



**HAL**  
open science

# Amélioration des performances électriques d'un module de mélange optoélectronique privilégiant des dispositifs à semi-conducteurs : Applications dans les charges utiles de satellites

Jordan Thouras

## ► To cite this version:

Jordan Thouras. Amélioration des performances électriques d'un module de mélange optoélectronique privilégiant des dispositifs à semi-conducteurs : Applications dans les charges utiles de satellites. Electronique. Université de Limoges, 2016. Français. NNT : 2016LIMO0127 . tel-01469755

**HAL Id: tel-01469755**

**<https://theses.hal.science/tel-01469755v1>**

Submitted on 16 Feb 2017

**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 Limoges**  
**École Doctorale Sciences et Ingénierie pour l'Information,  
Mathématiques (ED 521)**  
**Laboratoire Xlim**

Thèse pour obtenir le grade de  
**Docteur de l'Université de Limoges**  
Discipline : Electronique des Hautes Fréquences, Photoniques et Systèmes

Présentée et soutenue par  
**Jordan Thouras**

Le 20 décembre 2016

**Amélioration des performances électriques d'un module de  
mélange optoélectronique privilégiant des dispositifs à semi-  
conducteurs : applications dans les charges utiles de satellites**

Thèse dirigée par Christelle Aupetit-Berthelemot et co-encadrée par Hervé Leblond

JURY :

Rapporteurs

Mme Angélique RISSONS, professeur, ISAE Supaero, DRRP DEOS

M. Ammar SHARAIHA, professeur, LabSticc, École Nationale d'Ingénieurs de Brest

Examineurs

Mme Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT, professeur, Xlim, Université de Limoges-  
ENSIL, Directrice de thèse

M. Benoit BENALET, Ingénieur Systèmes photoniques, Thales Alenia Space

M. Romain BRENOT, Ingénieur de recherche, III-V Lab

M. Hervé LEBLOND, Ingénieur, Thales Alenia Space, co-encadrant de thèse

M. Raymond QUERE, Professeur, Xlim, Université de Limoges

Mme Rose-Marie SAUVAGE, Ingénieur, Responsable du domaine scientifique  
Nanotechnologies, Direction Générale de l'Armement





## Remerciements

---

Avant de présenter en détail les travaux réalisés au cours de cette thèse, il convient de remercier toutes les personnes qui y ont contribué, qui m'ont encouragé, et qui ont partagé mon quotidien durant ces trois années.

Je souhaite tout d'abord remercier ma directrice de thèse, Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT, pour m'avoir accompagné durant ces travaux, pour m'avoir donné sa confiance.

Je remercie l'ensemble des membres du jury, qui ont accepté d'évaluer ces travaux.

Je souhaite également adresser mes remerciements à Hervé LEBLOND, ingénieur chez Thales Alenia Space (TAS), pour avoir co-encadré ce travail ainsi qu'à Benoit BENALET, également ingénieur chez TAS, pour leurs conseils et pistes qu'ils m'ont donné au travers de nos différentes réunions.

Je tiens aussi à remercier Thales Alenia Space ainsi que la Direction Générale de l'Armement (DGA), et tout particulièrement madame Rose-Marie SAUVAGE, pour avoir accepté de financer et suivre ces travaux.

Je souhaite également exprimer ma gratitude envers l'équipe de recherche en optique de TAS (service DRT) et plus particulièrement envers Michel Maignan, Michel Sottom et Benoit BENALET, pour m'avoir accueilli dans leur laboratoire le temps d'effectuer mes manipulations.

Je remercie également Izzat DARWAZEH, professeur à l'UCL (University College London), Fabrice BLACHE, ingénieur à III-V Lab et Victor RODRIGUES pour m'avoir fourni les composants nécessaires à la mise en œuvre de la partie expérimentale de ma thèse, ainsi que Valérie MADRANGEAS et Damien PASSERIEUX pour le prêt de matériel RF côté Xlim/ENSIL.

Un grand merci à toute l'équipe de recherche ReSysT et aux enseignants de la spécialité électronique et télécommunications de l'ENSIL, Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT, Anne JULIEN-VERGONJANNE, Stéphanie SAHUGUEDE, Vahid MEGHDADI, Jean-Pierre CANCES, Marie-Sandrine DENIS, Pierre MEDREL, Valérie MADRANGEAS, pour m'avoir accueilli, pour leur bonne humeur et leur soutien.

