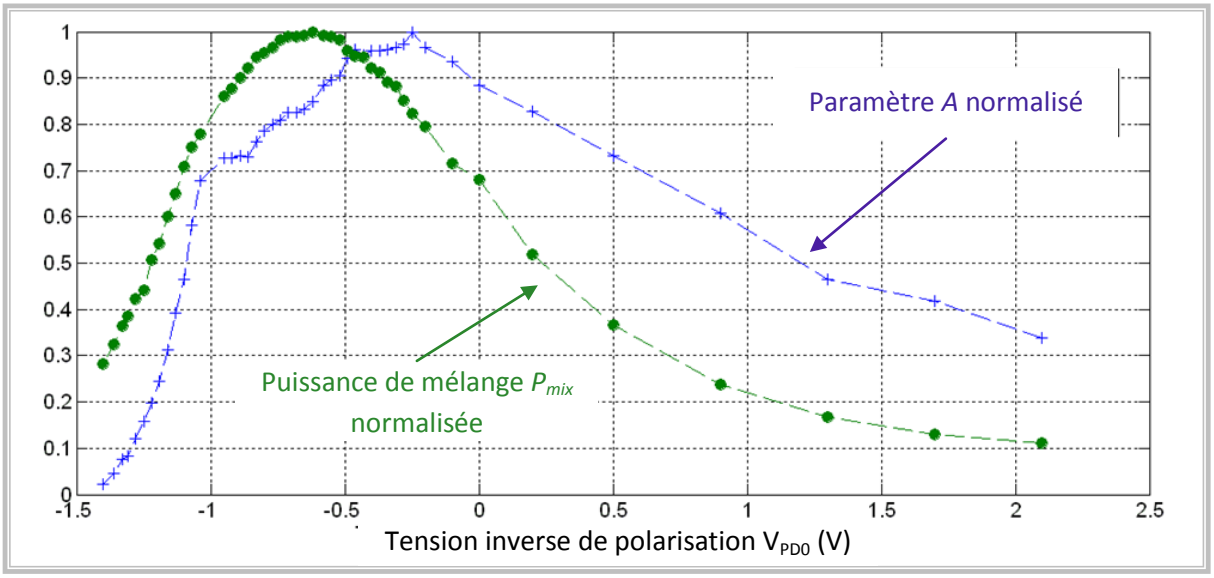


Figure 52 : Évolution avec la tension de polarisation du paramètre de non linéarité A et de la puissance de mélange pour une puissance optique moyenne de 5 mW et des signaux appliqués sur la photodiode de fréquence 3.8 GHz sur l'entrée RF et 4 GHz sur l'entrée optique

Pour faciliter les comparaisons entre l'évolution de *A* et de P_{mix}, ces grandeurs ont été normalisées avant d'être tracées sur la Figure 52 de sorte que leur valeur maximale soit égale à 1. La courbe représentative de *A* ne présente pas de pic bien prononcé. La position du maximum de *A* n'est pas évidente à déterminer. Elle correspond à une tension de polarisation V_{PD0} de l'ordre de -0,4 V. Or,

pour la même puissance optique incidente de 5 mW, le maximum de *A* obtenu à partir des caractéristiques statiques de la Figure 49 était déjà atteint pour V_{PD0} ~ -0,4 V. Les relevés statiques et dynamiques conduisent alors aux mêmes conclusions sur l'optimisation du paramètre *A*. Il est alors possible d'utiliser directement les résultats obtenus en statique.

D'autre part, le maximum de la puissance de mélange est obtenu pour une tension de polarisation de l'ordre de -0,6 V, qui n'est pas très éloignée de la valeur de V_{PD0} permettant de maximiser *A*. L'efficacité maximale du mélange est, comme nous nous y attendions, bien obtenue dans la zone de fonctionnement non linéaire de la photodiode. Elle est très voisine de celle permettant de maximiser *A*. L'utilisation du paramètre *A* pour caractériser le comportement mélangeur de la photodiode est donc tout à fait justifiée pour les puissances et fréquences considérées.

I.2. Relevés expérimentaux à 60 GHz

L'étude précédente a été réalisée avec des signaux de fréquences inférieures à 4GHz, donc de fréquences bien inférieures aux 60 GHz visés dans le cadre de ce travail. Ce choix facilite les mesures car il permet de rester à des fréquences bien inférieures à la fréquence de coupure des dispositifs expérimentaux. Les modulateurs optiques dont nous disposons ont une fréquence de coupure à -3 dB de l'ordre de 30 GHz tandis que notre analyseur de spectre est limité à une bande de fréquence de 40 GHz.

Les relevés expérimentaux à 60 GHz sont un peu plus complexes car ils nécessitent de dépasser les bandes passantes limitées de nos appareils. Pour cela, le signal optique modulé à 60 GHz appliqué sur la photodiode est généré optiquement par auto-hétérodynage en utilisant un modulateur de Mach-Zehnder en régime de fonctionnement non linéaire. Pour mesurer un signal millimétrique généré autour 60 GHz par la photodiode, nous disposons d'une sonde de puissance intégrant toute la puissance reçue dans la bande V (de 50 GHz à 75 GHz).

I.2.1 Génération optique du signal à 60 GHz

a) Montage utilisé

Le système utilisé pour générer le signal optique à 60 GHz est présenté sur la Figure 53. Une diode laser émet un signal optique continu de longueur d'onde de l'ordre de 1550 nm qui est ensuite modulé par un modulateur de Mach-Zehnder (MZM) utilisé au minimum de transmission et sur lequel est appliqué un signal micro-onde de fréquence f_{MZM}. Lorsqu'il est polarisé au minimum de transmission, le modulateur est fortement non linéaire et permet d'obtenir une modulation à double bande latérale avec suppression de la porteuse [Stoh10]. L'écart entre deux raies optiques adjacentes est alors de $2f_{MZM}$ et après photodétection on obtient un signal micro-onde dont la fréquence est le double de celle du signal appliqué sur le modulateur. En appliquant un signal de fréquence de l'ordre de 30 GHz, nous obtenons donc un signal microonde après photodétection de fréquence de l'ordre de 60 GHz. La photodiode est polarisée à sa tension nominale (V_{PD0} = 2,8 V) et fonctionne donc en régime linéaire.

Le modulateur n'étant pas contrôlé en température, sa réponse dépend de la puissance du signal micro-onde appliqué à ses électrodes [Cabo03]. Nous ne pouvons donc pas nous baser sur le relevé de sa caractéristique statique pour déterminer la tension de polarisation V_{MZM0} permettant de se placer exactement au minimum de transmission. Pour fixer la tension de polarisation optimale du

modulateur correspondant à son minimum de transmission, nous devons donc prendre en compte l'effet thermique provenant de l'application du signal microonde.

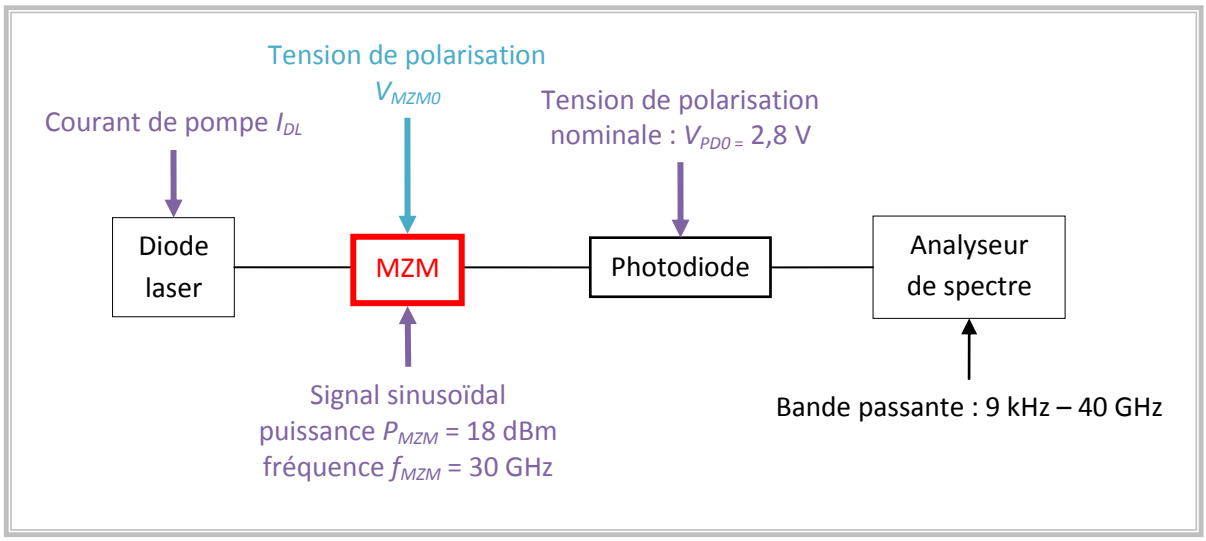


Figure 53 : Génération du signal optique modulé en intensité à 60 GHz

b) Réglage de la polarisation du modulateur de Mach-Zehnder

La sonde de puissance fonctionnant à 60 GHz intègre tout le signal compris entre 50 GHz et 75 GHz. La sensibilité de la sonde disponible au laboratoire est assez mauvaise, de l'ordre de -30 dBm. Pour une fréquence f_{MZM} = 30 GHz ; l'amplitude du signal généré à $2f_{MZM}$ = 60 GHz est trop faible pour qu'on puisse la mesurer avec la sonde. On relève alors à l'analyseur de spectre la raie à f_{MZM} = 30GHz générée par la photodiode et l'on ajuste la valeur de V_{MZM0} pour minimiser l'amplitude de cette raie. En effet, la minimisation de cette raie indique que le minimum ou le maximum de transmission du modulateur est atteint [Maur98]. La mesure de la puissance optique moyenne mesurée en sortie du modulateur *MZM*, lorsque le signal RF est appliqué, permet alors de discriminer le minimum du maximum de transmission.

I.2.2 Dispositif expérimental utilisé pour étudier le mélange

a) Montage utilisé

Le montage utilisé pour réaliser le mélange optoélectronique par photodiode est présenté sur la Figure 54. Le port RF de la photodiode est utilisé à la fois pour injecter le signal millimétrique à convertir et récupérer le produit du mélange optoélectronique. Pour séparer l'entrée et la sortie du mélange, nous utilisons un séparateur/combineur micro-onde de chez Anritsu (modèle *V240 – C*) fonctionnant pour des fréquences allant du continu à 65 GHz et dont les spécifications sont données à l'Annexe 4.

L'utilisation d'un séparateur/combineur plutôt qu'un circulateur permet surtout d'obtenir un mélangeur large bande. En effet, pour notre application, la fréquence f_{mmW} du signal millimétrique à convertir est de l'ordre de 60 GHz tandis que la fréquence f_{mix} du signal issu du mélange est de l'ordre de quelques GHz.

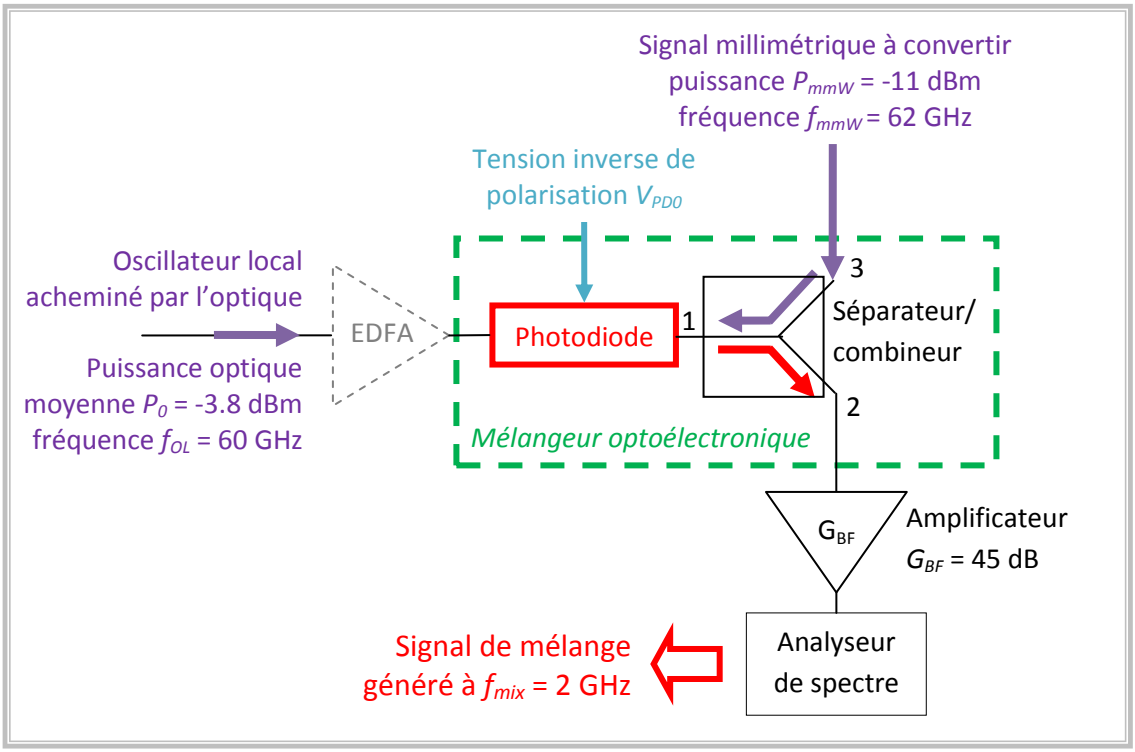


Figure 54 : Dispositif expérimental utilisé pour releverle mélange optoélectonique de deux signaux sinusoïdaux généré par une phodtoidoe

La porteuse optique est modulée à 60 GHz par le système présenté sur la Figure 53. Un amplificateur optique (EDFA) peut être utilisé avant la photodiode pour amplifier le signal optique incident. Un analyseur de spectre électrique permet de relever la puissance P_{mix} du signal de mélange généré par la photodiode à la fréquence $f_{mix} = f_{mmW} - f_{OL}$ =2 GHz et préalablement amplifié par un amplificateur basse fréquence de gain G_{BF} = 45 dB.

b) Conditions d'excitation

La puissance de mélange a été relevée pour une puissance du signal millimétrique appliqué sur le combineur de P_{mmW} = -11 dBm. Deux séries de mesures ont été réalisées. Elles diffèrent par l'utilisation ou non de l'EDFA. La puissance moyenne P_0 du signal optique incident ainsi que la puissance, après photodétection, de l'oscillateur local acheminé par l'optique dépendent de la présence et du gain de l'EDFA. Pour chaque cas, la puissance P_0 a été mesurée avant les mesures de puissance de mélange. Les valeurs obtenues ainsi que l'ensemble des conditions d'excitation correspondant aux deux séries de mesure sont regroupés dans le Tableau 7.

	sans EDFA	avec EDFA
Puissance optique moyenne P_0	0,4 mW -3,8 dBm	9,3 mW 9,7 dBm
Puissance de l'oscillateur local acheminé par l'optique P_{opt_OL}	-7,3 dBm	6,2 dBm
Amplitude du signal millimétrique appliqué sur le séparateur/combineur P_{mmW}	-10,7 dBm	-10,7 dBm

Tableau 7 : Conditions d'excitation

Pour déterminer la puissance de l'oscillateur local acheminé par l'optique jusqu'à la photodiode, nous relevons de plus la puissance générée à f_{OL} en sortie du séparateur/combineur à l'aide de la sonde de puissance en l'absence de signal millimétrique appliqué à l'entrée du séparateur/ combineur. Compte tenu de la mauvaise sensibilité de la sonde, ce relevé ne peut être fait que lorsque l'EDFA est utilisé. Nous obtenons, lorsque la photodiode est polarisée en régime de fonctionnement linéaire (V_{PD0} = 2,8 V), une puissance de -18 dBm à la fréquence f_{OL} en sortie de la photodiode. Les pertes en transmission du séparateur/combineur sont de 7 dB à 60 GHz. La puissance générée à f_{OL} par la photodiode est donc de : P_{NOM} = -11 dBm. En utilisant l'équation *(E 54)* du chapitre 2, nous en déduisons la puissance de l'oscillateur local à 60 GHz appliqué sur la photodiode lors de l'utilisation de l'EDFA : $P_{opt_OL}^{avec} = 6{,}2\ \mathrm{dBm}$

Le gain optique induit par l'utilisation de l'EDFA se déduit des puissances optiques moyennes mesurées avec et sans EDFA. Il est de 13,5 dB. La puissance de l'oscillateur local acheminé par l'optique jusqu'à la photodiode lorsque l'on n'utilise pas l'EDFA vaut alors : $P_{opt_{OL}}^{sans} = -7{,}3\ \mathrm{dBm}$

I.2.3 Caractérisation du mélange

Le processus de mélange réalisé par le dispositif de la Figure 54 peut être modélisé par le synoptique de la Figure 55. Un mélangeur optoélectronique, constitué de l'assemblage de la photodiode et du séparateur/combineur RF, réalise le produit entre le signal millimétrique à convertir et un oscillateur local acheminé par voie optique. La polarisation du mélangeur correspond à celle de la photodiode, c'est à dire au couple (V_{PD0}, P_0) dont dépendait déjà la caractérisation non linéaire de la photodiode réalisée dans le chapitre 2.

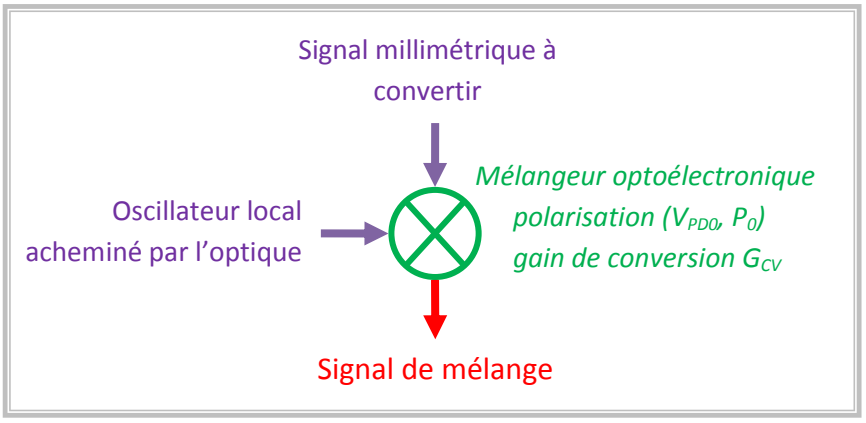


Figure 55 : Synoptique du mélange optoélectronique

a) Influence de la polarisation de la photodiode

Les relevés de l'évolution de la puissance de mélange avec la tension inverse de polarisation de la photodiode sont donnés sur la Figure 56. Les deux relevés diffèrent par l'utilisation ou non de l'EDFA à l'entrée de la photodiode. L'EDFA amplifie à la fois la puissance de l'oscillateur local à f_{OL} appliqué sur la photodiode et la puissance optique moyenne et donc modifie la polarisation de la photodiode.

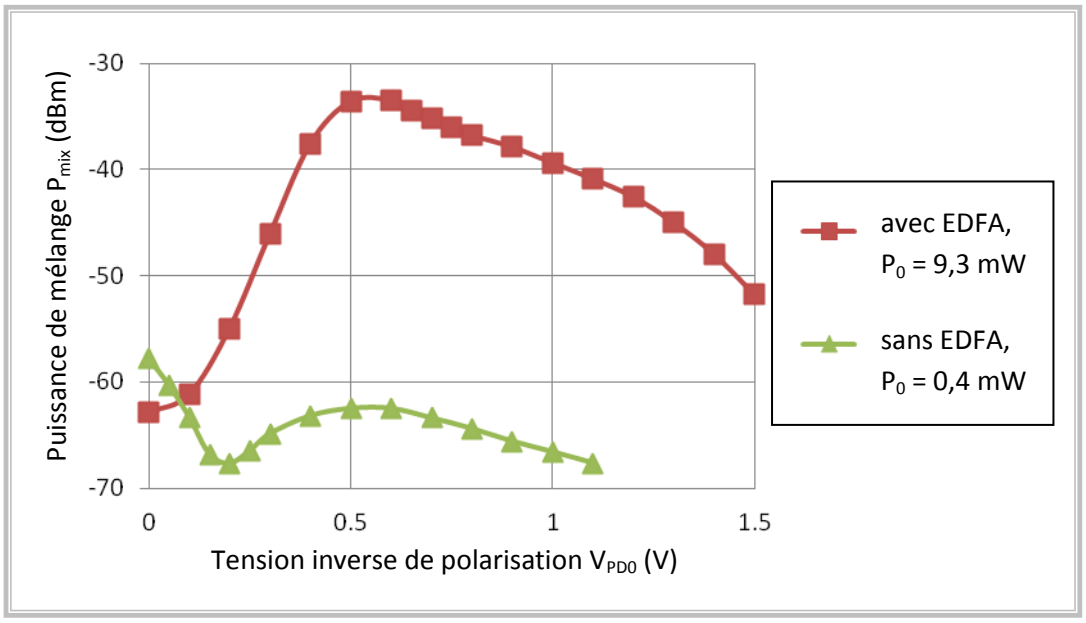


Figure 56 : Evolution de la puissance de mélange avec la tension de polarisation de la photodiode, pour des signaux incidents de fréquence 60 GHz et 62 GHz et des puissances optiques moyenne de 9,3 mW et 0,4 mW

La courbe obtenue sans EDFA présente deux maxima. Le premier pour V_{PD0} = 0 V et le second vers V_{PD0} = 0,6 V. D'après le constructeur, la photodiode dont nous disposons ne tolère pas d'être polarisée en direct. Nous ne pouvons donc pas tester sa réponse en mélangeur pour des tensions V_{PD0} négatives mais compte tenu des relevés obtenus, nous pouvons supposer que l'on obtiendrait un nouvel optimum de mélange pour une tension V_{PD0} négative.