Je tiens aussi à remercier particulièrement les nombreux doctorants que j'ai pu côtoyer : Thomas, les deux Nicolas, Fréjus, Déphine, Maud, Abraham, Octave, Ludovic, Ao, Salma, Clément, Karim, Imad, Bang, Jérémy. Nos activités aussi bien intra qu'extra universitaires ont été très enrichissantes.

Enfin je tiens à remercier chaleureusement ma famille et mes amis, sans qui je ne serais jamais arrivé là où je suis actuellement.





## Sommaire

---

Remerciements .....	3
Sommaire.....	4
Introduction .....	7
Chapitre I. Les télécommunications spatiales : état de l'art .....	11
I.1. Introduction au chapitre I.....	11
I.2. Le satellite de télécommunication : historique et définition .....	11
I.3. Le réseau de communication par satellite .....	13
I.4. La normalisation des fréquences par l'Union Internationale des Télécommunications et les services assurés.....	14
I.5. Le segment spatial.....	15
I.5.1. La charge utile transparente .....	16
I.5.2. La charge utile régénérative .....	23
I.5.3. Concept de la charge utile flexible .....	23
I.6. Les mélangeurs RF.....	24
I.6.1. Mélangeur RF idéal avec une porteuse RF non modulée .....	24
I.6.2. Mélangeur RF idéal avec une porteuse RF modulée .....	24
I.6.3. Mélangeur réel .....	25
I.6.4. Exemples de mélangeurs RF .....	26
I.6.5. Evaluation des performances des mélangeurs .....	28
I.7. Evaluation de la qualité d'une transmission satellite.....	32
I.7.1. Notions sur les débits et taux d'erreur binaire à atteindre pour chaque type de service et lien avec le rapport $C/N_0$ .....	32
I.7.2. Calcul du rapport $C/N_0$ .....	33
I.8. Evolution des télécommunications par satellite .....	37
I.9. Résumé du chapitre I.....	40
Chapitre II. La photonique dans les satellites : un réel enjeu .....	43
II.1. Introduction au chapitre II.....	43
II.2. Les technologies optoélectroniques appliquées aux télécommunications spatiales ...	43
II.2.1. La génération et la distribution d'oscillateurs locaux optiques .....	44
II.2.2. Le routage des signaux optiques .....	45
II.2.3. Le filtrage .....	45
II.2.4. L'amplification.....	45
II.2.5. La formation de faisceau .....	46
II.2.6. L'aide à la conversion analogique numérique et à la conversion numérique analogique .....	46
II.2.7. La conversion de fréquence .....	47
II.2.8. Résistance des composants optoélectroniques/photoniques à l'environnement spatial.....	47
II.2.9. Exemple de mission spatiale ayant incorporé des technologies optiques : le projet ESA Soil Moisture and Ocean Salinity.....	47
II.3. Principe de fonctionnement d'un mélangeur photonique .....	48
II.3.1. Etape 1 : modulation d'une porteuse optique à l'aide des signaux RF et OL.....	48