Pour les mesures réalisées avec EDFA, la puissance P_{mix} du signal de mélange généré est supérieure à celle mesurée sans EDFA, ce qui s'explique en partie par l'amplification du signal d'oscillateur local appliqué sur le port optique de la photodiode. L'efficacité de mélange est maximale en V_{PD0} = 0,5 V. Même s'il n'apparait pas clairement de seconde valeur de V_{PD0} permettant de maximiser l'efficacité de mélange, le point d'inflexion de la courbe vers V_{PD0} = 0,8 V laisse supposer que l'on aurait encore deux maxima qui tendraient à se confondre, comme représenté sur la Figure 57.

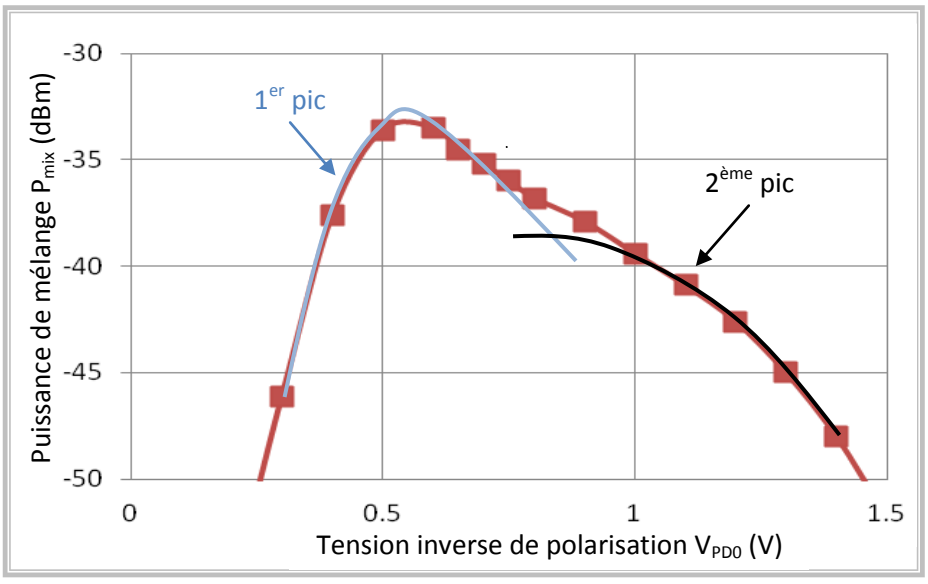


Figure 57 : Evolution de la puissance de mélange avec la tension de polarisation de la photodiode pour les mesure réalisées avec l'EDFA, visualisation des deux pics de mélange

Nous avons vu dans le chapitre 2 que les caractéristiques de la photodiode dépendent de sa tension de polarisation V_{PD0} mais aussi de la puissance optique moyenne incidente P_0. C'est à nouveau le cas pour le mélange. La courbe P_{mix} fonction de V_{PD0} est décalée dans le sens des V_{PD0} croissants lorsque P_0 augmente. Ce qui permet d'obtenir une bonne efficacité de mélange pour des valeurs de V_{PD0} positives et donc de rester dans les conditions de fonctionnement préconisées par le constructeur.

b) Performances du mélangeur optoélectronique

L'efficacité du mélangeur optoélectronique peut être quantifiée par la valeur de son gain de conversion, défini par :

$$G_{CV} = \frac{P_{mix}}{P_{mmw}} \qquad \textit{(E 57)}$$

où P_{mix} est la puissance du signal de mélange généré en sortie du séparateur/combineur,

P_{mmW} est la puissance du signal millimétrique injecté en entrée du .séparateur/combineur.

Pour ne pas tenir compte des pertes d'insertion du séparateur/combineur, on définit le gain de conversion uniquement de la photodiode, qui fait intervenir les signaux appliqués et générés directement sur le port RF de la photodiode :

$$G_{CV}^{PD} = \frac{P_{mix}^{PD}}{P_{mmW}^{PD}} \qquad \textit{(E 58)}$$

où P_{mix}^{PD} est la puissance du signal de mélange généré en sortie de la photodiode,

P_{mmW}^{PD} est la puissance du signal millimétrique injecté en entrée de la photodiode.

Le Tableau 8 regroupe, pour chaque série de mesures, les valeurs maximales P_{maxMix} de la puissance de mélange générée en sortie du séparateur/combineur, la valeur V_{maxMix} de V_{PD0} correspondante, ainsi que le gain de conversion G_{CV} correspondant de l'ensemble {photodiode + séparateur/combineur} et celui G_{CV}^{PD} de la photodiode seule.

	sans EDFA	avec EDFA
Tension de polarisation optimale pour le mélange V_{maxMix}	0 V	0,5 V
Puissance de mélange maximale relevée P_{maxMix}	-103 dBm	-81 dBm
Gain de conversion maximal G_{CV} de l'ensemble {photodiode + séparateur/combineur}	-92 dB	-70 dB
Gain de conversion maximal G_{CV}^{PD} de la photodiode uniquement	-88 dB	-56 dB

Tableau 8 : Caractérisation du mélangeur optoélectronique

L'amplificateur optique présente un gain de 13,5 dB, ce qui revient à une amplification de 27 dB dans le domaine électrique. On s'attend donc à ce que le gain de conversion du mélangeur soit augmenté d'au moins 27 dB par l'utilisation de l'EDFA. Expérimentalement, nous obtenons une amélioration de 32 dB (Tableau 8). Cependant il est probable que, pour les mesures réalisées sans EDFA, l'efficacité de mélange soit maximale pour une valeur de V_{PD0} négative. La valeur du gain de conversion donnée

dans le Tableau 8 n'est donc pas sa valeur maximale. Cela explique l'écart constaté entre le gain sur l'oscillateur local (correspondant à celui de l'EDFA) et celui sur le gain de conversion du mélangeur.

I.3. Simulations du mélange optoélectronique sous ADS

L'apparition de deux maxima de mélange alors que l'étude du paramètre *A* détaillée dans le paragraphe I.1.2 n'en prédit qu'un seul est due à la montée en fréquence des signaux utilisés. En effet, la modélisation du mélange à l'aide du paramètre *A* assimile la photodiode à une source de courant commandée par sa polarisation. L'utilisation du paramètre *A* ne tient compte que des effets résistifs non linéaires et ne permet pas de modéliser le processus de mélange dus aux effets capacitifs non linéaires.

Cette modélisation n'est donc valable que lorsque l'on reste à des fréquences bien inférieures à la fréquence de coupure de la photodiode où les effets capacitifs sont négligeables devant les effets résistifs. Pour évaluer l'impact respectif de ces deux effets sur le mélange optoélectronique réalisé par la photodiode, nous avons effectué des simulations sous ADS qui permettent de découpler artificiellement ces deux effets.

I.3.1 Première étude de l'influence des effets capacitifs

Des premières simulations ont été réalisées pour étudier l'impact des effets capactifs sur le mélange lorsqu'on se rapproche de la fréquence de coupure de la photodiode [Paré11]. Ces simulations ont été effectuées avant la caractérisation non linéaire et large bande de la photodiode décrite au chapitre 2. Elles utilisent un modèle simplifié de la photodiode ne reprenant pas les expressions de I_j et C_j déterminée au chapitre 2 mais permettent tout de même une étude qualitative de l'impact des deux effets non linéaires sur le mélange généré par la photodiode.

a) Modélisation sous ADS

L'ensemble du schéma utilisé pour modéliser sous ADS le dispositif expérimental de la Figure 54 est donné sur l'Annexe 5. Le séparateur/combineur est modélisé par un séparateur/combineur idéal avec des pertes d'insertion de 3 dB sur chacun de ses bras et une isolation infinie entre ses deux bras. Comme lors de l'étude des produits d'intermodulation d'ordre 3 au chapitre 2, la photodiode est modélisée par le schéma équivalent de la Figure 43 associé au schéma équivalent de son boitier fourni par le constructeur et repris sur la Figure 44.

La dépendance des courants I_j et I_c du schéma de la Figure 43 avec la tension V_r appliquée aux bornes de la jonction traduit les effets non linéaires respectivement résistifs et capacitifs à l'origine du mélange optoélectronique. A nouveau, nous nous référons aux conclusions résumées Figure 21 pour modéliser ces effets non linéaires. Pour les effets résistifs, nous réutilisons directement le modèle de diode à jonction PN idéale disponible dans ADS. Ce modèle ne présente pas d'effet capacitif. Il permet de retranscrire le courant statique généré par une jonction PN et dont l'expression a été donnée en *(E 12)*.

Pour les effets capacitifs, nous nous basons sur l'expression *(E 31)* pour décrire l'évolution de C_j avec la tension V_r appliquée aux bornes de la photodiode. Cette expression n'étant valable qu'en polarisation inverse, nous fixons la valeur de C_j lorsque la tension inverse aux bornes de la jonction devient inférieure au potentiel de jonction V_0. Nous obtenons alors une nouvelle expression du

courant I_c traversant la capacité de jonction de la photodiode, avec une expression de la capacité plus complexe selon la polarisation :

$$I_c(t) = C_j(V_r(t))\frac{dV_r}{dt} \quad (E\ 59)$$

$$C_j(V_r) = \begin{cases} C_0 * \sqrt{\frac{V_0}{V_0+V_r}} \ si\ \ V_0 + V_r > V_b \\ C_0 * \sqrt{V_0/V_b} \ \ sinon \end{cases} \quad (E\ 60)$$

où V_0 = 0,5 V

C_0 = 2,3.10^{-13}F

V_b = 25 mV est la tension de Boltzmann,

V_r est la tension appliquée aux bornes de la photodiode, orientée de façon à ce qu'en polarisation inverse, V_r soit positive.

La valeur de V_0 = 0,5V apparaissant dans l'équation a été choisie arbitrairement. Celle de C_0 = 2,3.10^{-13} F a été choisi de façon à avoir, sous polarisation nominale (V_r = 2.8 V), une fréquence de coupure induite par cette capacité égale à celle de la photodiode mesurée par le constructeur (75 GHz).

Pour simuler la réponse de la photodiode, nous utilisons à nouveau la méthode de l'équilibrage harmonique présentée au paragraphe IV.2.3 a) du chapitre 2. L'amplitude des signaux est par contre bien plus élevée que dans le cas de l'étude des produits d'intermodulation d'ordre 3. Pour que les résultats de simulation soient fiables, nous avons du tenir compte d'un grand nombre d'harmoniques. Nous avons fixés les nombres N_{OL} et N_{mmW} des harmoniques respectivement de l'oscillateur local optique et du signal millimétrique appliqué sur la photodiode, et l'ordre maximal et N_{mix} des produits d'intermodulation considérés à :

N_{OL} = *10*

N_{mmW} = 5,

N_{mix} = 5.

b) Discussion sur les résultats obtenus

Pour évaluer l'impact des effets capacitifs sur le mélange optoélectronique, nous avons simulés la génération du mélange par la photodiode en utilisant 3 configurations différentes pour modéliser les effets non linéaires :

- uniquement la source de courant I_j,
- uniquement la source de courant I_c,
- les deux sources de courant en parallèle.

Sur la Figure 58 sont donnés les résultats obtenus pour un signal RF de fréquence f_{mmW} = 62 GHz et de puissance P_{mmW} = -4 dBm appliqué sur le séparateur/combineur et un signal optique modulé à f_{OL} = 60 GHz, de puissance moyenne P_0 = 10 mW et dont la composante à f_{OL} a pour puissance P_{OL_opt} = 0,15 mW avant photodétection.

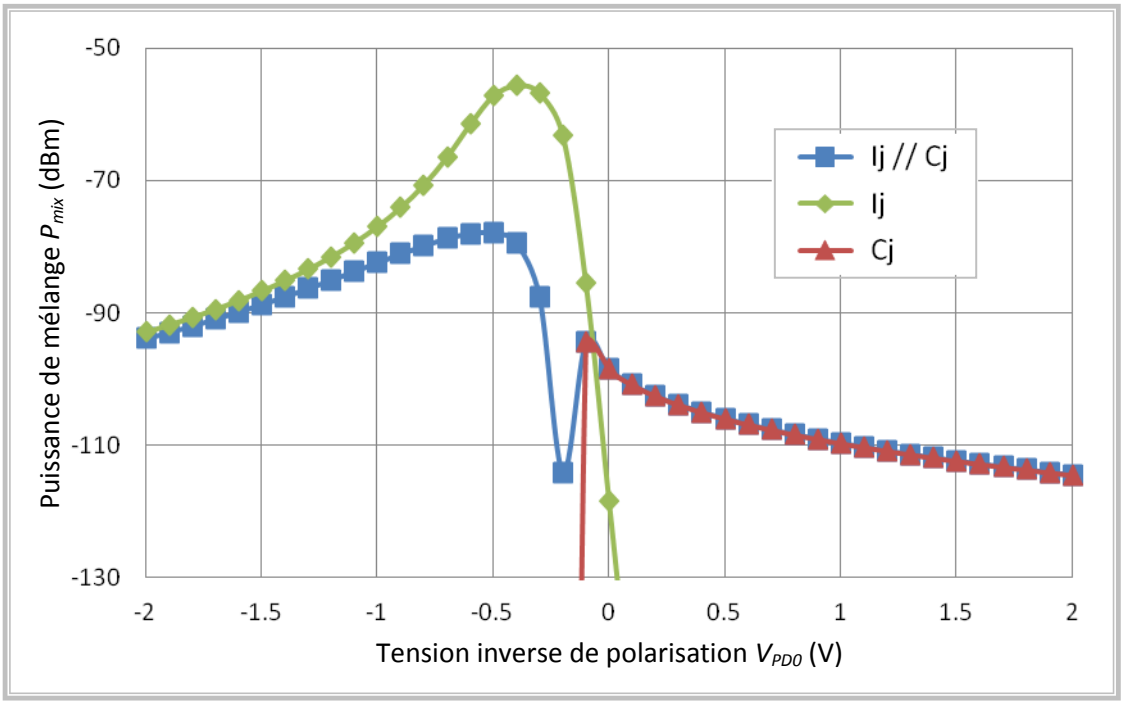


Figure 58 : Évolution de la puissance P_{mix} de mélange avec la tension de polarisation de la photodiode V_{PD0} obteenue par simulation en utilisant un modèle simplifié de la photodiode et en tenant compte des effets résistifs (I_j), des effets capacitifs (C_j) ou des deux (I_j // C_j)

Pour la première configuration (losanges verts sur la Figure 58), les effets non linéaires n'étant modélisés que par I_j, seuls les effets résistifs sont pris en compte. On retrouve l'allure de $P_{mix} = f(V_{PD0})$ que l'on avait obtenue sur la Figure 52 à basse fréquence et qui est prédit par l'étude du paramètre A. En polarisation inverse ($V_{PD0} > 0$), la puissance de mélange tend à s'annuler et l'on obtient un optimum de mélange vers V_{PD0} = - 0,4 V.

A l'inverse, pour la deuxième configuration, les effets non linéaires n'étant modélisés que par C_j pour la deuxième configuration (triangles rouges sur la Figure 58), seuls les effets capacitifs sont pris en compte. P_{mix} s'annule en polarisation directe puisque dans l'expression *(E 60)* utilisée pour décrire les effes capacitifs, C_j reste indépendante de la tension V_r à ses bornes en polarisation directe ($V_r < V_0 - V_b \sim -0,5$ V).

L'association des deux processus est obtenue expérimentalement lorsqu'on se rapproche de la fréquence de coupure de la photodiode et correspond à la troisième configuration utilisée pour modéliser la photodiode (carrés bleus sur la Figure 58). On observe tout d'abord que l'ajout des effets capacitifs conduit à détruire partiellement le mélange généré par les effets résistifs : la valeur maximale de P_{mix} observée sur la Figure 58 passe de - 56 dBm à - 78 dBm. Cela s'explique par le fait que lorsqu'on diminue V_{PD0} pour passer da la zone inverse à la zone où le mélange généré par les effets résistifs est efficace, la valeur de C_j augmente. La fréquence de coupure de la photodiode étant inversement proportionnelle à C_j, celle ci diminue lorsqu'on diminue V_{PD0}. Comme on est proche de la fréquence de coupure, sa diminution conduit à diminuer les performances de la photodiode, que ce soit en photodétection ou en mélange optoélectronique.

On observe d'autre part que les deux processus de mélange étudiés n'ont pas lieu pour les mêmes gammes de V_{PD0}, d'où l'apparition de deux pics distincts sur la puissance de mélange que l'on a déjà observés sur les relevés expérimentaux. Ainsi, à aucun moment, la puissance de mélange générée par les deux processus couplés ne s'annule. L'ajout des effets capacitifs permet donc finalement d'obtenir du mélange par photodiode en polarisation inverse. Bien que les effets capacitifs dégradent

l'efficacité du mélange initialement généré par les effets résistifs, ils permettent de fixer une polarisation de la photodiode en inverse qui offre à la fois la possibilité de générer du mélange optoélectronique de deux signaux incidents et de convertir dans le domaine électrique un signal optique incident.

I.3.2 Utilisation de la caractérisation de la photodiode effectuée au chapitre 2

Les résultats de simulations donnés sur la Figure 58 permettent de comprendre l'allure des relevés expérimentaux de la Figure 56. La modélisation de la photodiode utilisée sous ADS est trop imprécise pour que l'on puisse utiliser ce modèle pour prédire le comportement de la photodiode ou pour réaliser une étude quantitative du mélange par photodiode. De nouvelles simulations ont donc été conduites en utilisant la caractérisation de la photodiode réalisée au chapitre 2 afin de comparer les résultats de simulation avec ceux obtenus expérimentalement.

a) Modélisation sous ADS

Pour ces nouvelles simulations, nous avons utilisé le modèle de photodiode développé dans le chapitre 2. Le schéma et les conventions utilisés sont les même que ceux définis pour la simulation de la génération des produits d'intermodulation d'ordre 3 par la photodiode au paragraphe IV.2.1 du chapitre 2. Ils sont donnés sur les Figures 43 et 44.

L'ensemble du schéma utilisé pour modéliser sous ADS le dispositif expérimental de la Figure 54 est donné sur l'Annexe 6. Le séparateur/combineur est modélisé par un dispositif linéaire 3 ports caractérisé par ses paramètres *S* que nous avons préalablement relevés à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel. Les relevés obtenus sont donnés en Annexe 5. La génération optique de l'oscillateur local à f_{OL} n'est pas modélisée. Le signal optique appliqué sur la photodiode est simplement modélisé par l'association d'une source de courant continue permettant de définir la puissance optique moyenne P_0 et une source de courant alternatif à la fréquence f_{OL} d'amplitude P_{opt_OL} pour l'oscillateur local.

Pour déterminer la réponse de la photodiode, nous utilisons encore la méthode de l'équilibrage harmonique présentée au paragraphe IV.2.3 a) du chapitre 2. Les nombres N_{OL} et N_{mmW} des harmoniques respectivement de l'oscillateur local optique et du signal millimétrique appliqué sur la photodiode, et l'ordre maximal et N_{mix} des produits d'intermodulation sont cette fois-ci fixés à :

$N_{OL} = N_{mmW} = 5$,
$N_{mix} = 7$.

b) Comparaison entre les résultats de mesure et de simulations

Sur la Figure 59 sont représentés les résultats obtenus en utilisant les conditions d'excitation données dans le Tableau 7 pour le cas avec EDFA ainsi que les résultats expérimentaux correspondant de la Figure 56. A nouveau, les simulations ont été conduites en utilisant les 3 configurations décrites au paragraphe I.3.1 b) pour modéliser la photodiode.

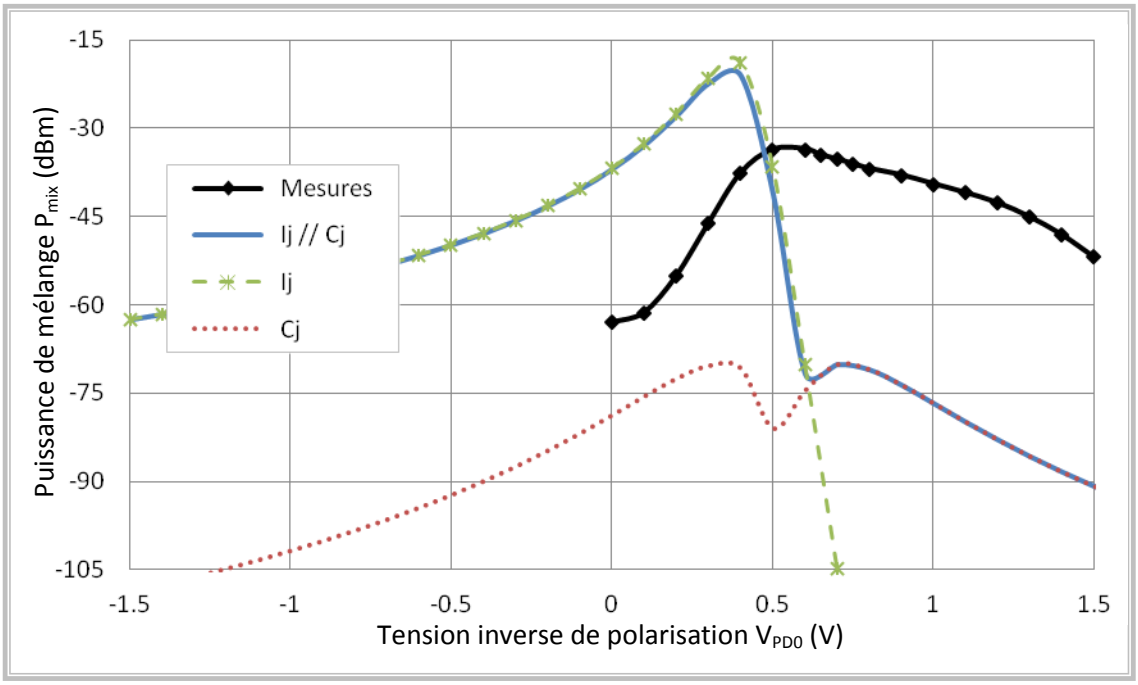


Figure 59 : Evolution de la puissance de mélange P_{mix} obtenue par simulation en utilisant le modèle développé au chapitre 2 et les conditions d'excitation du tableau 7, avec EDFA, et résultats expérimentaux correspondant

Mélange généré par les effets capacitifs

Pour les simulations conduites en ne considérant que les effets capacitifs modélisés par C_j, on remarque tout d'abord que la courbe $P_{mix} = f(V_{PD0})$ est à présent symétrique par rapport à la tension V_{PD0} = 0,5 V alors que lors des premiers résultats de la Figure 58, P_{mix} s'annulait en polarisation directe. Cela s'explique par les choix que nous avons faits pour décrire l'évolution de C_j avec la tension V_r à ses bornes lorsqu'elle est polarisée en direct.

Dans cette zone de polarisation, la capacité est fixée à une valeur donnée constante pour les simulations de la Figure 58 alors qu'elle est décrite par une lorentzienne pour les simulations de la Figure 59. L'évolution de P_{mix} avec V_{PD0} est donc symétrique sur la Figure 59 et lorsqu'on se rapproche du maximum de la lorentzienne (pour V_{PD0} ~ 0,5 V), la capacité varie de moins en moins et P_{mix} diminue.

Comparaison entre simulations et mesures

Normalement, les simulations conduites en considérant les deux processus couplés (I_j // C_j) devraient correspondre aux résultats expérimentaux, ce qui n'est pas évident sur la Figure 59. Tout d'abord, la valeur maximale de P_{mix} obtenue en simulation (- 19 dBm) est bien plus élevée que celle obtenue expérimentalement (- 36 dBm). Ensuite, l'amplitude des variations de P_{mix} obtenue en simulation (~ 70 dB) est bien plus importante que celle obtenue expérimentalement (~ 30 dB).

Ces constatations conduisent à considérer que les effets capacitifs ont été sous-estimés lors des simulations. En effet, en comparant tout d'abord la courbe obtenue en ne considérant que les effets résistifs avec celle obtenue en considérant les deux effets couplés, le mélange généré par les effets résistifs n'est que très légèrement dégradé par les effets capacitifs. Ensuite, le pic généré par les effets capacitifs est d'amplitude (-74 dBm) bien inférieure à celui généré par les effets résistifs (- 19 dBm) alors que pour les résultats expérimentaux, il apparait clairement sur la Figure 57 que ces deux pics ont une amplitude similaire. Augmenter l'impact des effets capacitifs conduirait donc à abaisser l'amplitude du premier pic généré par les effets résistifs et augmenter celle du second pic

généré par les effets capacitifs. Les courbes obtenues expérimentalement et lors des simulations pourraient alors correspondre.

La seule explication que nous ayons sur le fait que les effets capacitifs soient sous-estimés lors des simulations est le fait que la caractérisation de la photodiode a été faite 6 mois avant les relevés expérimentaux de mélange. Entre-temps, la photodiode a été beaucoup utilisée ce qui a peut être dégradé sa réponse, en particulier sa réponse en fréquence, et modifié les effets capacitifs non linéaires.

II. Application à la réalisation d'un système radio-sur-fibre bidirectionnel fonctionnant à 60 GHz

La caractérisation du mélange par photodiode a permis de mesurer des gains de conversions du mélange optoélectronique de l'ordre de - 70 dB mais ne nécessitant pas d'amplification dans le domaine électrique du signal d'oscillateur local millimétrique acheminé par voie optique sur la photodiode comme c'est le cas lors de l'utilisation de mélangeurs millimétriques purement électriques. L'utilisation de la photodiode comme mélangeur optoélectronique pour réaliser le lien montant d'un système radio-sur-fibre comme proposé sur la Figure 9 semble alors être possible et intéressante à mettre en œuvre.

Nous proposons donc un système radio-sur-fibre bidirectionnel fonctionnant à 60 GHz où la photodiode est utilisée à la fois en convertisseur O/E pour le lien descendant et en mélangeur optoélectronique pour le lien montant. Ce système est utilisable pour des applications à duplexage temporel (TDD : *Time Division Duplex*) où les liens montant et descendant ne sont pas utilisés simultanément. Dans ce cas, comme nous l'avons vu au paragraphe I.3.4 du chapitre 1, le standard impose un durée maximale de commutation entre les liens de t_{max} = 2 666 ns [ECMA10].

De plus, l'étude des différents processus non linéaires à l'origine du mélange optoélectronique généré par la photodiode a montré que, lorsqu'on se rapprochait de la fréquence de coupure de la photodiode, il était possible de générer du mélange optoélectronique pour des tensions de polarisation de la photodiode correspondant à un fonctionnement en inverse, i. e. où sa responsivité n'est pas trop dégradée. Nous aurons donc la possibilité de conserver la même polarisation de la photodiode pour les liens montant et descendant, ce qui est très intéressant puisque cela permet de simplifier le système proposé et de limiter les temps de commutation d'un mode à l'autre.

II.1. Description du système proposé

II.1.1 Description globale

Le système proposé est présenté sur la Figure 60. Son architecture est basée sur celle de la Figure 9. Pour le lien montant, la fréquence du signal radio reçu par la station de base est transposée de la bande des 60 GHz à une fréquence intermédiaire f_2 de quelques GHz en utilisant le mélange optoélectronique par photodiode étudié au paragraphe I. Le signal numérique basse fréquence ainsi généré est ensuite transmis vers la station centrale via un lien basse fréquence standard constitué d'un filtre passe bande (*FPB* sur la Figure 60) permettant de sélectionner le signal à transmettre, d'un amplificateur basse fréquence (*AMP* sur la Figure 60), d'une diode laser modulée en direct (*DL* sur la Figure 60) et d'une photodiode basse fréquence (*PD* sur la Figure 60). L'amplificateur, la diode laser

et la photodiode ont une bande passante supérieure à la fréquence intermédiaire qui est de quelques GHz.

Pour le lien descendant, les données numériques à transmettre sont initialement reçues par la station centrale à la fréquence intermédiaire f_2. La transposition de ces données dans la bande des 60 GHz se fait optiquement dans la station centrale. Le même système est utilisé pour générer l'oscillateur local nécessaire au mélange optoélectronique dans le cas du lien montant. La photodiode (*PD NL* sur la Figure 60) utilisée pour réaliser le mélange optoélectronique dans le cas du lien montant sert simplement de convertisseur O/E dans le cas du lien descendant.

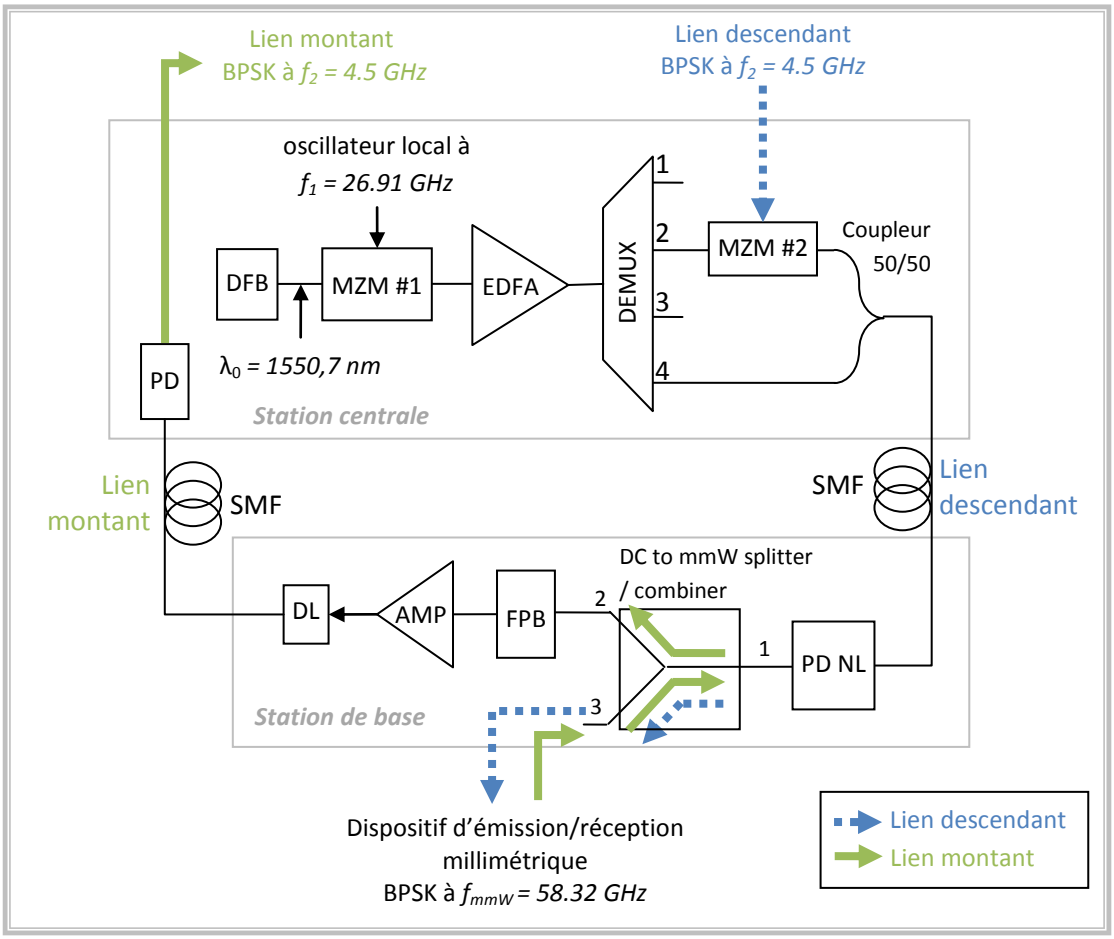


Figure 60 : Système proposé pour la réalisation d'une liaison radio-sur-fibre millimétrique bidirectionnelle utilisant le mélange optoélectronique par photodiode

II.1.2 Génération optique du signal millimétrique au sein de la station centrale

a) Cas du lien descendant

La solution choisie pour transposer les données dans la bande des 60 GHz lors de la réalisation du lien descendant a été proposée et étudiée par Tong SHAO dans le cadre de sa thèse de doctorat à l'IMEP-LAHC (*Institut de Microélectronique, Electromagnétisme et Photonique et LAboratoire d'Hyperfréquences et de Caractérisation*) [Shao12b]. Le synoptique de cette solution est schématisé sur la Figure 61 en utilisant les notations de la Figure 60 pour nommer les composants utilisés pour chaque fonction. Le processus se décompose en deux étapes principales : la génération optique de la porteuse millimétrique puis la modulation de cette porteuse par les données numériques à transmettre.

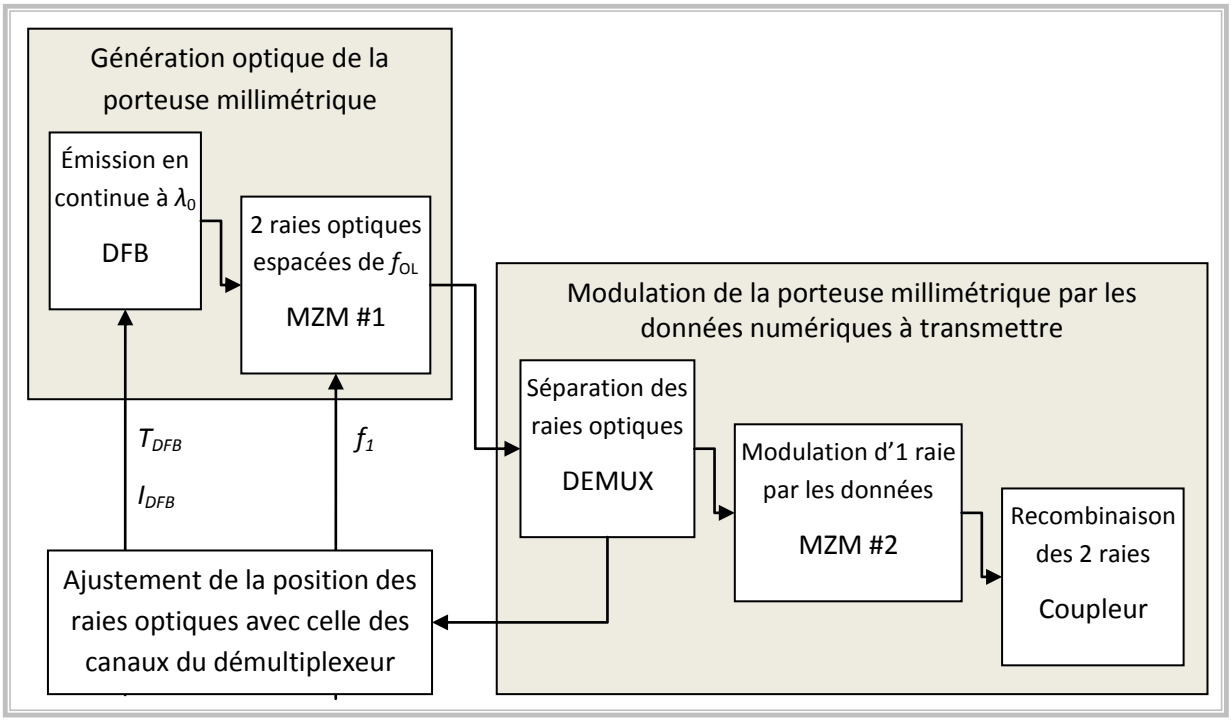


Figure 61 : Synoptique de la solution utilisée pour la génération optique du signal millimétrique

La porteuse millimétrique est tout d'abord générée optiquement par auto-hétérodynage comme présenté dans le paragraphe I.2.1. Une diode laser monomode de type DFB (*distributed feedback*) (*DFB* sur la Figure 60) génère une onde optique continue de longueur d'onde λ_0 = 1550,7 nm. Un modulateur de Mach Zehnder (*MZM #1* sur la Figure 60) polarisé au minimum de transmission et sur lequel est appliqué un signal sinusoïdal de fréquence f_1 est utilisé pour générer deux raies spectrales espacées de $f_{OL} = 2f_1$ de l'ordre de 50 GHz.

Une seule des deux raies spectrales est ensuite modulée par les données numériques [Naka06]. Un démultiplexeur optique (*DEMUX* sur la Figure 60) permet de séparer les deux raies générées par le *MZM #1*. La première sortie du démultiplexeur (sortie 2 sur la Figure 60) est modulée en intensité par les données numériques centrée à la fréquence intermédiaire f_2 à l'aide du second modulateur de Mach Zehnder (*MZM #2* sur la sur la Figure 60) utilisé en régime linéaire. Les deux signaux optiques sont finalement recombinés à l'aide d'un coupleur optique 50/50 avant d'être envoyés vers la station de base où est généré le signal millimétrique par battement des raies optiques sur la photodiode (*PD NL* sur la Figure 60).

L'utilisation du démultiplexeur nécessite d'ajuster la fréquence des raies optiques générées par le *MZM #1* avec les fréquences centrales des canaux du démultiplexeur. Le démultiplexeur utilisé répartit le signal incident en quatre canaux espacés entre eux de 25 GHz. La fréquence f_1 de l'oscillateur local appliqué sur le *MZM #1* est donc fixé à $f_1 \sim 25$ GHz afin d'obtenir un espacement entre les raies de $f_{OL} = 2f_1$ de l'ordre de 50 GHz. Ensuite, nous ajustons la fréquence absolue des raies avec celles des sorties 2 et 4 du démultiplexeur en jouant sur la température T_{DFB} et le courant de pompe I_{DFB} de la diode laser (cela règle précisément sa longueur d'onde d'émission λ_0 [Agra95]).

b) Cas du lien montant

Pour le lien montant, la génération de l'oscillateur local à 60 GHz est basée elle aussi sur le synoptique de la Figure 61. La seule différence avec le lien descendant porte sur l'utilisation du *MZM #*2. Puisque l'on ne transmet plus de données depuis la station centrale, aucun signal n'est appliqué

sur le port RF du *MZM #2*. Il s'apparente alors à un atténuateur optique et pour minimiser les pertes d'insertion introduites, il est polarisé au maximum de transmission. Aucun composant n'est donc à ajouter dans la station centrale pour réaliser le mélange optoélectronique nécessaire au lien montant.

II.2. Dispositif expérimental et conditions de mesure

Afin de démontrer la faisabilité du système proposé, nous avons mis en place un dispositif expérimental permettant de relever les performances de ce système et de vérifier s'il respecte ou non les spécifications du standard ECMA 387 (paragraphe I.3 du chapitre 1).

Pour la station centrale, nous reprenons le schéma de la Figure 60. Afin de limiter la conversion de bruit d'intensité en bruit de phase, un retard optique est ajouté entre la deuxième sortie du coupleur (sortie 4 du démultiplexeur sur la Figure 60) et le coupleur optique afin de compenser le chemin optique introduit par l'insertion du *MZM#2* [Shao12a]. Un premier contrôleur de polarisation est ajouté en entrée du *MZM #2* pour ajuster la polarisation du signal issu de la sortie 2 du démultiplexeur avec celle du *MZM #2*. Un second contrôleur de polarisation est ajouté sur la sortie 4 du démultiplexeur pour que les champs optiques à recombiner aient bien la même polarisation.

Pour vérifier que le système proposé respecte bien les spécifications du standard ECMA 387, nous nous plaçons dans les conditions des modes de fonctionnement *A0* et *A1* définis au paragraphe I.3.3 du chapitre 1 et dont les paramètres caractéristiques sont regroupés dans le Tableau 2. Les données numériques sont alors transmises en utilisant une modulation BPSK et un débit binaire de :

- D_b = 397 Mb/s pour le mode *A0* et
- D_b = 794 Mb/s pour le mode *A1*.

Pour évaluer la qualité du signal émis en sortie du lien montant ou du lien descendant, nous relevons sa puissance ainsi que l'EVM obtenu après démodulation. Pour relever la puissance, nous disposons de l'analyseur de spectre déjà utilisé pour l'étude du paragraphe I.2. Pour mesurer l'EVM, nous utilisons un oscilloscope numérique couplé au logiciel VSA (*Vector Signal Analyzer*) développé par Agilent. L'oscilloscope permet de numériser le signal reçu qui est ensuite démodulé par le VSA. L'ensemble {oscilloscope + VSA} ne peut être utilisé qu'avec des signaux d'entrée dont la fréquence est inférieure à 6 GHz, qui correspond à la bande passante de notre oscilloscope numérique.