II.3.2. Etape 2 : la photo-détection.....	55
II.4. Choix des composants semi-conducteurs pour la réalisation de la conversion de fréquence.....	57
II.4.1. Choix des modulateurs.....	57
II.4.2. Choix du composant non-linéaire pour la XGM.....	61
II.5. Architectures proposées .....	61
II.5.1. Architectures basées sur l'association de modulateurs électro-absorbants .....	62
II.5.2. Architecture basée sur l'amplificateur optique à semi-conducteurs.....	66
II.6. Description des composants et des modèles de simulation .....	67
II.6.1. Le laser DFB CW.....	68
II.6.2. Le laser DBF en modulation directe.....	69
II.6.3. Le modulateur Electro-absorbant.....	70
II.6.4. Filtres optiques à réseau de Bragg .....	71
II.6.5. L'amplificateur à fibre dopée erbium ou EDFA.....	73
II.6.6. L'amplificateur optique à semi-conducteur : SOA .....	74
II.6.7. La photodiode PIN.....	76
II.7. Méthode d'évaluation des performances d'un mélangeur optique à l'aide de VPIphotonics® .....	77
II.7.1. Principe général :.....	77
II.7.2. Calcul des grandeurs caractéristiques des mélangeurs.....	78
II.7.3. Validation des méthodes d'évaluation des performances .....	79
II.8. Résumé du chapitre II.....	80
Chapitre III. Nouvelles architectures de mélangeurs photoniques .....	83
III.1. Introduction au chapitre III.....	83
III.2. Paramètres de simulations.....	83
III.2.1. Critère d'optimisation.....	84
III.2.2. Paramètres des signaux entrants, RF et OL.....	84
III.2.3. Paramètres des lasers et des photodiodes.....	85
III.2.4. Paramètres des EAM .....	85
III.2.5. Filtres optiques .....	88
III.2.6. Paramètres des SOA.....	90
III.2.7. Comparaison des résultats aux technologies hyperfréquences .....	90
III.3. Simulations des architectures réalisées à partir d'EAM .....	91
III.3.1. Détermination de la courbe d'absorption .....	91
III.3.2. Performances des architectures EAM.....	94
III.3.3. Analyse de la pureté spectrale des architectures EAM, filtre 2.....	95
III.3.4. Analyse de la pureté spectrale des architectures EAM, filtre 1.....	99
III.3.5. Rejection optimale des filtres optiques.....	100
III.3.6. Point d'interception d'ordre 3 .....	101
III.3.7. Etude paramétrique .....	103
III.3.8. Ajout d'un amplificateur optique avant la photodiode .....	109
III.4. Simulations des architectures réalisées à partir d'un SOA .....	115
III.4.1. Détermination des dimensions de la zone active du SOA.....	115
III.4.2. Performances des architectures SOA.....	116
III.4.3. Analyse de la pureté spectrale des architectures SOA .....	118
III.4.4. Point d'interception d'ordre 3 .....	120
III.4.5. Etude paramétrique .....	121
III.5. Résumé du chapitre III.....	126



Chapitre IV. Réalisations expérimentales de convertisseurs de fréquence RF à partir de modulateurs électro-absorbants .....	129
IV.1. Introduction au chapitre IV .....	129
IV.2. Caractérisation et modélisation des EML et de l'EAM disponibles .....	129
IV.3. Mélangeur réalisé à partir de deux EML en parallèle .....	133
IV.3.1. Présentation de l'architecture : .....	133
IV.3.2. Etude paramétrique.....	135
IV.4. Mélangeur réalisé à partir d'un EML et d'un EAM en série.....	140
IV.4.1. Présentation de l'architecture .....	140
IV.4.2. Etude paramétrique.....	141
IV.4.3. Evolution des performances en fonction de la puissance OL .....	142
IV.4.4. Evolution des performances en fonction de la puissance RF .....	143
IV.4.5. Evolution des performances en fonction de tension de polarisation de l'EAM ..	144
IV.4.6. Evolution des performances en fonction de la tension de polarisation de l'EML .....	145
IV.4.7. Evolution des performances en fonction du courant d'alimentation de l'EML....	146
IV.5. Mélangeur réalisé à partir d'un seul EML.....	147
IV.5.1. Présentation de l'architecture .....	147
IV.5.2. Evolution des performances en fonction de la puissance RF .....	149
IV.5.3. Evolution des performances en fonction de la puissance OL .....	150
IV.5.4. Evolution des performances en fonction du courant d'alimentation de l'EML....	151
IV.5.5. Evolution des performances en fonction de la tension de polarisation des EML .....	152
IV.5.6. Perspectives de travail sur la partie expérimentale : mesure de l'IP <sub>3</sub> .....	153
IV.6. Résumé du chapitre IV .....	153
Conclusion .....	155
Bibliographie .....	159
Table des illustrations.....	167
Table des tableaux .....	176



## Introduction

---

L'apparition de nouveaux services numériques tels que le streaming de vidéo HD, la visioconférence et la voix sur IP, le transfert et le stockage des données avec le cloud computing, ou encore les jeux et les achats en ligne, implique pour les opérateurs de télécommunications de devoir fournir des débits toujours plus élevés aux abonnés. Pour cela, il existe deux solutions technologiques : la fibre optique et les transmissions par satellite. La première est bien sûr la plus efficace car elle offre les débits les plus importants mais son utilisation est limitée : en plus d'avoir un coût élevé (génie civil), le déploiement de la fibre ne peut se faire sur tous les endroits du globe et il est impossible de couvrir les zones géographiquement isolées ou non aménageables, les zones difficiles d'accès ou encore instables politiquement. Là où la fibre ne peut être installée, les transmissions par satellite restent le meilleur moyen de fournir une couverture fiable et une connexion rapide. Les télécommunications par satellite prennent d'ailleurs de plus en plus d'importance aujourd'hui et le nombre d'abonnés est en constante augmentation dans le monde.