II.2.1 Liaison descendante

a) Dispositif expérimental

Le dispositif expérimental utilisé pour l'étude de la liaison descendante est présenté sur la Figure 62. Le signal issu de la station centrale est photodétecté par la photodiode (*PD NL* sur la Figure 62) puis injecté sur le port 1 du séparateur/combineur. En sortie du port 3 du séparateur/combineur, un amplificateur de gain G_{mmW} associé à un filtre passe bande (*FPB mmW* sur la Figure 62) permet de sélectionner le signal numérique généré.
Les appareils de mesure utilisés (oscilloscope ou analyseur de spectre) ne fonctionnent pas à 60 GHz. Avant d'être étudié, le signal millimétrique généré par la photodiode est alors converti à une fréquence intermédiaire f_{FImes} compatible avec la bande passante des appareils de mesure. Pour cela nous utilisons un mélangeur RF associé à un oscillateur local (OL) de fréquence f_{OLmes}. De plus, pour se

rapprocher des conditions d'utilisation du système global, le port 2 du séparateur/combineur est relié à la liaison basse fréquence utilisée pour le lien montant et représentée sur la Figure 63.

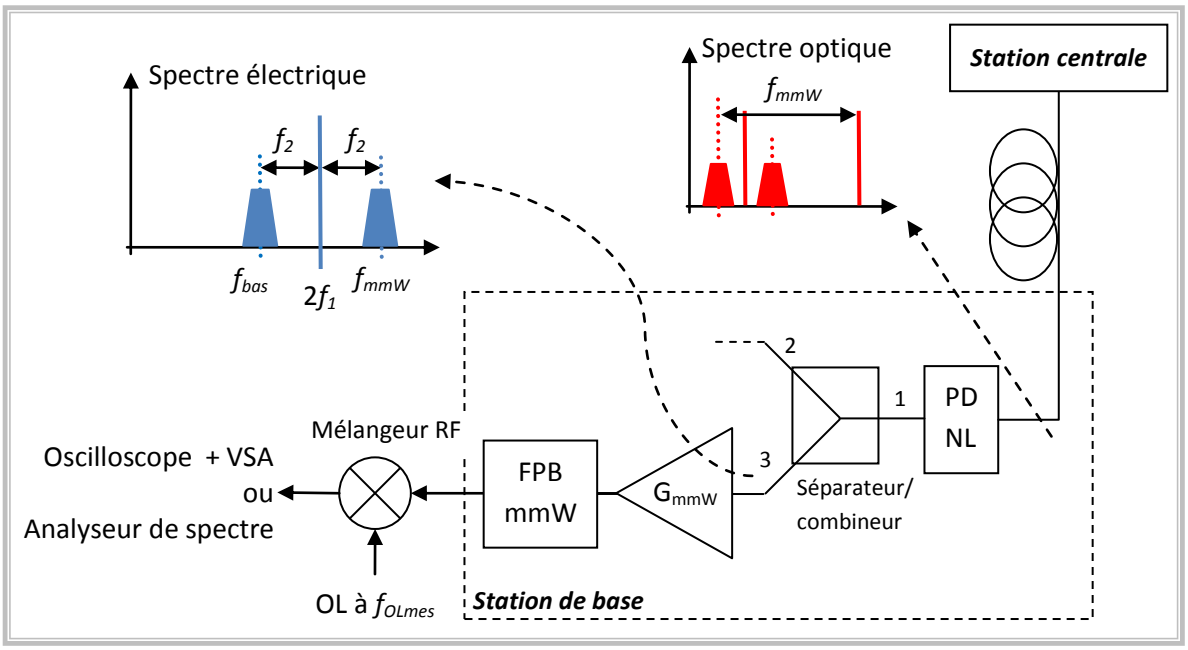


Figure 62 : Dispositif expérimental utilisé pour étudier les performances de la liaison descendante

b) Choix des fréquences

Dans la station de base, le battement sur la photodiode des raies optiques issues de la station centrale génère le signal millimétrique transportant les données BPSK à transmettre et centré à $f_{mmW} = f_{OL} + f_2$ mais aussi un signal d'oscillateur local centré à f_{OL} et la seconde bande latérale $f_{bas} = f_{OL} - f_2$ issue de la modulation réalisée par le modulateur *MZM #2*, comme représenté sur la Figure 62.

Le choix des fréquences des signaux appliqués sur le système doit répondre à deux critères : permettre aux signaux de rester dans la bande passante des composants utilisés et obtenir un signal millimétrique dont la fréquence centrale f_{mmW} corresponde à la fréquence centrale d'un des canaux de transmission définis par le standard ECMA 387 et repris au paragraphe I.3.2 du chapitre 1.

Les fréquences choisies pour les signaux appliqués sur le système et obtenues pour les signaux générés sont données dans le Tableau 9. Le signal millimétrique est généré à f_{mmW} = 58,32 GHz, ce qui correspond à la fréquence centrale du premier canal défini au paragraphe I.3.2 du chapitre 1. Après la conversion par le mélangeur RF, le signal à analyser est centré à f_{FImes} = 4,5 GHz. Nous sommes bien dans la bande passante de l'oscilloscope et de l'analyseur de spectre.

De plus, la seconde bande latérale générée après la photodiode est alors centrée à la fréquence f_{bas} = 49,32 GHz. Elle est donc loin de la bande millimétrique des 60 GHz et pourrait facilement être filtrée avant l'émission par l'antenne. De même, après la conversion par le mélangeur RF, cette bande latérale, est centrée à 13,5 GHz et est donc en dehors de la bande passante de l'oscilloscope. Elle ne perturbe pas les mesures réalisées à l'aide de l'oscilloscope.

Génération optique du signal millimétrique	
$f_{OL} = 2f_1$	53,82 GHz
f_2	4,5 GHz
f_{mmW}	58,32 GHz
Conversion basse fréquence du signal millimétrique pour analyse	
f_{OLmes}	62,82 GHz
f_{FImes}	4,5 GHz

Tableau 9 : Fréquence des signaux appliqués et générés lors de l'étude du lien descendant

II.2.2 Liaison montante

a) Dispositif expérimental

Le dispositif expérimental utilisé pour l'étude de la liaison montante est présenté sur la Figure 63. L'architecture du générateur millimétrique de signaux BPSK est détaillée au paragraphe II.2.2 b). Le signal millimétrique qu'il génère à la fréquence f_{mmW} est injecté sur le port 3 du séparateur/ combineur. Lorsque la photodiode est polarisée dans sa zone de fonctionnement non linéaire, le signal millimétrique est alors mélangé avec le signal d'oscillateur local de fréquence f_{OL} issu de la station centrale et acheminé par voie optique jusqu'à la photodiode.

On récupère donc sur le port 2 du séparateur/combineur les données BPSK sur porteuse à la fréquence intermédiaire $f_2 = |f_{mmW} - f_{OL}|$ ainsi que tous les produits d'intermodulation entre le signal généré par le générateur millimétrique et l'oscillateur local issu de la station centrale. Un filtre passe bande (*FPB* sur la Figure 63) permet de ne sélectionner que le signal centré à f_2 qui nous intéresse. Après amplification par un amplificateur basse fréquence (*AMP* sur la Figure 63) de gain G_{BF} = 45 dB, le signal issu du mélange optoélectronique est analysé en utilisant l'ensemble {oscilloscope + VSA} ou l'analyseur de spectre.

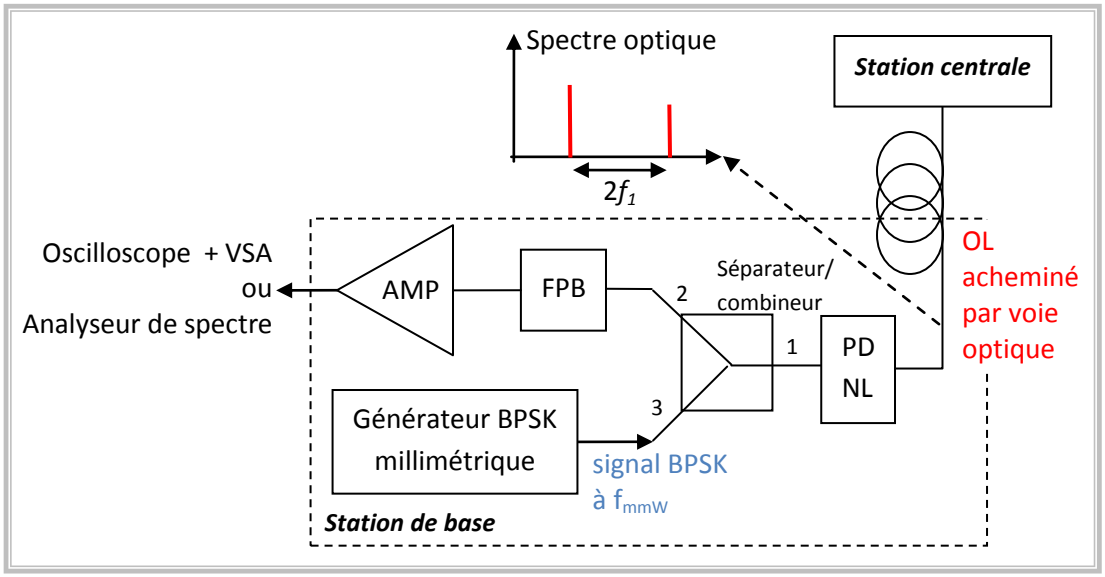


Figure 63 : Dispositif expérimental utilisé pour étudier les performances de la liaison montante

b) Modulation numérique à fréquence millimétrique

L'architecture utilisée pour générer des données BPSK dans la bande millimétrique ainsi que les spectres associés aux différents signaux sont représentés sur la Figure 64. Un modulateur BPSK génère un signal BPSK centré à une fréquence intermédiaire f_{IFd} à partir des données en bande de base. Un mélangeur millimétrique associé à un oscillateur local de fréquence f_{OLd} permet de convertir le signal à f_{IFd} dans la bande millimétrique

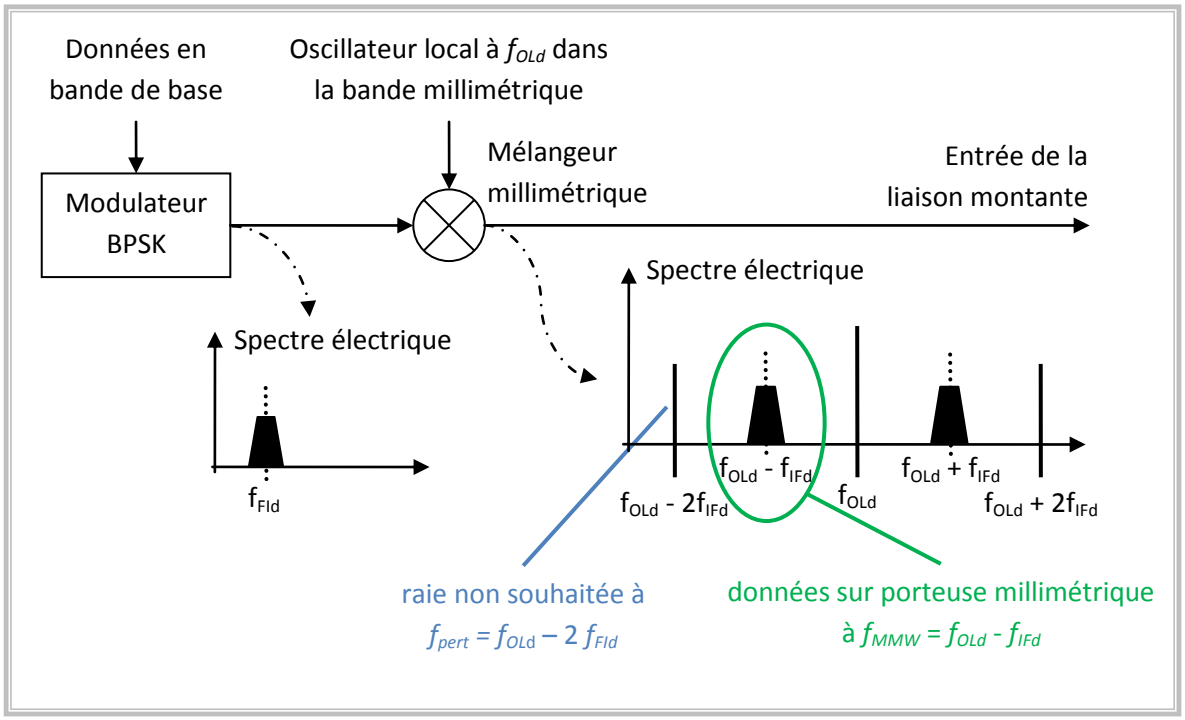


Figure 64 : Modulation numérique de la porteuse millimétrique utilisée pour générer le signal appliqué en entrée de la liaison montante

Cependant, le passage par une fréquence intermédiaire et l'utilisation d'un mélangeur électrique conduit à un signal millimétrique dont le spectre est chargé. En effet, le mélangeur millimétrique utilisé génère divers produits d'intermodulation entre les deux signaux appliqués sur ses entrées et nous ne disposons pas de filtre adéquat dans la bande millimétrique pour ne conserver que la partie du spectre qui nous intéresse. Ainsi, lors du mélange par photodiode, l'ensemble du signal généré par le mélangeur millimétrique est converti en basse fréquence.

Pour limiter le repliement du spectre du signal appliqué en entrée de la liaison montante lors du mélange optoélectronique, nous choisissons f_{OLd} et f_{IFd} de façon à ce que l'oscillateur délivré par voie optique soit à une fréquence f_{OL} inférieure à la première bande latérale générée par le générateur BPSK millimétrique à la fréquence $f_{OLd} - f_{IFd}$ qui nous intéresse.

Malgré ces précautions, il reste un signal perturbatif à la fréquence $f_{pert} = f_{OLd} - 2f_{FId} < f_{OL}$. Les données étant modulée en BPSK, la composante à f_{pert} est sinusoïdale. Les spectres des signaux appliqués sur la photodiode et du signal généré par la photodiode sont représentés sur la Figure 65. La fréquence f_{OL} de l'oscillateur local délivré par la station centrale étant comprise entre f_{MMW} et f_{pert}, ces deux signaux se retrouvent aux fréquences $f_2 = |f_{mmW} - f_{OL}|$ et $f_3 = |f_{pert} - f_{OL}|$ très proches après conversion de fréquence par la photodiode.

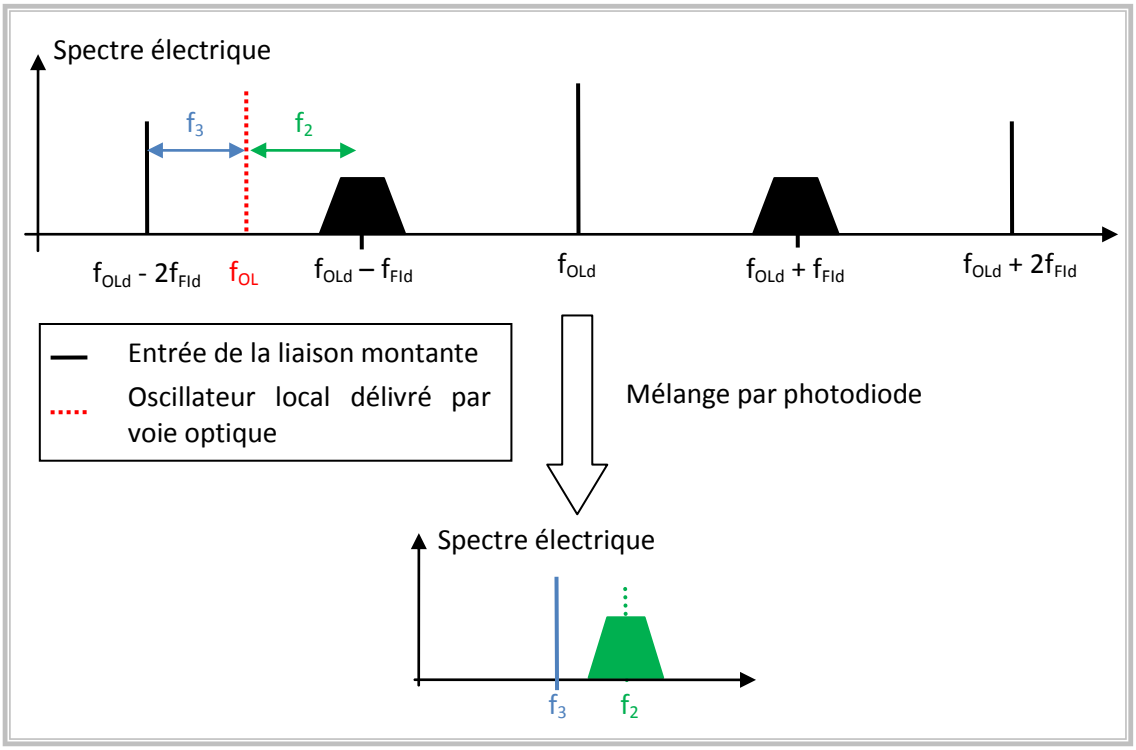


Figure 65 : Spectre avant et après mélange par photodiode

c) Choix des fréquences permettant de respecter le standard ECMA 387

Les fréquences choisies pour respecter le standard ECMA 387 sont données dans le Tableau 10. Pour limiter le temps de commutation entre les liens montant et descendant, nous conservons la même configuration pour le MZM #1 dans la station centrale. La fréquence f_{OL} de l'oscillateur local généré dans la station de centrale est alors de f_{OL} = 53,82 GHz comme pour le lien descendant. De même nous conservons la même fréquence f_{mmW} = 58,32 GHz pour le signal millimétrique transportant les données BPSK à transmettre.

Oscillateur local délivré par la station centrale	
$f_{OL} = 2f_1$	53,82 GHz
Génération du signal BPSK dans la bande millimétrique	
f_{OLd}	66,82 GHz
f_{IFd}	8,5 GHz
f_{mmW}	58,32 GHz
f_{pert}	49,82 GHz
Composantes spectrales après le mélange par photodiode	
f_2	4,5 GHz
f_3	4 GHz

Tableau 10 : Fréquences choisies pour satisfaire au standard ECMA 387 lors de l'étude de la liaison montante

Cependant, après conversion par la photodiode les fréquences f_2 = 4,5 GHz du signal étudié et f_3 = 4 GHz du signal perturbatif sont trop proches pour que l'on puisse filtrer efficacement le signal perturbatif. Or, lors de la démodulation, qui ne s'effectue que sur le signal à 4,5 GHz, et lors de la

mesure d'EVM, le réglage du calibre de l'oscilloscope numérique se base sur la puissance de l'ensemble du signal appliqué à l'entrée de l'oscilloscope et non pas sur la seule puissance du signal à démoduler. Le réglage du calibre n'est donc pas optimal et le bruit de quantification de l'oscilloscope numérique, alors important, dégrade la valeur de l'EVM mesurée.

La valeur d'EVM obtenue est donc une borne maximale de l'EVM. Pour une utilisation réelle du système, le signal millimétrique appliqué en entrée de la photodiode ne comporte pas toutes les composantes parasites issues de notre processus de génération. Nous pouvons donc espérer obtenir une bien meilleure valeur d'EVM dans ces conditions.

d) Choix des fréquences permettant d'optimiser la mesure d'EVM

Pour s'abstraire de ce problème, nous avons légèrement changé les valeurs des fréquences utilisées lors de l'étude de l'influence de la polarisation de la photodiode sur la liaison montante. Dans le Tableau 11 sont données les fréquences choisies pour optimiser la mesure d'EVM ainsi que leur écart relatif par rapport à celles Tableau 10 choisies pour respecter le standard ECMA 387.

	Valeur choisie pour optimiser l'EVM	Écart relatif avec la valeur du Tableau 10 permettant de respecter le standard
Oscillateur local délivré par la station centrale		
$f_{OL} = 2f_1$	53,02 GHz	1,5 %
Génération du signal BPSK dans la bande millimétrique		
f_{OLd}	66,82 GHz	0 %
f_{IFd}	8,2 GHz	3,5 %
f_{mmW}	58,62 GHz	0,5 %
f_{pert}	50,42 GHz	1,2 %
Composantes spectrales après le mélange par photodiode		
f_2	5,6 GHz	24 %
f_3	2,6 GHz	35 %

Tableau 11 : Fréquences choisies pour optimiser la mesure d'EVM lors de l'étude de la liaison montante et écart relatif entre ces fréquences et celles choisies pour respecter les spécifications du standard ECMA 387

Pour les signaux de fréquence f_{OL}, f_{mmW} et f_{pert} appliqués sur la photodiode, l'écart relatif entre les valeurs de fréquences choisies dans les deux cas considérés reste inférieur à 1,5 %. La réponse de la photodiode peut être considérée invariante d'un cas à l'autre et les conclusions déduites des mesures effectuées avec les valeurs du Tableau 11 doivent pouvoir rester valides dans le cas de signaux dont les fréquences correspondent à celles du Tableau 10.