Pour les concepteurs de charges utiles de satellite de télécommunications, prendre en compte ces nouveaux besoins revient à augmenter sans cesse la quantité d'équipements embarqués, les nouvelles générations de satellite devant fournir toujours plus de bande passante tout en continuant d'assurer les anciens services : la télévision et la téléphonie. Cela a pour conséquence d'augmenter significativement la masse et l'encombrement des charges utiles et dans le domaine du spatial le coût de mise en orbite d'un satellite est directement lié à ces paramètres. Enfin, le nombre de satellites étant toujours en augmentation, les bandes de fréquence traditionnellement utilisées commencent à être saturées. Il faut donc se tourner vers d'autres gammes de fréquences plus élevées (bandes Ku et Ka). La mise en œuvre des composants hyperfréquences pour ces bandes est délicate à réaliser et les contraintes liées à la conception augmentent.

Cette augmentation de la masse, de l'encombrement et de la complexité des charges utiles peut être combattue soit en menant des recherches sur la miniaturisation et la montée en fréquence des composants RF actuels, soit par un changement de technologie. En suivant cette seconde voie, les technologies optoélectroniques et photoniques sont d'excellentes candidates et offrent de très nombreux avantages en adéquation avec les besoins du domaine spatial comme de faibles masses et volumes. Il a notamment été démontré par Thales Alenia Space que pour un système de distribution de signaux de référence (oscillateurs locaux) de 1 vers 64 équipements, une réduction de masse 70% était possible. Les technologies optiques engendrent également une immunité aux interférences électromagnétiques, une transparence aux fréquences RF, ce qui permet de travailler facilement dans n'importe quelle bande de fréquence, une faible consommation, ou encore la possibilité d'exploiter le multiplexage en longueur d'onde pour augmenter le débit ou faire du routage. Plusieurs signaux optiques de longueurs d'onde différentes peuvent en effet être transportés au sein d'une seule et même fibre. C'est dans ce contexte qu'interviennent les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit, réalisés au sein du laboratoire Xlim, cofinancés par Thales Alenia Space et la Direction Générale de l'Armement (DGA) et portant sur la conception de convertisseurs de fréquence RF réalisés à partir de composants photoniques semi-conducteurs.



Les mélangeurs ou convertisseurs de fréquence font partie des composants clés de la charge utile du satellite car ils assurent une isolation entre les voies montante (sol vers satellite) et descendante (satellite vers sol) lors de la transmission. Les interférences entre deux communications différentes sont donc évitées et le signal émis par un satellite ne peut être capté par ce dernier. Parvenir à réaliser cette fonction dans le domaine optique à l'aide de composants semi-conducteurs permettrait de réduire significativement le poids et la taille de la charge utile, en particulier si elle est associée à des matrices de commutation optiques chargées de réaliser le routage des signaux au sein du système. La faisabilité de tels commutateurs a déjà été démontrée.

Enfin, la conversion de fréquence à l'aide de composants optoélectroniques a déjà été étudiée, notamment en utilisant des modulateurs de Mach-Zehnder. Les travaux menés sur ces composants, réalisés à partir de niobate de lithium, ont montré des résultats très encourageants mais l'encombrement de ces dispositifs reste conséquent, de l'ordre de plusieurs centimètres de long. L'emploi de matériaux semi-conducteurs permettrait à terme de réaliser des mélangeurs photoniques très compacts et l'ensemble des composants les constituant, comme les lasers, les modulateurs électro-optiques et les photodiodes, pourraient être intégrés sur un même substrat de quelques centaines de micromètres.

Ces travaux seront présentés au travers de quatre chapitres. Le premier sera un état de l'art des télécommunications par satellite. Il présentera le réseau de communication, puis la charge utile du satellite et son convertisseur de fréquence et montrera comment évaluer les performances de ce composant. Il décrira aussi la méthode permettant d'estimer la qualité d'une transmission par satellite : le bilan de liaison. Ces calculs montreront l'importance de contrôler les performances de chaque composant de la charge utile afin de limiter les erreurs de transmission. Enfin, il abordera le marché des télécommunications et fera le lien entre la demande toujours croissante des services nécessitant de forts débits et l'augmentation de la masse des systèmes.