Par contre, l'oscilloscope utilisé pour analyser le signal converti dispose d'une bande passante de 6 GHz. Avec les fréquences du Tableau 11, le signal à analyser est centré à 5.6 GHz, c'est à dire à 400 MHz de la fréquence de coupure de l'oscilloscope. Pour cela, nous ne pouvons pas utiliser ces fréquences pour étudier la transmission au débit D_b = 794 Mb/*s* du mode *A1* défini par le standard et repris au paragraphe I.3.3 du chapitre 1.

II.3. Influence de la polarisation de la photodiode

Dans le système proposé, la photodiode (*PD NL* sur la Figure 60) de la station de base réalise deux fonctions distinctes suivant le sens de la transmission. Pour le lien montant, la photodiode est utilisée comme un mélangeur optoélectronique pour abaisser la fréquence du signal radio reçu par la station de base afin qu'il puisse être transmis vers la station centrale par un lien optique basse fréquence. Pour le lien descendant, la photodiode est utilisée comme un convertisseur O/E pour détecter le signal millimétrique généré dans la station centrale.

Les performances des fonctions de mélange et de photodétection dépendent de la polarisation de la photodiode et a priori elles ne sont pas optimisées pour le même point de polarisation. Même si le système proposé ne permet pas de réaliser simultanément les liens montant et descendant, nous souhaitons conserver la même polarisation de la photodiode pour les deux liens. Cela permet de limiter le temps de commutation entre les deux liens et de réduire la complexité de la station de base car aucun signal de commande, venant de la station centrale et dépendant du type de lien utilisé n'est à appliquer sur la photodiode.

Pour choisir la polarisation de la photodiode, nous devons donc réaliser un compromis entre les performances des deux liaisons. Pour décider de la valeur à fixer pour la polarisation de la photodiode, nous avons donc étudié son influence sur les performances de la liaison montante puis sur celles de la liaison descendante.

II.3.1 Étude de la liaison montante

Pour étudier l'influence de la polarisation de la photodiode, nous utilisons le dispositif expérimental de la Figure 63 et les fréquences du Tableau 11 permettant d'optimiser la mesure de l'EVM. La puissance optique moyenne incidente est de $P_0 = 4{,}8\ dBm$. Pour différentes tension V_{PD0} de polarisation de la photodiode, nous relevons la puissance P_{mix} et l'EVM du signal de mélange présent en sortie de l'amplificateur basse fréquence (*AMP* sur la Figure 63) à la fréquence :

$f_2 = f_{mmW} - f_{OL}$ = 5,6 GHz.

L'évolution de la puissance de mélange P_{mix} relevée ainsi que celle de la responsivité R_{PD} à 60 GHz de la photodiode avec la tension de polarisation V_{PD0} de la photodiode sont données sur la Figure 66. La puissance de mélange est relevée à la fréquence f_2 = 5,6 GHz en utilisant l'analyseur de spectre placé en sortie de l'amplificateur basse fréquence du dispositif expérimental (AMP sur la Figure 63). La responsivité R_{PD} a été mesurée à 60 GHz à l'aide du dispositif expérimental de la Figure 54 en l'absence de signal millimétrique appliqué sur le port 3 du séparateur/combineur et pour une puissance optique moyenne à l'entrée de la photodiode de 5 dBm correspondant à celle mesurée lors de l'étude de la liaison montante.

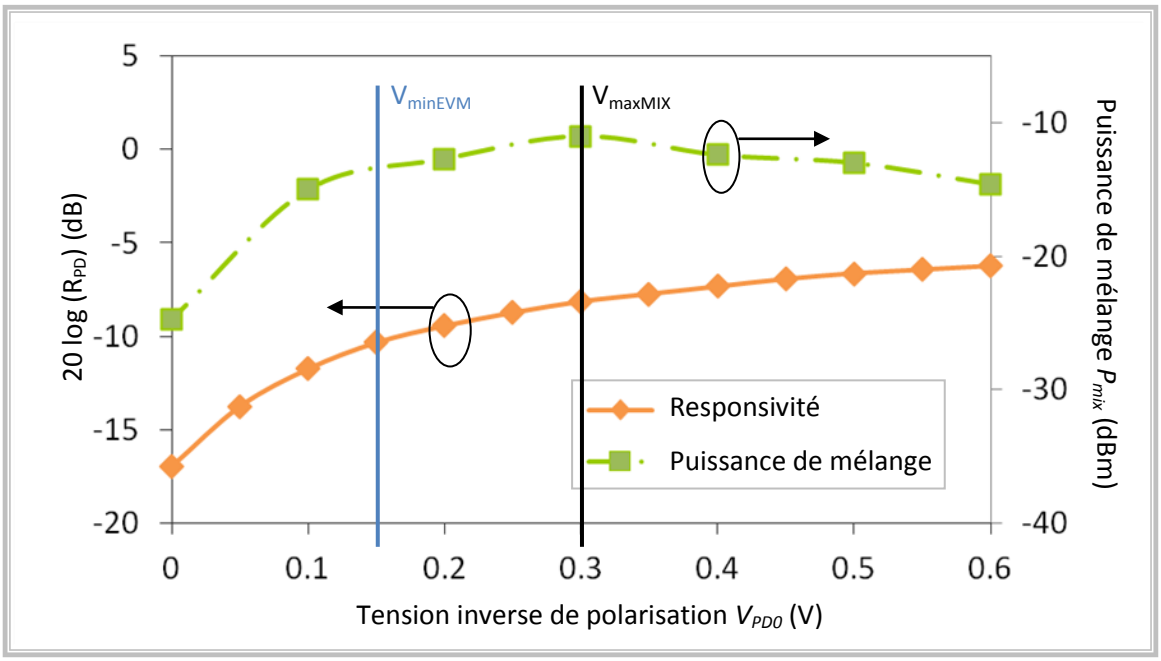


Figure 66 : Evolution de la puissance de mélange et de la responsivité de la photodiode avec la tension de polartisation

Alors que la responsivité de la photodiode décroit avec V_{PD0}, la puissance de mélange atteint une valeur maximale pour V_{maxMix} ~ 0,3 V. L'évolution de l'EVM relevée pour un débit de D_b = 397 Mb/s avec la tension de polarisation V_{PD0} de la photodiode est donnée sur la Figure 67. Il y est aussi représenté l'évolution théorique de l'EVM dont la méthode de calcul est explicitée par la suite. On obtient une valeur minimale de l'EVM de l'ordre de 13 % pour une valeur de V_{PD0} de V_{minEVM} ~ 0,15 V différente de celle V_{maxMix} permettant de maximiser la puissance de mélange.

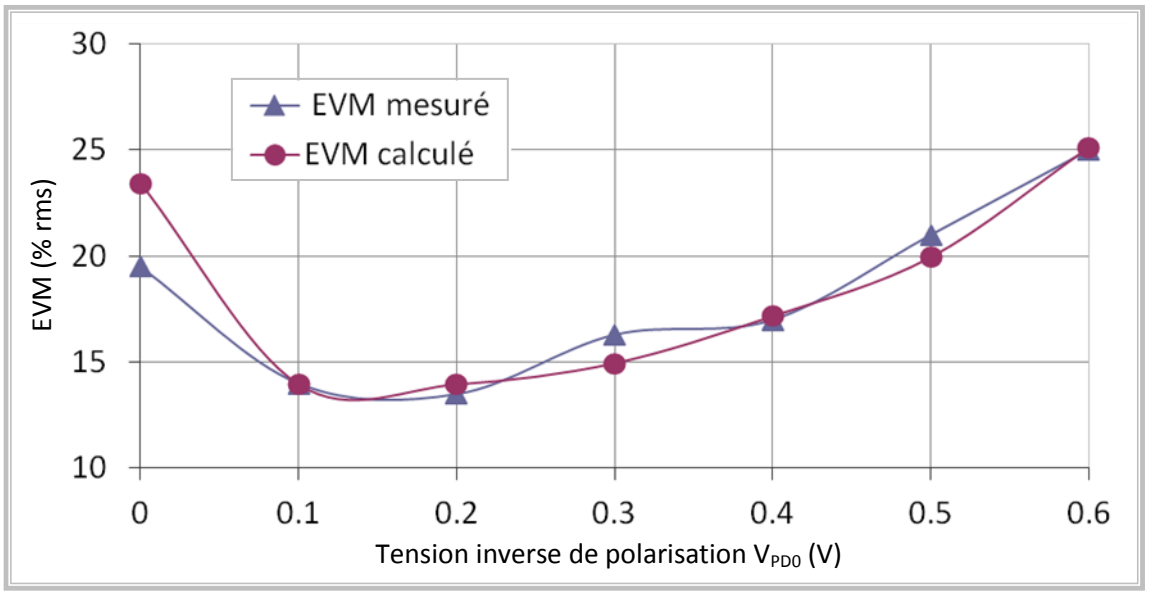


Figure 67 : Evolution de l'EVM après mélange optoélectronique avec la tension de polarisation de la photodiode, mesuré pour un débit de 397 Mb/s et calculé en considérant comme bruit dominant celui issu du battement entre l'émission spontanée générée par l'EDFA et le signal

Cette différence s'explique en revenant au rapport signal à bruit (RSB) du signal de mélange généré. A cause de l'EDFA présent dans le lien optique, le bruit dominant en sortie de l'amplificateur à fréquence intermédiaire (*AMP* sur la Figure 63) est celui issu du battement émission spontanée amplifié par l'EDFA/ signal utile [Join07] se produisant sur la photodiode auquel s'ajoute le bruit de

l'oscilloscope. Les densités spectrales de puissance σ^2_{ESA} et σ^2_{osc} respectives de ces deux sources de bruits sont données par :

$$\sigma^2_{ESA} = 4.R^2_{PD}.N_{ESA}.P_0.G_{BF}.\left(NF_{AMP} - 1\right) \quad (E\ 61)$$

où R_{PD} est la responsivité de la photodiode,

N_{ESA} est la densité spectrale due à l'émission spontanée amplifiée par l'EDFA,

P_0 est la puissance optique à l'entrée de la photodiode,

G_{BF} et NF_{AMP} sont le gain et le facteur de bruit de l'amplificateur à fréquence intermédiaire.

$$\sigma^2_{osc} = \frac{4.k.T}{R_0} \quad (E\ 62)$$

où k est la constante de Boltzmann,

T est la température équivalente de bruit de l'oscilloscope,

R_0 est la résistance d'entrée de l'oscilloscope.

La densité spectrale σ^2_{ESA} est proportionnelle au carré de la responsivité R_{PD} de la photodiode et dépend donc de la polarisation de la photodiode. L'évolution de R^2_{PD} avec la tension V_{PD0} de polarisation de la photodiode est donnée sur la Figure 66. Lorsque l'on passe de V_{maxMix} à V_{minEVM}, la puissance P_{mix} du signal de mélange diminue mais la valeur de R^2_{PD} et donc celle de σ^2_{ESA} diminue elle aussi. Ainsi, l'EVM continue de diminuer avec V_{PD0} entre V_{maxMix} et V_{minEVM} car la puissance du bruit diminue plus vite que celle du signal utile entre ces deux valeurs de V_{PD0}.

Pour vérifier cette hypothèse, nous avons calculé la valeur de l'EVM du signal généré en sortie de l'amplificateur basse fréquence en négligeant le bruit de l'oscilloscope devant celui issu de l'émission spontanée amplifiée par l'EDFA. La valeur de l'EVM se déduit de celle du rapport signal à bruit [Shaf06], lui même déduit des relevés de P_{mix} et R_{PD} par les relations :

$$EVM = 100.10^{-\frac{RSB}{10}} \quad (E\ 63)$$

$$RSB = P_{mix} - 20\log\left(R_{PD}\right) - b \quad (E\ 64)$$

où l'*EVM* est exprimé en % rms,

RSB et P_{mix} correspondent au rapport signal à bruit et à la puissance de mélange exprimée en décibels,

b est un paramètre d'ajustement que nous avons fixé de façon à ce que la valeur de l'EVM calculé soit égale à celle de l'EVM mesuré pour V_{PD0} = 0,6 V.

Les valeurs d'EVM ainsi calculées sont données sur la Figure 67. L'évolution de l'EVM calculée en fonction de la tension de polarisation de la photodiode coïncide assez bien avec celle mesurée, ce qui semble valider l'hypothèse de l'impact significatif du bruit de l'amplificateur optique. Cela entraîne un décalage entre la tension de polarisation de la photodiode qui permet d'atteindre un rapport signal à bruit optimal et celle qui permet d'atteindre la puissance de mélange maximale.

II.3.2 Étude de la liaison descendante

Pour étudier l'influence de la polarisation de la photodiode, nous utilisons le dispositif expérimental de la Figure 62 et les fréquences du Tableau 9 permettant de générer un signal BPSK millimétrique centré sur la fréquence centrale du premier canal défini dans le standard ECMA 387 et repris au paragraphe I.3.2 du chapitre 1. Après conversion par le mélangeur RF, nous relevons la puissance P_{mmW} et l'EVM du signal millimétrique généré par la photodiode pour des débits de D_b = 397 Mb/s et

D_b = 794 Mb/s. Leur évolution avec la tension de polarisation V_{PD0} de la photodiode est donnée sur la Figure 68.

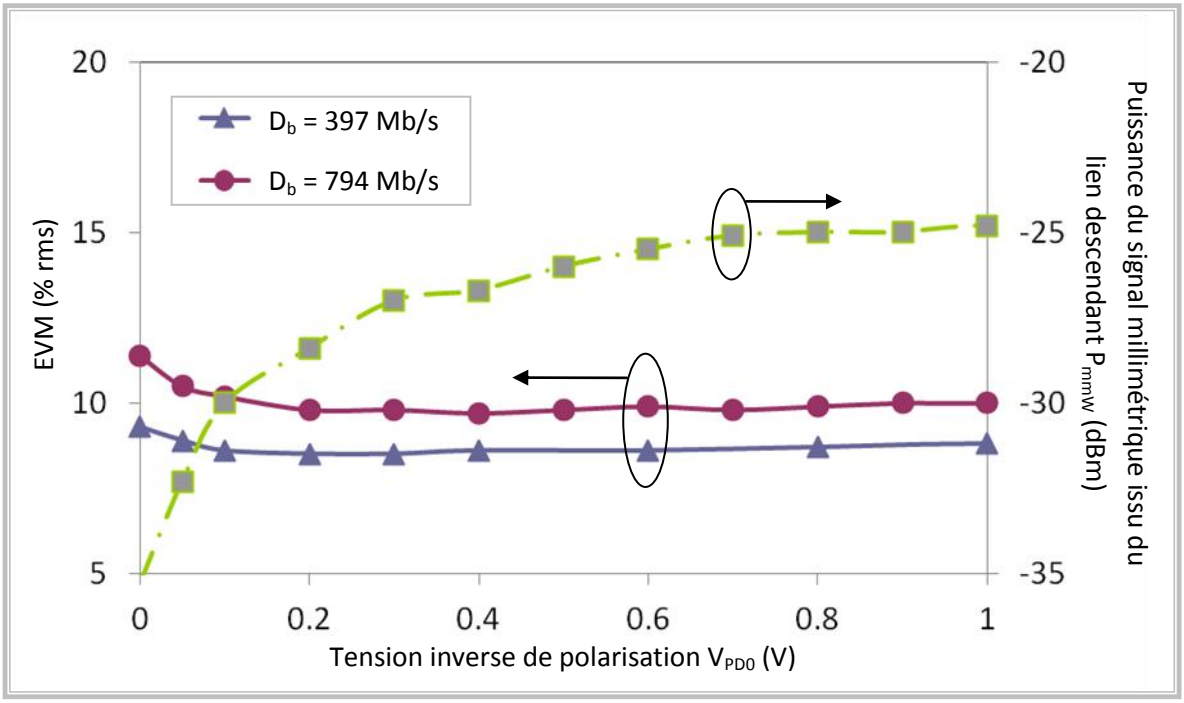


Figure 68 : Influence de la tension de polaristaion sur la puissance et l'EVM du signal millimétrique généré par la photodiode pour des débits de D_b = 397 Mb/s et D_b = 794 Mb/s dans le cas de la liaison descendante

Dans ce cas, le signal millimétrique est généré par photodétection et non plus par mélange optoélectronique. La puissance P_{mmW} du signal utile est donc proportionnelle au carré de la responsivité R_{PD} de la photodiode, tout comme la densité spectrale de puissance σ^2_{ESA} du bruit issu du battement entre l'émission spontanée amplifiée par l'EDFA et le signal optique. Lorsque σ^2_{ESA} est dominant devant la densité spectrale de puissance σ^2_{osc} de l'oscilloscope, le rapport signal à bruit au niveau de l'oscilloscope reste constant. C'est ce qu'on vérifie pour V_{PD0} > 0,1 V : l'EVM reste constant pour les deux débits considérés. Pour $V_{PD0} \leq$ 0,1 V, R_{PD} chute tellement que l'on ne peut plus négliger le bruit de l'oscilloscope. Ce bruit étant indépendant de la polarisation, l'EVM augmente (i. e. le rapport signal à bruit diminue) lorsque P_{mmW} diminue, c'est à dire lorsque l'on diminue V_{PD0}.

II.3.3 Compromis entre les performances des deux liens.

L'étude des liens montant et descendant du système proposé sur la Figure 60 fait apparaitre deux critères permettant d'évaluer les performances du système : la puissance du signal contenant les données numériques à transmettre et la valeur de l'EVM mesurées en sortie du lien. Pour les deux liens, ces deux grandeurs dépendent de la tension de polarisation V_{PD0} de la photodiode. Les valeurs de V_{PD0} permettant d'optimiser chacun de ces critères sont regroupées dans le Tableau 12 pour les deux liens étudiés.

	Lien montant	Lien descendant
Valeur de V_{PD0} maximisant la puissance en sortie du lien	V_{PD0} ~ 0,3 V	V_{PD0} ~ 2,8 V
Valeur de V_{PD0} minimisant l'EVM	V_{PD0} ~ 0,15 V	V_{PD0} > 0,1 V

Tableau 12 : Valeurs de la tension inverse de polarisation de la photodiode V_{PD0} permettant d'optimiser les performances des liens montant et descendant

En ce qui concerne la puissance du signal généré en sortie du lien, une polarisation de la photodiode en inverse (V_{PD0} = 2,8 V) favorise l'efficacité du lien descendant et non celle du lien montant. Par contre pour ce qui est de l'EVM, il est possible d'optimiser les deux liens avec la même valeur pour V_{PD0}, V_{minEVM} ~ 0,15 V, puisque l'EVM reste constant sur une grande plage de valeurs de V_{PD0} dans le cas du lien descendant. Nous choisirons donc cette valeur de V_{PD0} pour réaliser le compromis entre les performances des deux liens.

II.4. Respect des standards

Maintenant que nous avons défini la polarisation de la photodiode à utiliser pour optimiser les performances de notre système, nous revenons aux fréquences du Tableau 10 pour le lien montant afin de vérifier si notre système est compatible avec les spécifications du standard ECMA 387. Les relevés de l'EVM en sortie des deux liens ainsi que les spécifications du standard sont données sur le Tableau 13.

Mode	A0		A1	
Débit (Mb/s)	397		794	
Spécifications du standard ECMA 387				
EVM maximal autorisé (% rms)	33,4		23,7	
Mesures pour le lien descendant				
V_{PD0} (V)	2,8	0,15	2,8	0,15
EVM (% rms)	8,6	8,5	10	9,8
Mesures pour le lien montant (V_{PD0} = 0,15 V)				
EVM (% rms)	15,1		23,5	

Tableau 13 : Valeurs de l'EVM maximales autorisées par le standard ECMA 387 et mesurées pour les liaisons montante et descendante, lors de transmissions à des débits de 397 Mb/s et 794 Mb/s correspondant aux modes A0 et A1 du standard

Les résultats obtenus pour les deux liens permettent de satisfaire les spécifications du standard pour les deux modes *A0* et *A1* considérés. Pour les modes *A0* et *A1* dans le cas du lien descendant et pour le mode *A0* dans le cas du lien montant, nous sommes loin de la valeur maximale d'EVM tolérée par le standard. Cela valide la compatibilité de notre système avec le mode *A0*.