Le second chapitre sera consacré à l'introduction de technologies photoniques dans les satellites. Il montrera que de très nombreuses fonctions des charges utiles pourraient être assurées dans le domaine optique afin de réduire le poids et le volume des équipements. Il insistera particulièrement sur le convertisseur de fréquence et son fonctionnement sera expliqué en détail. En se basant sur les principes évoqués, les architectures de mélangeur développées dans le cadre de ces travaux de thèse et réalisées à partir de composants semi-conducteurs seront présentées. Elles seront réparties dans deux catégories différentes : les architectures utilisant des modulateurs électro-absorbants (EAM) et les architectures employant des amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA). Finalement, les modèles mathématiques associés aux différents composants mis en jeu ainsi que les méthodes d'évaluation des performances choisies seront présentés. Le logiciel qui a été retenu afin de réaliser les calculs est le simulateur de systèmes optiques VPIphotonics®.



Le troisième chapitre présentera l'ensemble des résultats de simulation obtenus pour les deux catégories de convertisseur de fréquence. Les paramètres des simulations, choisis à partir d'une étude bibliographique menée sur les composants, seront listés et chaque mélangeur sera évalué en fonction de son gain de conversion, de son facteur de bruit, de ses isolations OL/FI et RF/FI, de son rapport  $C/I_3$ , de son point d'interception d'ordre 3 et du nombre de fréquences parasites qu'il génère (spurious). Pour terminer, une étude paramétrique approfondie sera menée : l'impact de chaque grandeur d'entrée des mélangeurs sera estimé, ce qui permettra de donner des indices sur les améliorations technologiques à réaliser afin d'accroître les performances.

Enfin, le dernier chapitre sera consacré aux diverses manipulations réalisées sur les convertisseurs de fréquences photoniques. Il présentera trois architectures testées en laboratoires à partir de modulateurs EAM et d'EML, qui sont des EAM intégrés à des lasers DFB. Les simulations correspondantes seront mises en place sous VPIphotonics® et les résultats seront mis en regard des données expérimentales. L'objectif de cette dernière partie sera de valider les modèles de simulations en montrant que les résultats expérimentaux et issus de VPI concordent.





## Chapitre I. Les télécommunications spatiales : état de l'art

---

### I.1. Introduction au chapitre I

Ce premier chapitre est un état de l'art des télécommunications spatiales. Après avoir donné un bref historique des satellites et décrit leur principe de fonctionnement, le réseau de communications par satellite sera présenté. Les services qu'il permet de fournir seront listés. Au sein de ce réseau, le fonctionnement de la charge utile du satellite, réalisant le traitement du signal, sera décrit en détail.

Le fonctionnement d'un mélangeur, ou convertisseur de fréquence RF, composant essentiel de la charge utile et qui intéresse ces travaux de thèse, sera ensuite abordé, ainsi que les méthodes permettant d'évaluer ses performances.

Une fois les composants de la charge utile connus, le bilan de liaison, ou l'évaluation de la qualité d'une transmission spatiale sera présenté. Cette partie montrera comment les performances des composants, et particulier celles du mélangeur, influent sur le transport des données.

Enfin, un aperçu du marché des télécommunications sera dressé. Il mettra en lumière le besoin toujours croissant des utilisateurs en bande passante/débit, et montrera qu'un passage vers des technologies optiques dédiées à des fonctions spécifiques, pourrait répondre à cette problématique.

Ce chapitre se veut être volontairement didactique pour apporter au lecteur l'ensemble des éléments essentiels à la compréhension de ce manuscrit et aux études menées dans le cadre de cette thèse.

### I.2. Le satellite de télécommunication : historique et définition

Le concept de satellite géostationnaire de télécommunication est né de l'imaginaire d'Arthur C. Clarke (1917 - 2008), écrivain de science-fiction et scientifique, présentateur télé, explorateur sous-marin et inventeur britannique. (Il signera notamment 2001 : l'Odyssée de l'espace en 1968). Influencé par les écrits du scientifique russe d'origine polonaise Constantin Edouardovitch Tsiolkovski (1837 – 1935), sur l'envoi de véhicules en delà de l'atmosphère terrestre, et par Herman Potočnik (pseudonyme Hermann Noordung, 1892 - 1929) et son livre de 1928 intitulé « Das Problem der Befahrung des Weltraums », ou « Le problème du vol spatial », dans lequel est décrit l'orbite géostationnaire d'une station spatiale, Clarke publiera en 1945 dans le magazine britannique Wireless World un article intitulé « Extra-terrestrial Relays ». Il y décrit pour la première fois le fonctionnement d'un satellite de télécommunications : un objet artificiel placé en orbite géostationnaire et dont le but est de relayer des signaux radio. Une antenne placée à la surface de la terre envoie un signal au satellite via la voie montante, et le satellite diffuse ce signal sur terre via la voie descendante, comme l'illustre la Figure 1.





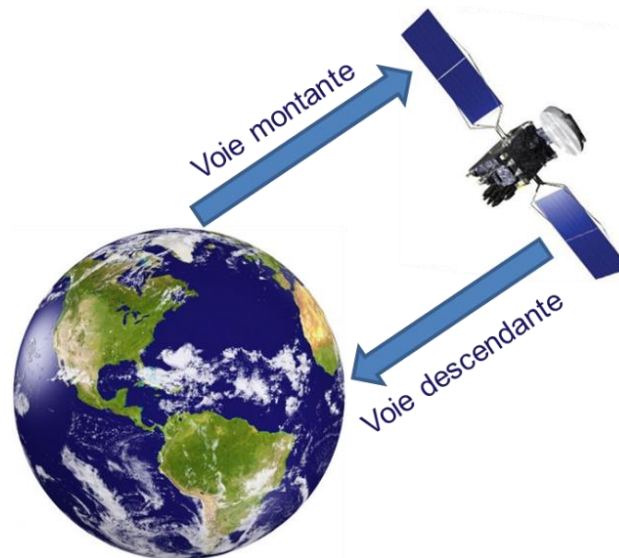


Figure 1 : Principe de fonctionnement du satellite de télécommunications

L'ingénieur américain John Robinson Pierce (1910 -2002), publiera ensuite en 1955 une première étude sur les caractéristiques techniques que devrait posséder un satellite positionné au-dessus de l'océan atlantique et servant de relai entre l'Europe et les Etats-Unis. Le coût du projet avait alors été évalué à 1 milliard de dollar.

Le premier satellite artificiel, Spoutnik, a été construit par l'Union Soviétique en 1957. Placé en orbite elliptique (entre 230 et 950 Km d'altitude), sa seule fonction consistait à émettre un signal régulier de plusieurs dizaines de MHz.

Les années suivantes furent consacrées à des expérimentations : le premier satellite américain, SCORE, servit en 1958 à transmettre des vœux de Noël. Le premier satellite « réfléchissant », ECHO, fut lancé en 1960, ainsi que le premier satellite capable de stocker et de retransmettre une information : COURRIER. Les premiers satellites de relais « de puissance », TELSTAR et RELAY suivirent en 1962.

Le premier satellite géostationnaire, SYNCOM 2, fut lancé en 1963 et montra la faisabilité du concept imaginé par Arthur C. Clarke. Finalement, le premier satellite géostationnaire commercial INTELSAT 1 ou Early bird entra en fonction en 1965. Il servait à faire communiquer deux stations séparées par l'océan atlantique (liaison dite point à point). Les stations au sol devaient alors être équipées d'antennes de 30 m de diamètre, pour un coût de 10 millions de dollars par station. La même année, l'union soviétique lancera aussi son satellite géostationnaire, MOLNYA. [1] [2] [3] [4]

Depuis, le nombre de satellites déployés dans l'espace n'a cessé d'augmenter (Figure 2). En 2013 l'Union of Concerned Scientists (groupe de scientifiques et de citoyens américains indépendants) recensait 1085 satellites opérationnels autour de la terre. Ces derniers appartenant en grande partie aux États-Unis (461) à la Russie (110) et à la Chine (107). Les prévisions annonçaient qu'environ 1150 satellites devraient être lancés entre 2013 à 2022 [5] [6]. Il a été estimé, selon l'Association de l'Industrie Satellite (SIA) que le nombre de satellites en orbite a augmenté de 40% en 4 ans (986 en 2011, 1261 en 2014 et 1381 fin 2015) [5] [6]. Les revenus de l'industrie du satellite ont dépassé les 208 milliards de dollars en 2015 soit légèrement au-dessus de 2014 – 203 milliards de \$.