Pour le mode *A1*, nous mesurons un EVM de 23,5 % en sortie du lien montant alors que la valeur maximale tolérée par le standard est de 23,7 %. L'écart est assez faible et dans la marge d'erreur de l'outil VSA utilisé pour les mesures d'EVM. Cependant, nous avons vu au paragraphe II.2.2 c) qu'un signal perturbatif était généré à une fréquence proche de celle du signal utile et d'amplitude non négligeable devant celle du signal utile. Pour le lien montant, l'EVM est donc surestimé et nous pouvons espérer qu'avec un signal millimétrique plus propre en entrée du lien montant, le système soit pleinement compatible avec le standard ECMA 387 pour les modes *A0* et *A1*.

II.5. Comparaison avec une solution utilisant un mélangeur électrique

Bien que les résultats obtenus pour l'EVM permettent de valider l'utilisation de notre système pour les deux premiers modes *A0* et *A1* du standard ECMA 387, le gain de conversion du mélange optoélectronique par photodiode reste bien inférieur aux gains de conversion actuels des mélangeurs électriques fonctionnant dans la bande des 60 GHz [Varo08]. Il est donc nécessaire d'amplifier le signal millimétrique reçu par la station de base avant de réaliser le mélange optoélectronique, ce qui augmente le coût et la complexité de la station de base. La solution proposée peut alors ne plus paraître si avantageuse devant une seconde solution consistant à utiliser un mélangeur électrique sur lequel est appliqué l'oscillateur local délivré par la station centrale comme présenté sur la Figure 69 a).

Le faible gain de conversion du mélange optoélectronique est en partie dû à la faible puissance de l'oscillateur local délivré par l'optique. En effet, nous avons mesuré en sortie de la photodiode une puissance de P_{NOM} = - 23 dBm pour l'oscillateur local lorsque la photodiode est polarisée en inverse à sa tension nominale (V_{PD0} = 2,8 V). Compte tenu de la relation *(E 54)*, la puissance de l'oscillateur local appliqué sur la photodiode est alors de :

P_{opt_OL} = -1 dBm

Or les performances des mélangeurs électriques sont généralement données pour des amplitudes de l'oscillateur local bien plus importantes que celle obtenue en sortie de la photodiode [Varo08]. La solution utilisant un mélangeur électrique nécessite donc elle aussi un amplificateur fonctionnant dans la bande millimétrique pour obtenir une puissance d'oscillateur local compatible avec les spécifications du mélangeur électrique. Pour finaliser l'étude de la solution proposée sur la Figure 60, nous avons donc comparé la complexité de ces deux solutions

II.5.1 Architectures des deux solutions

Sur la Figure 69 sont présentées les architectures des deux solutions à comparer ainsi que les notations utilisées par la suite pour les puissances des différents signaux, les gains de conversion des mélangeurs et les gains des amplificateurs.

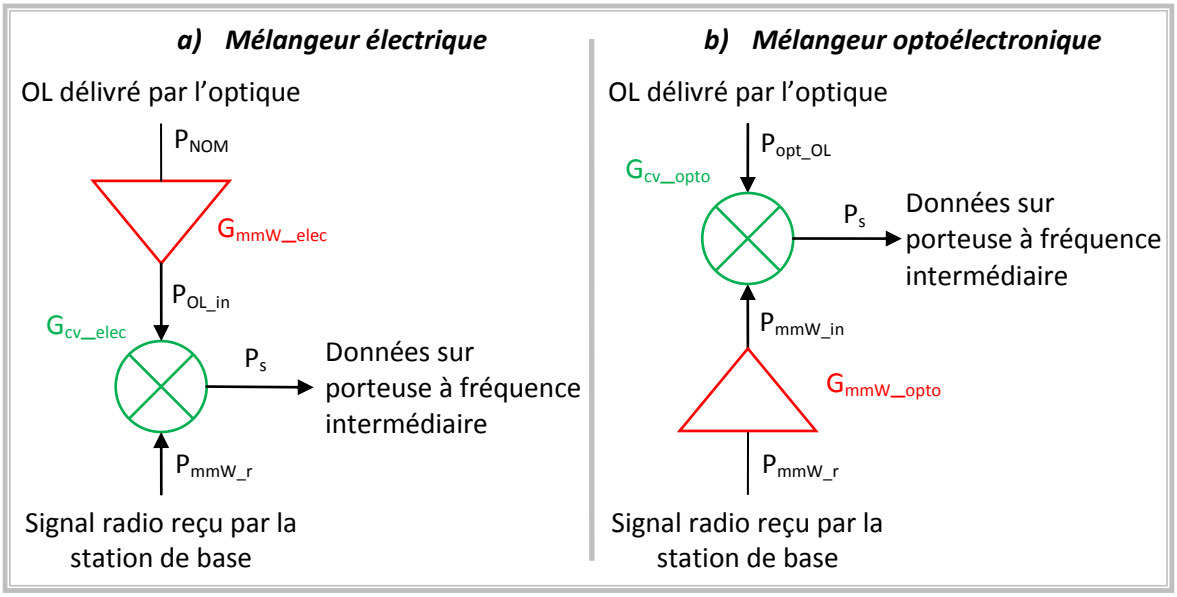


Figure 69 : Architectures des solutions utilisant a) un mélangeur électrique et b) un mélangeur optoélectronique

Les deux architectures sont chacune constituée de deux composants : un mélangeur et un amplificateur fonctionnant dans la gamme millimétrique. Seules différent la nature du mélangeur et la place de l'amplificateur. Pour la première architecture (Figure 69 a)), le mélangeur est purement électrique et l'amplificateur millimétrique est placé sur l'entrée destinée à l'oscillateur local pour ajuster sa puissance aux spécifications du mélangeur. La seconde architecture (Figure 69 b)) correspond à celle déjà présentée sur la Figure 60 : le mélangeur est optoélectronique et l'amplificateur millimétrique est placé sur l'entrée destinée aux données millimétrique pour compenser les pertes de conversion du mélangeur.

II.5.2 Amplitude des signaux et gains des composants

Pour comparer les deux solutions de la Figure 69, nous nous plaçons dans les mêmes conditions d'utilisation c'est à dire pour les mêmes valeurs de puissances P_{opt_OL} et P_{mmW_r} reçues par la station de base. Les gains G_{mmW_elec} et G_{mmW_opto} des amplificateurs sont ensuite ajustés pour satisfaire aux spécifications des mélangeurs et permettre d'obtenir la même puissance P_s du signal à fréquence intermédiaire généré en sortie du mélangeur. Les valeurs prises par les différentes grandeurs sont données dans le Tableau 14 pour les deux configurations de la Figure 69.

Mélange électrique		Mélange optoélectronique	
P_{mmW_r}	-54,4 dBm	P_{mmW_r}	-54,4 dBm
P_{NOM}	-23 dBm	P_{opt_OL}	-1 dBm
P_{OL_in}	8,7 dB	P_{mmW_in}	-15,9 dBm
G_{mmW_elec}	27,7 dB	G_{mmW_opto}	38,5 dB
G_{cv_elec}	-12,5 dB	G_{cv_opto}	-51 dB
P_s	-66,9 dBm	P_s	-66,9 dBm

Tableau 14 : Valeurs prises par les grandeurs caractéristiques des deux architectures étudiées pour la liaison montante

Pour les spécifications du mélangeur électrique, nous nous sommes basés sur les travaux de M. Varonen présentés dans [Varo08] : le mélangeur doit être piloté par un oscillateur local d'amplitude P_{OL_in} = 8,7 dBm et dispose dans ces conditions d'un gain de conversion de G_{cv_elec} = -12,5 dB. Or, d'après [Smul07], nous pouvons nous attendre à une puissance P_{mmW_r} de -54,4 dBm en entrée de la station de base après une transmission aérienne sur 10 m. La puissance en sortie du mélangeur est alors fixée par le gain de conversion du mélangeur électrique à P_s = -66,9 dBm

Pour ce qui est du mélangeur optoélectronique, nous déduisons la valeur de G_{cv_opto} des relevés du paragraphe II.3.1 sachant que la puissance P_{mmW} des données appliquées à l'entrée du séparateur/combineur était de 9 dBm. Nous ne tenons de plus pas compte des pertes de transmission du séparateur/ combineur qui sont de 7 dB sur chaque bras. En effet, le séparateur/combineur utilisé est un dispositif du commerce et n'a donc pas été optimisé pour l'utilisation que nous en faisons. Pour une application industrielle du mélange optoélectronique, il faudrait concevoir un dispositif spécifique, (comme un duplexeur par exemple) conçu pour être utilisé avec la photodiode dans le cadre du mélange optoélectronique, ce qui permettrait de limiter considérablement les pertes.

Au final, même si le gain de conversion du mélangeur optoélectronique est bien plus faible que celui du mélangeur électrique (~40 dB d'écart), le gain de l'amplificateur utilisé en entrée du mélangeur optoélectronique n'est que de 10 dB supérieur à celui nécessaire au mélangeur électrique. La

solution proposée sur la Figure 60 et utilisant le mélange par photodiode conserve alors tout son intérêt.

Conclusion

La montée en fréquence nécessite de prendre en compte les effets capacitifs non linéaires lors de l'étude du mélange optoélectronique généré par photodiode. Ces effets tendent d'une part à détruire partiellement le mélange généré par les effets résistifs et limitent donc le gain de conversion maximal que l'on peut espérer pour le mélange optoélectronique par photodiode. D'autre part, le mélange optoélectronique généré par les effets capacitifs est optimisé pour des tensions de polarisation de la photodiode plus proche de sa polarisation nominale que celle permettant d'optimiser le mélange généré par les effets résistifs. La montée en fréquence favorise alors l'utilisation d'une même tension de polarisation pour disposer à la fois de la photodiode en convertisseur O/E et en mélangeur optoélectronique.

Cette constatation conduit à présenter un système radio-sur-fibre bidirectionnel utilisant une même photodiode pour à la fois convertir le signal optique provenant de la station centrale en un signal électrique pouvant être émis par une antenne dans le cas du lien descendant et, pour convertir le signal radio millimétrique reçu par la station de base en un signal à fréquence intermédiaire pouvant moduler un lien optique bas coût dans le cas du lien montant, ces deux opérations étant faites sans changer la polarisation de la photodiode.

L'étude du système proposé a permis d'une part de valider son utilisation pour les deux premiers modes *A0* et *A1* du standard ECMA 387 décrit au paragraphe I.3 du chapitre 1. D'autre part, la comparaison des performances et de la complexité du système proposé avec celles d'un système similaire où le mélange optoélectronique par photodiode est remplacé par un mélange purement électrique met en évidence le fait que, même avec des pertes de conversions élevées, le mélange optoélectronique conserve tout son intérêt pour ce type de liens. La réalisation d'un séparateur/ combineur dédié, ayant de très faibles pertes serait un axe d'amélioration de cette technique de mélange optoélectronique pour voie montante millimétrique.

Conclusion générale et perspectives

L'objectif de ce travail est l'étude du mélange optoélectronique généré par une photodiode de type PIN disponible dans le commerce. Lorsque l'on se rapproche de la fréquence de coupure de la photodiode, le mélange optoélectronique fait intervenir deux processus non linéaires couplés : le premier est dû aux effets non linéaires de type résistif présents au sein de la photodiode et le second aux effets non linéaires de type capacitifs.

Des simulations ont été conduites sous ADS pour découpler les deux effets non linéaires mis en jeu et étudier l'influence de chacun sur le mélange optoélectronique généré par la photodiode. Au préalable à ces simulations, des caractérisations large bande et non-linéaire de la photodiode ont été réalisées. La méthode définie pour cette caractérisation reste très générale et peut être étendue à d'autres dispositifs non-linéaires comme d'autres types de photodiodes ou des varactors par exemple.

Le protocole expérimental utilisé pour réaliser cette caractérisation large bande et non linéaire est basé sur la répétition de caractérisations linéaires larges bandes (les relevés du coefficient de réflexion de la photodiode) obtenues en changeant le point de polarisation de la photodiode. Les conditions permettant de passer de cette série de caractérisation linéaires à un modèle grand signal de la photodiode ont été étudiées rigoureusement. A nouveau, les conclusions tirées restent très générales et peuvent être étendues à d'autres dispositifs non linéaires.

La comparaison des résultats expérimentaux avec ceux obtenus en simulation pour le mélange par photodiode permet de valider l'hypothèse que le mélange optoélectronique est bien généré par deux processus non linéaires couplés : les effets résistifs et les effets capacitifs. La bonne adéquation entre les résultats expérimentaux et de simulation valide de plus l'approche utilisée pour modéliser le comportement non linéaire et large bande de la photodiode.

Une fois le mélange optoélectronique étudié et modélisé, un système radio-sur-fibre complet permettant de réaliser une liaison bidirectionnel dans la bande millimétrique des 60 GHz a été proposé. Ce système a été utilisé pour transmettre des données numériques en utilisant une modulation de type BPSK. Les résultats expérimentaux obtenus satisfont au standard ECMA 387 régissant l'utilisation de cette bande de fréquence en Europe, pour des débits de 397 et 794 Mb/s. Nous avons donc démontré la faisabilité de ce système.

Les résultats encourageants obtenus en associant des composants commerciaux conduisent à envisager l'utilisation de ce système pour des débits plus élevés. En particulier, le modèle développé sous ADS pour simuler le comportement mélangeur pourrait être utilisé pour améliorer les performances de ce système. Le remplacement de la résistance d'adaptation de 50 Ω de la photodiode par une résistance plus faible, le remplacement du séparateur/combineur par un duplexeur ou l'utilisation d'autres méthodes de génération optique du signal millimétriques sont des voies d'amélioration possibles.

Références bibliographiques

- [Agil05] Agilent Technologies, “8 Hints for Making and Interpreting EVM Measurements”, *Application Note*, Mai 2005, disponible sur : http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-3144EN.pdf
- [Agra95] G. P. Agrawal, “Semiconductor Lasers : Past, Present and Future”, AIP Press /American Institute of Physics, 1995
- [Augu11] K. Auguste et al, “Étapes de réalisation et conception d’un modulateur électro-optique à base de polymères”, *17èmes Journées Nationales Microondes*, Mai 2011
- [Brau98] R.-P. Braun, G. Grosskopf, “Optical millimeter-Waves Systems for Broadband Mobile communications, Devices and Techniques”, *Broadband Communications, Accessing, Transmission, Networking, International Zurich Seminar on*, pp 51-58, 1998
- [Cabo03] B. Cabon, J. Chazelas, D. Dolfi, « Optoélectronique hyperfréquence – Composants », *ed. Techniques de l’Ingénieur*, n° E3330, Nov. 2003
- [Choi05] C-S Choi, J-Y Kim, W-Y Choi, H Kamitsuna, M. Ida, K. Kurishima, "Millimeter-wave InP/InGaAs HPT optoelectronic mixers and their application to 60GHz bi-directional radio-on-fiber systems," *Microwave Photonics, 2005 International Topical Meeting on*, pp. 333- 336, Oct. 2005
- [Comb97] P. F. Combes, “Micro-Ondes 2. Circuits passifs, propagation, antennes, Cours et exercices”, ed. Dunod, avr 1997
- [Comb03] P. F. Combes, R. Crampagne, “Circuits passifs hyperfréquences – Éléments passifs réciproques”, ed. Techniques de l’ingénieur, n° E1403, 2003
- [Comb06] P. F. Combes, “Micro-Ondes 1. Lignes, guides et cavités”, ed. Dunod, oct 2006
- [Czyl97] A. Czylwik, “Comparison Between Adaptative OFDM and Single Carrier Modulation with Frequency Domain Equalization”, *Vehicular Technology, IEEE 47th Conference on,* vol.2, pp.865-869 vol.2, Mai 1997
- [Dang07] B. L. Dang, M. G.Larrode, R. V. Prasad, I. Niemegeers, A. M. J. Koonen, “Radio-over-Fiber based architecture for seamless wireless indoor communication in the 60 GHz band”, *Computer communication* vol. 30, pp 3598-3613, 2007
- [Draa08] M. N. Draa, J. Ren, D. C. Scott, W. S. C. Chang, P. K. L. Yu, “Three laser two-tone setup measurement of photodiode intercept point”, *Optics Express*, vol. 16, n° 16, pp. 12108-12113, Aout 2008
- [ECMA10] ECMA International, “Standard ECMA-387: High Rate 60 GHz PHY, MAC and PALs”, 2nd edition, Dec 2010, disponible sur : http://www.ecma-international.org/publications/standards/Ecma-387.htm
- [Gass05] T. Gasseling, C. Charbonniaud et S. Dellier, « Mesures et modélisations de composants électroniques hyperfréquences », *ed. Techniques de l’Ingénieur*, n° IN38, Nov. 2005
- [Geor04] A. Georgiadis, "Gain, phase imbalance, and phase noise effects on error vector magnitude," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* , vol. 53, n°2, pp. 443- 449, Mars 2004

- [Glie96] U. Gliese, S. Norskov, T.N. Nielsen, T.N.; , "Chromatic dispersion in fiber-optic microwave and millimeter-wave links," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.44, no.10, pp.1716-1724, Oct 1996
- [Guo07] N. Guo, R. C. Qiu, S. S. Mo, K. Takahashi, "60-GHzMillimeter-Wave Radio: Principle, Technology, and New Results", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2007
- [Hard02] D. Hardy, G. Malléus, J-N. Méreur, "Réseaux : Internet, téléphonie, multimédia. Convergences et complémentarités", ed. De Boeck, Juin 2002, pp. 141-142
- [Hell01] M. Héllier, "Techniques micro-ondes : Structure de guidage, dispositifs passifs et tubes micro-ondes*", ed. Ellipses, col. Techno Sup*, chap. 8, 2001
- [Jian00] H. Jiang, D. S. Shin, G.L. Li, T. A. Vang, P. K. L. Yu, "The Frequency Behavior of the Third-Order Intercept Point in a Waveguide Photodiode", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, n° 5, pp. 540-543, Mai 2000
- [Join07] M. Joindot, A. Glavieux, "Introduction aux communications numériques - Cours et exercices corrigés", ed. Dunod, 2nde édition, aout 2007
- [Khan09] U. Khan, S. Baig, M.J. Mughal, "Performance comparison of Single Carrier Modulation with frequency domain equalization an OFDM for wireless communications," *Emerging Technologies, International Conference on*, pp. 297-300, Oct. 2009
- [Leco09] F. Lecoche et al., "60 GHz Bidirectional Optical Signal Distribution System at 3 Gbps for Wireless Home Network", *Microwave Photonics, 2009 International Topical Meeting on,* 0ct. 2009
- [Li09] X. Li, P. Baltus, P. van Zeijl, D. Milosevic, A. van Roermund, "A low-power, high-sensitivity injection-locked oscillator for 60 GHz WPAN applications," *Microelectronics & Electronics,. Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in*, pp.161-164, Janvier 2009
- [Maas03] S. A. Maas, "Nonlinear Microwave and RF circuits", *ed. Artech House*, 2003
- [Maly05] S. A. Malyshev, B. A . Galwas, A. L. Chizh, J. Dawidczyk, V. F. Andrevski, "Frequency conversion of optical signals in p-i-n photodiodes", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 53, n°2, Fev. 2005
- [Maly07] S.A. Malyshev, A.L. Chizh, "P-I-N photodiodes for frequency mixing in radio-over-fiber systems", Journal of lightwave technology, vol. 25, n°11, pp. 3236-3243, nov. 2007
- [Marc05] M. Marcus, B. Pattan, « Millimeter wave propagation : spectrum management implications », *IEEE Microwave magazine*, pp 54-62, juin 2005
- [Maur98] G. Maury, « Mélange de signaux microondes par voie ôptique », *thèse de doctorat*, Grenoble INP, Nov. 1998
- [Naka06] T. Nakasyotan, H. Toda, T. Kuri, K. Kitayama., "Wavelength-division-multiplexed millimeter-waveband radio-on-fiber system using a supercontinuum light source," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology,* vol. 24, n° 1, pp. 404-410, Jan. 2006
- [Nakh76] M. S. Nakhla, J. Vlach, "A Piecewise Harmonic Balance Technique for Determination of Periodic Response of Nonlinear system", *IEEE Transaction on Circuits and Systems*, vol. CAS-23, n°2, pp. 85-91, Fev. 1976

- [Nikn10] A. M. Niknejad, “Siliconization of 60 GHz”, *IEEE Microwave Journal*, vol. 11, n°11, pp 78-85, Fev 2010
- [Norg04] M. Norgia, G. Giuliani, R. Miglierina, S. Donati, “Simultaneus optical and electrical mixing in a single fast photodiode for the demodulation of weak mm-wave signals”, *Proceedings of SPIE*, vol. 5466, pp. 72-79, 2004
- [Paré09] F. Parésys, Y. Le Guennec, G. Maury, B. Cabon, Z. Bouhamri, V. Dobremez, “Low cost bidirectionnal QPSK transmission with optical frequency conversion”, *Microwave Photonics, 2009 International Topical Meeting on,* 0ct. 2009
- [Paré11] F. Parésys, Y. Le Guennec, G. Maury, B. Cabon, “Étude du mélange par photodiode pour des applications millimétriques autour de 60 GHz*”, 17èmes Journées Nationales Microondes, Brest, 2011*
- [Poul09] P. Poulichet, G. Amendola, C. Delabie, Y. Blanchard, « Mesure des composants électroniques – Partie 3 : mesure des composants actifs », *ed. Techniques de l’ingénieur*, n° R1080, Mai 2009
- [Seo05] J-H Seo, C-S Choi, W-Y Choi, Y-S Kang, Y-D Chung, J Kim , "Remote optoelectronic frequency down-conversion using 60-GHz optical heterodyne signals and an electroabsorption Modulator," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.17, n°5, pp. 1073-1075, Mai 2005
- [Shaf06] R. A. Shafik, Md. S. Rahman, AHM R. Islam, “On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Perfromance Metrics”, *Electrical and Computer Engineering, 4th Internationnal Conference on*, conference proceedings, Dhaka, Bengladesh, pp 408-411, Dec. 2006
- [Shao12a] T. Shao, F. Parésys, G. Maury, Y. Le Guennec, B. Cabon, « Investigation on the Phase Noise and EVM of Digitally Modulated Millimeter Wave Signal in WDM Optical Heterodyning System”, *IEEE/OSA Jouranl of Ligthwave Technology,* vol. 30, n° 6, pp. 876-885, Mars 2012
- [Shao12b] T. Shao, «Etude de la convergence de la radio sur fibre à 60Ghz avec les réseau d'accès WDM-PON », *thèse de doctorat*, Grenoble INP, Juin 2012
- [Sizu08] H. Sizun, « Propagation des ondes radioélectriques des réseaux terrestres », *Techniques de l’Ingénieur*, n° e1162, Fev. 2008
- [Smul07] P. Smulders, H. Yang, I. Akkermans, “On the Design of Low-Cost 60-GHz Radios for Multigigabit-per-Second Transmission over Short Distances,” *IEEE Communications Magazine*, pp. 44-51, Dec. 2007
- [Stoh10] A. Stöhr & all., “Millimeter-Wave Photonic Components for Broadband Wireless Systems”, *IEEE* Transactions *on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, n° 11, pp. 3071-3082, Nov. 2010
- [Tsai11] J.-H. Tsai, “Design of 1.2 V Broadband High Data-Rate MMW CMOS I/Q Modulator and Demodulator Using Modified Gilbert-Cell Mixer”, *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 59, n° 5, pp. 1350-1360, mai 2011
- [VanH93] P. Van Halen, M. H. Habib, “A new model for p-n junction space charge region capacitance”, *Univeresity/ Government/ Industry Microelectronics Symposium, Proceedings of the Tenth Biennial*, 1993
- [Varo08] M. Varonen, M. Karkkainen, M. Kantanen, K. A. Halonen, K. A. “Millimeter-wave integrated circuits in 65-nm CMOS,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, issue 9, pp. 1991–2002, Sept. 2008

- [Well09] J. Wells, "Faster than fiber: The future of multi-G/s wireless," IEEE *Microwave Magazine,* vol.10, no.3, pp.104-112, Mai 2009
- [Wood11] T.K. Woodward et al, "Systems perspectives on optically-assisted RF signal processing using silicon photonics," *Microwave Photonics, 2011 International Topical Meeting on & Asia-Pacific 2011 Microwave Photonics Conference*, pp.377-380, Oct. 2011
- [Yao09] J. Yao, “Microwave Photonics”, Journal of Ligthwave Technology, vol. 27, n° 3, pp. 314-335, Fev. 2009

Liste des figures et tableaux

Liste des Figures

Figure 1 : Relation entre le débit de transmission et la fréquence porteuse [Well09] 11
Figure 2 : Spectre d'absorption de l'eau (H_20) et du dioxygène (O_2) [Sizu08] 11
Figure 3 : Canaux définis dans la bande des 60 GHz par le standard ECMA 387 [ECMA10] 13
Figure 4 : Définition graphique du vecteur d'erreur 15
Figure 5: Architecture globale d'un système radio-sur-fibre à 60 GHz 17
Figure 6 : Liaison optique étudiée, définition des liens descendant et montant 17
Figure 7: Conversion O/E, cas d'un spectre optique incident à 2 raies et à 3 raies 19
Figure 8 : Utilisation d'un modulateur de Mach Zehnder polarisé au minimum de transmission pour générer optiquement une porteuse microonde [Stoh10] 21
Figure 9 : Architecture globale de la liaison optique bidirectionnelle étudiée 23
Figure 10 : Réponse d'un phototransistor fonctionnant en transistor (mode Tr) et en photodiode (mode PD) [Choi05] 24
Figure 11 : Système radio-sur-fibre millimétrique bidirectionnel utilisant un modulateur à électro-absorption comme mélangeur optoélectronique [Seo05] 25
Figure 12 : Configuration utilisée pour le mélange de deux signaux optique en utilisant une photodiode comme mélangeur [Maly07] 26
Figure 13 : Schéma équivalent petits signaux de la photodiode utilisé pour modéliser son comportement non linéaire [Maly07] 27
Figure 14 : Configuration utilisée pour le mélange par photodiode lors de la réalisation du lien montant 27
Figure 15: Utilisation de la caractéristique statique d'un dispositif non linéaire 31
Figure 16: Schématisation boite noire d'un dispositif électronique à deux ports 32
Figure 17 : Synoptique de l'approche incrémentale petits signaux 34
Figure 18 : Approche incrémetale petits-signaux utilisée dans [Jian00] pour caractériser une photodiode 34
Figure 19 : Schéma équivalent utilisé dans [Jian00] pour modéliser la photodiode et le système de mesure 35
Figure 20 : Etude de la jonction PN, passage du modèle grands signaux au modèle petits signaux 38
Figure 21 : Utilisation d'une caractérisation incrémentale petits signaux pour une modélisation grands signaux 42
Figure 22 : Définition des paramètres S d'un dispositif à deux ports 43
Figure 23 : Montage expérimental utilisé pour le relevé du paramètre S_{22} de la photodiode 44
Figure 24 : Relevés expérimentaux du S_{22} de la photodiode pour P_0 = 10 mW, V_{PD0} = 2,8 V et V_{PD0} = 0 V 44
Figure 25 : Schéma équivalent petits signaux modélisant le comportement en réflexion de la photodiode 46
Figure 26: Extraction des paramètres du schéma équivalent 47
Figure 27 : S_{22} mesurés et simulés pour P_0 = 10 mW, V_{PD0} = 2,8 V et V_{PD0} = 0 V 48

Figure 29 : Réponse basse fréquence de la photodiode déduite des relevés de S_{22}, pour R_0 = 47 Ω et R_c = 50 Ω 50
Figure 28 : Schéma petits signaux utilisé pour déterminer la réponse basse fréquence de la photodiode 50
Figure 30: Valeurs de C_j extraits des relevés expérimentaux du S_{22} de la photodiode 51
Figure 31: Évolution de Cj en inverse, pour P_0 = 0 mW 52
Figure 32: Évolution de V_0 avec P_0 52
Figure 33 : Nouveau tracé de C_j, en fonction de V_{eq} 52
Figure 34 : Régression des points C_j (V_{eq}) par une lorentzienne 53
Figure 35 : Évolution de R_j avec V_{PD0} pour P_0 = 8.2 mW, définition de 3 zones de polarisation 54
Figure 36 : Montage expérimental utilisé pour la mesure du produit d'intermodulation d'ordre 3 de la photodiode 56
Figure 37 : Montage utilisé pour les mesures d'IMD3 dans [Jian00] 57
Figure 38 : Détermination de la non linéarité à l'origine du signal mesuré à f_{IMD3} [Draa08] 58
Figure 39 : Mesures des fondamentaux et des IMD générés par la photodiode pour P_0 = 9,3 mW 61
Figure 40 : Évolution de l'IMD3 avec V_{PD0} pour P_0 = 9,3 mW et différentes amplitudes des tons optiques incidents 62
Figure 41 : Réponse linéaire et non linéaire de la photodiode en fonction de sa polarisation pour P_{NOM} = -26.5 dBm 63
Figure 42 : Caractéristique statique Courant-Puissance optique (I_{PD0}-P_0) de la photodiode 64
Figure 43 : Schéma équivalent utilisé sous ADS pour modéliser le comportement non-linéaire de la photodiode 66
Figure 44 : Schéma équivalent du boitier fourni par le constructeur U2T (Annexe 1) 66
Figure 45 : IMD3 simulés en ne tenant compte que des effets résisitifs (bleu), que des effets capactifs (rouge) ou de ces deux effets couplés (vert), pour P_0 = 9,3 mW et P_{optOL} = 0 dBm 69
Figure 46 : Influence du paramètre α sur les IMD3 simulés (I_s = 5,6 nA) 70
Figure 47 : Influence du paramètre Is sur les IMD3 simulés (α= 100 V/W) 71
Figure 48 : Optimisation des valeurs des paramètres α et I_s caractéristiques des effets résistifs 72
Figure 49: Caractéristiques statiques courant-tension d'une photodiode de type PIN, pour quatre valeurs de la puissance optique moyenne : P_0 = 3 mW, 5 mW, 7 mW et 9 mW 76
Figure 50 : Evolution de la responsivité R_{PD} et du paramètre A avec la tension inverse de polarisation V_{PD0}, pour une puissance optique incidente de P_0 = 5 mW 77
Figure 51 : Montage expérimental utilisé pour comparer l'évolution avec la polarisation de la photodiode, de la puissance P_{mix} de mélange et du paramètre A 78
Figure 52 : Évolution avec la tension de polarisation du paramètre de non linéarité A et de la puissance de mélange pour une puissance optique moyenne de 5 mW et des signaux appliqués sur la photodiode de fréquence 3.8 GHz sur l'entrée RF et 4 GHz sur l'entrée optique 78
Figure 53 : Génération du signal optique modulé en intensité à 60 GHz 80
Figure 54 : Dispositif expérimental utilisé pour releverle mélange optoélectonique de deux signaux sinusoïdaux généré par une phodtoidoe 81
Figure 55 : Synoptique du mélange optoélectronique 82
Figure 56 : Evolution de la puissance de mélange avec la tension de polarisation de la photodiode, pour des signaux incidents de fréquence 60 GHz et 62 GHz et des puissances optiques moyenne de 9,3 mW et 0,4 mW 83

Figure 57 : Evolution de la puissance de mélange avec la tension de polarisation de la photodiode pour les mesure réalisées avec l'EDFA, visualisation des deux pics de mélange 83
Figure 58 : Évolution de la puissance P_{mix} de mélange avec la tension de polarisation de la photodiode V_{PD0} obteenue par simulation en utilisant un modèle simplifié de la photodiode et en tenant compte des effets résistifs (I_j), des effets capacitifs (C_j) ou des deux (I_j // C_j) 87
Figure 59 : Evolution de la puissance de mélange P_{mix} obtenue par simulation en utilisant le modèle développé au chapitre 2 et les conditions d'excitation du tableau 7, avec EDFA, et résultats expérimentaux correspondant 89
Figure 60 : Système proposé pour la réalisation d'une liaison radio-sur-fibre millimétrique bidirectionnelle utilisant le mélange optoélectronique par photodiode 91
Figure 61 : Synoptique de la solution utilisée pour la génération optique du signal millimétrique 92
Figure 62 : Dispositif expérimental utilisé pour étudier les performances de la liaison descendante . 94
Figure 63 : Dispositif expérimental utilisé pour étudier les performances de la liaison montante 95
Figure 64 : Modulation numérique de la porteuse millimétrique utilisée pour générer le signal appliqué en entrée de la liaison montante 96
Figure 65 : Spectre avant et après mélange par photodiode 97
Figure 66 : Evolution de la puissance de mélange et de la responsivité de la photodiode avec la tension de polartisation 100
Figure 67 : Evolution de l'EVM après mélange optoélectronique avec la tension de polarisation de la photodiode, mesuré pour un débit de 397 Mb/s et calculé en considérant comme bruit dominant celui issu du battement entre l'émission spontanée générée par l'EDFA et le signal 100
Figure 68 : Influence de la tension de polaristaion sur la puissance et l'EVM du signal millimétrique généré par la photodiode pour des débits de D_b = 397 Mb/s et D_b = 794 Mb/s dans le cas de la liaison descendante 102
Figure 69 : Architectures des solutions utilisant a) un mélangeur électrique et b) un mélangeur optoélectronique 104

Liste des tableaux

Tableau 1 : Bandes autorisées autour des 60 GHz dans différents pays industrialisés [Guo07] 10
Tableau 2 : Paramètres caractéristiques des premiers modes de fonctionnement Ai et Bj [ECMA10] 14
Tableau 3 : Valeurs de R_j (en kΩ) extraites des relevés expérimentaux du S_{22} de la photodiode 49
Tableau 4 : Ordres de l'IMD dominant obtenus pour les différents points de polarisation de la photodiode 61
Tableau 5 : Comparaison entre les mesures d'IMD et la caractéristique Courant-Puissance optique de la photodiode 65
Tableau 6 : Amplitudes P_{max} et positions V_{max} des maxima d'IMD3 obtenus en mesure et en simulation, avant et après optimisation de α et I_s 73
Tableau 7 : Conditions d'excitation 81
Tableau 8 : Caractérisation du mélangeur optoélectronique 84
Tableau 9 : Fréquence des signaux appliqués et générés lors de l'étude du lien descendant 95
Tableau 10 : Fréquences choisies pour satisfaire au standard ECMA 387 lors de l'étude de la liaison montante 97

Tableau 11 : Fréquences choisies pour optimiser la mesure d'EVM lors de l'étude de la liaison montante et écart relatif entre ces fréquences et celles choisies pour respecter les spécifications du standard ECMA 387 98
Tableau 12 : Valeurs de la tension inverse de polarisation de la photodiode V_{PD0} permettant d'optimiser les performances des liens montant et descendant 102
Tableau 13 : Valeurs de l'EVM maximales autorisées par le standard ECMA 387 et mesurées pour les liaisons montante et descendante, lors de transmissions à des débits de 397 Mb/s et 794 Mb/s correspondant aux modes A0 et A1 du standard 103
Tableau 14 : Valeurs prises par les grandeurs caractéristiques des deux architectures étudiées pour la liaison montante 105

Liste des publications

- Paresys, F. ; Shao, T. ; Maury, G.; Le Guennec, Y.; Cabon, B., “Bidirectional Millimeter Wave Radio-over-Fiber System Based on Photodiode Mixing and Optical Heterodyning”, *Optical Communications and Networking, IEEE/OSA Journal of*, en cours de publication

- Paresys, F.; Le Guennec, Y.; Maury, G. ; Cabon, B., « Etude du mélange par photodiode pour des applications millimétriques autour de 60 GHz », *17èmes journées nationales microondes*, pp. 1-4, Mai 2011

- Paresys, F.; Le Guennec, Y.; Maury, G.; Cabon, B.; Bouhamri, Z.; Dobremez, V., « Low cost bidirectionnal QPSK transmission with optical frequency conversion”, *Microwave Photonics, 2009. MWP '09. International Topical Meeting on,* pp.1-4, Oct. 2009

- Shao, T.; Paresys, F.; Le Guennec, Y.; Maury, G.; Corrao, N.; Cabon, B., “Convergence of 60 GHz Radio Over Fiber and WDM-PON Using Parallel Phase Modulation With a Single Mach–Zehnder Modulator”, *Lightwave Technology, Journal of*, Vol. 30, Issue 17, pp. 2824-2831, Sept. 2012

- Shao T.; Paresys, F.; Maury, G.; Le Guennec, Y.; Cabon, B.,“Investigation on the Phase Noise and EVM of Digitally Modulated Millimeter Wave Signal in WDM Optical Heterodyning System”, *Lightwave Technology, Journal of*, Vol. 30, Issue 6, pp. 876-885, Mar. 2012

- Shao T.; Paresys, F.; Le Guennec, Y.; Maury, G.; Corrao, N.; Cabon, B., “Simultaneous transmission of gigabit wireline signal and ECMA 387 mmW over fiber using a single MZM in multi-band modulation”, Microwave Photonics, 2011 International Topical Meeting on & Microwave Photonics Conference, 2011 Asia-Pacific, MWP/APMP, pp. 149-152, Oct. 2011

Annexe 1 : Caractérisation et extraits de la documentation constructeur de la photodiode

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Storage temperature	T_{stg}	Non condensing	-40		+85	°C
Photo diode reverse voltage	V_{PD}		0		3.5	V
Maximum average optical input power	P_{opt}	NRZ			16	dBm
Maximum output peak voltage	V_{Peak}				1.5	V
Electro static discharge	V_{ESD}	C= 100 pF, R= 1.5 kΩ HBM	-250		250	V
Fiber bend radius			16			mm

Operation Conditions

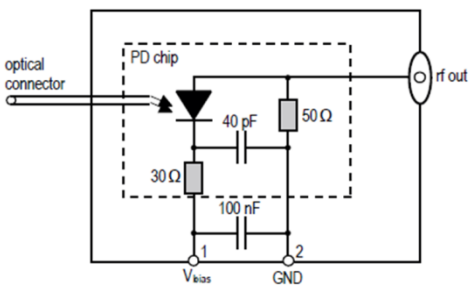
Parameter	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Operating case temperature range	T_{case}		0		+70	°C
Relative humidity range	RH	Non condensing	5		85	%
Operating wavelength range	λ		1480		1620	nm
Average optical input power range	P_{opt}		-20		13	dBm
Photodiode reverse voltage	V_{PD}		2.0	2.8	3.3	V

Optical and Electrical Specifications 1)

Parameter	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Photodiode DC responsivity @ 1550 nm	R	optimum polarization	0.5	0.6		A/W
Polarization dependent loss	PDL			0.3	0.5	dB
Optical return loss	ORL		27			dB
3dB cut-off frequency	f_{3dB}	2)	68	75		GHz
Output reflection coefficient	S_{22}	0.05 - 50 GHz		-10	-8	dB
Photodiode dark current	I_{dark}	T_{case} = 25°C		5	200	nA
Pulse width		3)		7.5	8.5	ps

Notes: 1) λ = 1550 nm, V_{bias} = 2.8 V, T = 25°C
2) Measured using Agilent 86030A 50GHz Lightwave component analyzer and heterodyne measurement system
3) Measured using Tektronix oscilloscope with 70 GHz sampling head

Block Diagram



Pin Description

Pin#	Symbol	Description
1	V_{bias}	bias supply, typ. 2.8 V
2	GND	Case ground

u²t photonics

Test Protocol - Photodetector Module

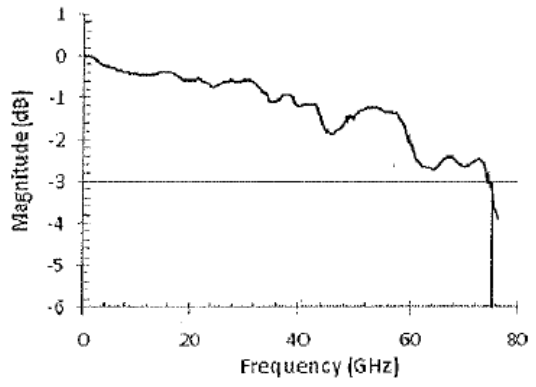
Product Code:	XPDV3120R-VM-FP	**Part Number:**	10 120 305

Serial Number:	14227 B9.5344		

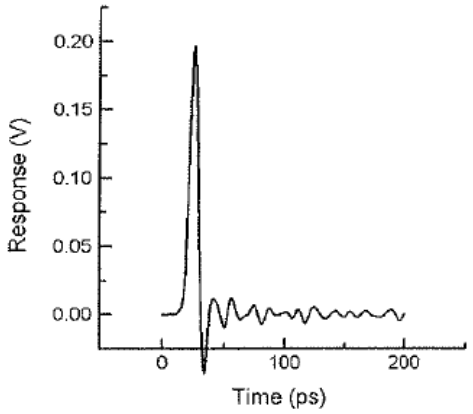
Measured Values:

Dark Current:	5.6 nA	**PDL:**	0.3 dB
Pulse Width:	7.21 ps (see note 1)	**Optical Return Loss:**	32.5 dB (1550 nm)
Cut-off frequency:	> 75 GHz (see note 2)		
Responsivity:	0.60 A/W		

Measured Frequency Response:



Measured Pulse Response:



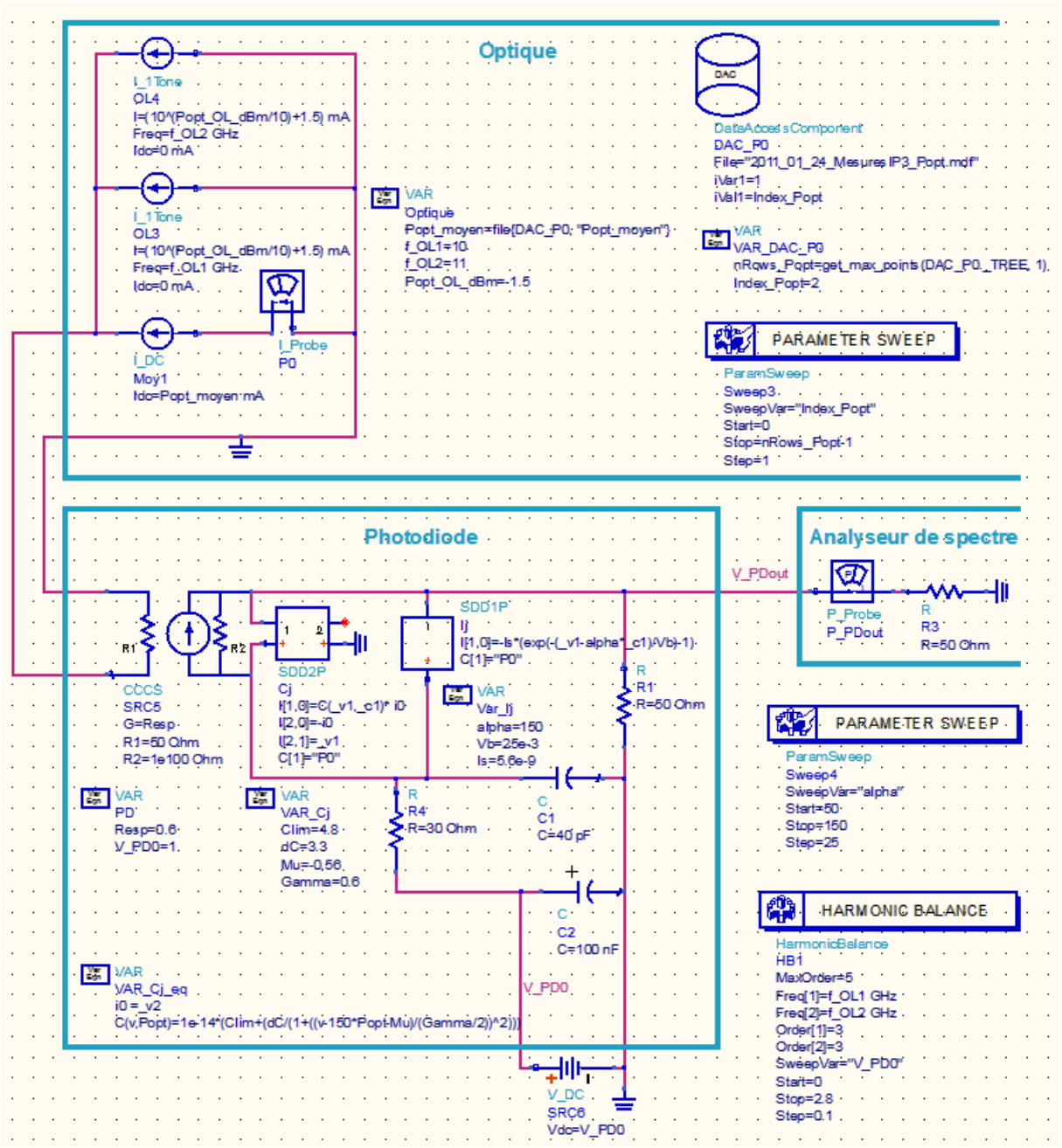
Measurement Conditions:

Bias Voltage: 2.8 V Temperature: 23 °C

Notes:

1) Measured with: 1 ps pulse source, and Tektronix sampling head 80E06.
2) Measured with: Heterodyn System

Annexe 2 : Circuit utilisé lors des simulations d'IMD3 sous ADS

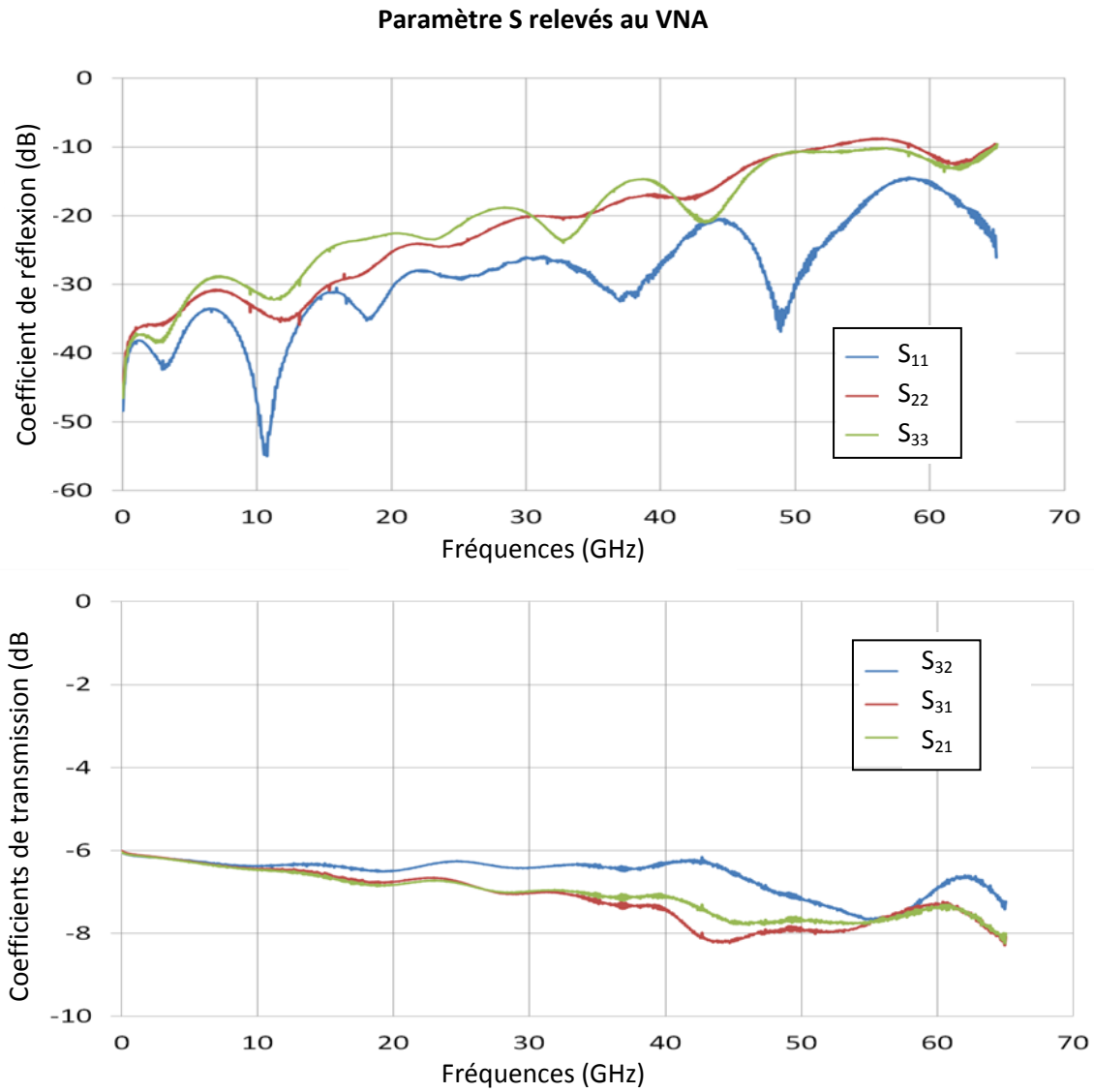


Annexe 3: Fonction MATLAB utilisée pour dériver des données bruitées

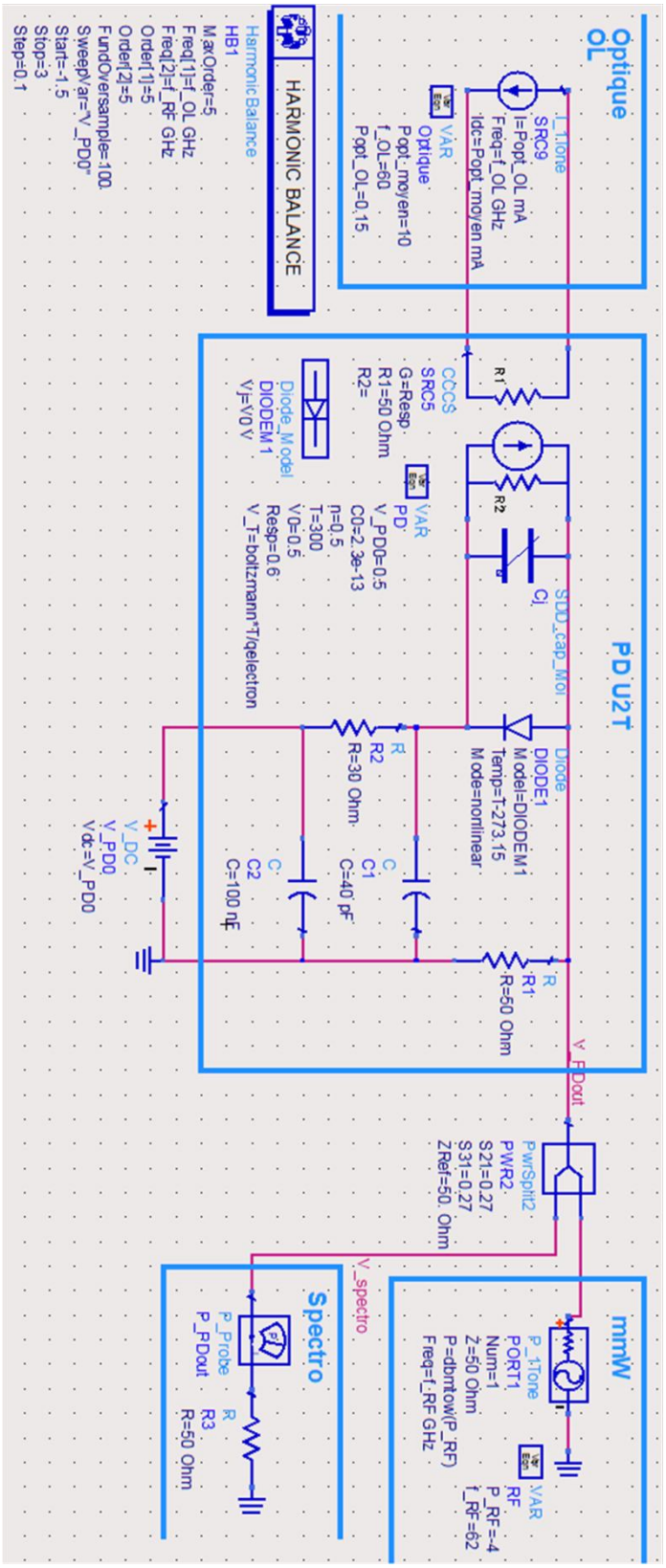
```
function [V] = deriv_locpol(X,Y)
%  entrées :
        %  X abscisses (vecteur de longueur L)
        %  Y ordonnées (vecteur de longueur L)
%  sorties :
        %  V dérivées de Y par rapport à X aux points d'abscisse X

%  Cette fonction a pour but de dériver une fonction dont nous ne possédons que des données expérimentales.
%  Pour ce faire, nous utilisons une approximation locale de la fonction. Pour déterminer la dérivée en xi, nous utilisons les points compris entre x(i-2) et x(i+2) et nous déterminons le polynôme d'extrapolation de degré 2 correspondant. La dérivée de l'approximation polynomiale au point xi nous donne une expression de la dérivée de notre fonction.
%  Pour les points extrêmes, nous utilisons une dérivée droite ou gauche

L=length(X);
for i=1:L,
  if i<=3
    V(i)=(Y(i+1)-Y(i))/(X(i+1)-X(i));
  elseif i>(L-3),
     V(i)=(Y(i)-Y(i-1))/(X(i)-X(i-1));
  else
      % détermination du polynome d'ordre 2 extrapolant la fonction entre les points x(i-2) et x(i+2)
          a=X(i-3:i+3);
          b=Y(i-3:i+3);
          c=polyfit(a,b,2);
      % dérivation de ce polynome au point x(i)
          V(i)=2*c(1)*X(i)+c(2)
  end
end
```

Annexe 4 : Réponse en fréquence du séparateur/combineur : relevé des paramètres S

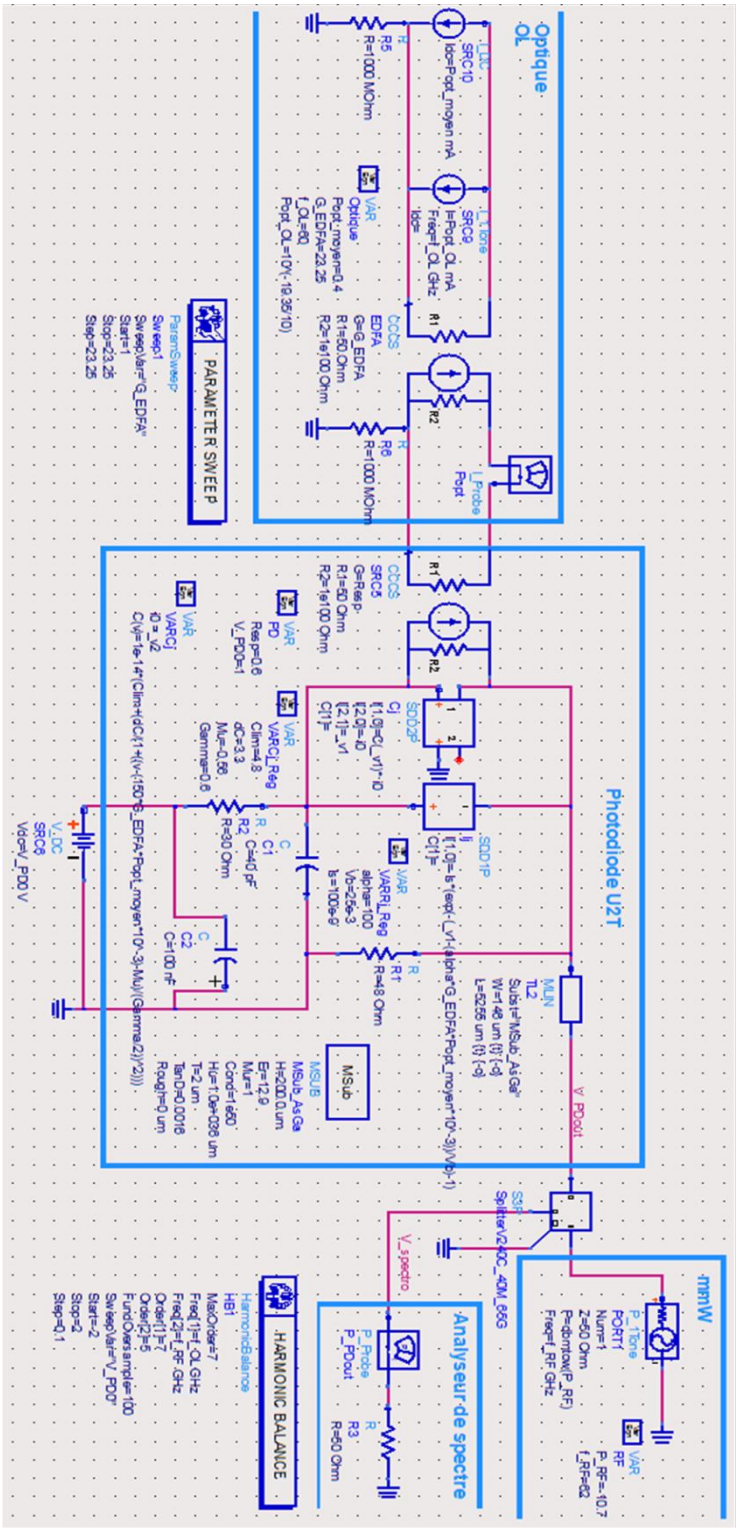
Référence : Anritsu V240 – C



Annexe 5 : Premières simulations sous ADS du mélange par photodiode



Annexe 6 : Simulations sous ADS du mélange par photodiode réalisées en utilisant le modèle du chapitre 2



Glossaire

Acronyme	Signification (Anglais)	Signification (français)
ADS	Advanced Design System	Logiciel de simulation de dispositifs RF développé par Agilent
BPSK	Binary Phase-Shift Keying	Modulation par déplacement de phase binaire
DBPSK	Differential Binary Phase-Shift Keying	Modulation différentielle par déplacement de phase binaire
DFB	Distributed Feedback	Laser à rétroaction distribuée
E/O	Electrical to Optical convertor	convertisseur Électrique/ Optique
ECMA	European Computer Manufacturers Association	Association européenne des constructeurs informatiques
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier	Amplificateur optique à fibre dopée aux ions erbium
ESA	Amplified Spontaneous Emission	Émission spontanée amplifiée
EVM	Error Vector Magnitude	Amplitude du vecteur d'erreur
FI	Intermediate frequency	Fréquence intermédiaire
IMDi	i^{th} order InterModulation Product	Produit d'intermodulation d'ordre i
IPi	i^{th} order intercept point	Point d'Interception d'ordre i
MEA	Electroabsorption modulator	Modulateur à Électro-Absorption
mmW	Millimeter Wave	Onde millimétrique
MZM	Mach-Zehnder Modulator	Modulateur de Mach-Zehnder
O/E	Optical to Electrical convertor	convertisseur Optique/ Électrique
OFDM	Orthogonal frequency-division multiplexing	Multiplexage par répartition en fréquences orthogonales
OL	Local oscillator	Oscillateur Local
PER	Packet Error Rate	Taux d'erreur par paquets
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying	Modulation par déplacement de phase en quadrature
RF	Microwaves	Radiofréquences
RMS	Root Mean Square	Moyenne quadratique
SB	Base station	Station de base
SC	Central station	Station centrale

SCBT	Single carrier block transmission	Transmission mono-porteuse par blocs
SDD	Symbolically-Defined Device	Composant défini par
SM	Mobile station	Station mobile
TDD	Time Division Duplex	Duplexage temporel
VCO	Voltage Controled Oscillator	Oscillateur contrôlé en tension
VNA	Vector Network Analyser	Analyseur de réseau vectoriel
VSA	Vector Signal Analyzer	Logiciel développé par Agilent et permettant de démoduler et caractériser des données numériques transmises à l'aide de modulations vectorielles
WPAN	Wireless Personal Area Network	Réseau personnel sans fil

Résumé

L'objectif de cette thèse est de réaliser un système radio-sur-fibre bidirectionnel fonctionnant dans la bande des fréquences millimétriques autour de 60 GHz. La solution proposée est basée sur l'utilisation d'une photodiode PIN en tant que mélangeur optoélectronique. Une étude théorique associée à une caractérisation non-linéaire et large bande de la photodiode a permis de modéliser le comportement mélangeur de la photodiode. Le modèle de photodiode obtenu a ensuite été utilisé pour optimiser les performances du mélangeur optoélectronique puis du système radio-sur-fibre complet. Des mesures expérimentales ont permis de vérifier la compatibilité du système proposé avec les spécifications du standard ECMA 387 proposé pour régir la création de réseaux locaux aux fréquences de 60 GHz, pour au moins les deux premiers débits proposés (394 Mb/s et 794 Mb/s).

Mots clés

Mélange optoélectronique, photodiode PIN, caractérisation non linéaire, radio-sur-fibre, conversion de fréquence, fréquences millimétriques, 60 GHz

Summary

The aim of this thesis is to develop a bidirectional millimeter-wave radio-over-fiber system. The proposed system is based on the use of a p-i-n photodiode as an optoelectronic mixer. A theoretical study coupled with a non-linear and wideband photodiode characterization allows modeling of the photodiode mixing process. Then, the developed photodiode model was used to optimize the optoelectronic mixer efficiency and finally, to optimize the complete radio-over-fiber system efficiency. Experimental measurement has been made to check the compliance of the developed system with the specifications of the ECMA 387 standard that is proposed for the use of the 60 GHz frequency band. Measurement complies with the standard for at least the first data rates (394 Mb/s and 794 Mb/s).

Key-words

Photodiode mixing, photodiode PIN, non-linear characterization, Radio-over-fiber system, frequency conversion, millimeter wave, 60 GHz