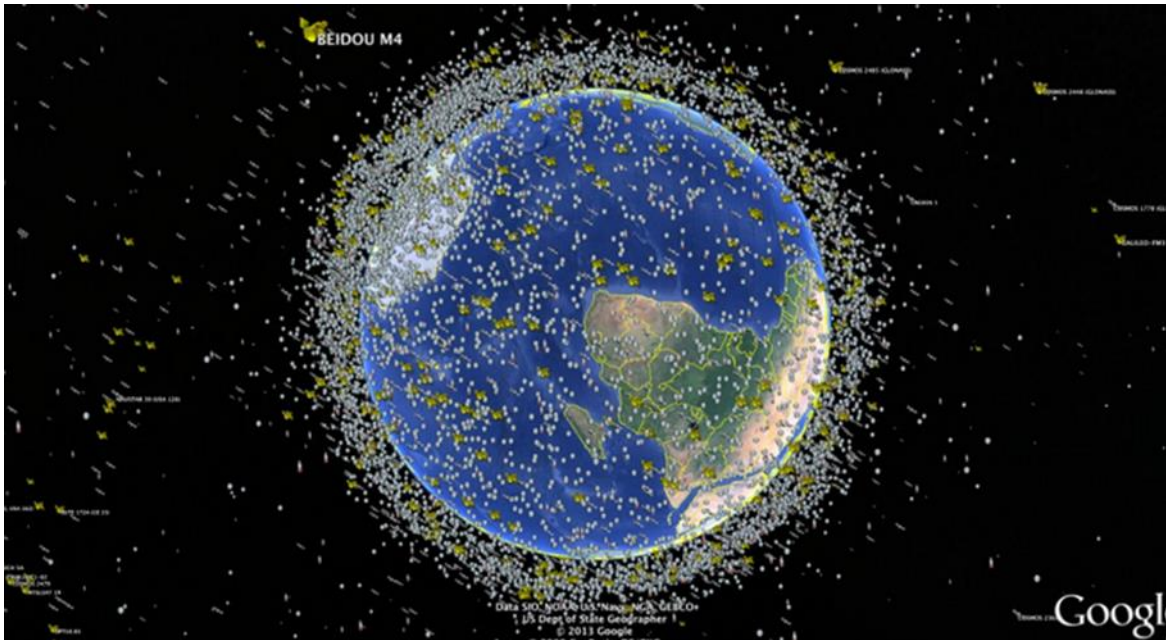


Figure 2 : Les satellites de télécommunications : un immense réseau (données Nasa)

### I.3. Le réseau de communication par satellite

Il se compose de trois segments : le segment spatial, le segment de contrôle et le segment sol, définis ci-après (Figure 3).

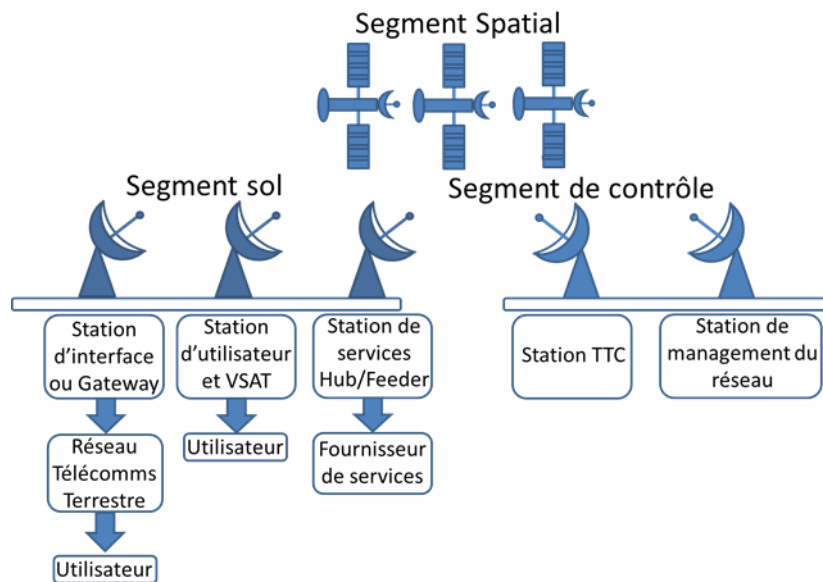


Figure 3 : Le réseau de télécommunications par satellite

Le segment spatial est constitué d'un satellite ou d'une constellation, formée de plusieurs satellites.

Le segment de contrôle (ou TTC pour tracking telemetry and command) correspond à la partie commande du ou des satellites. Des stations au sol permettent de gérer le trafic de signaux et les équipements embarqués.



Le segment sol englobe les stations de base faisant le lien avec le réseau de télécommunications terrestre.

Dans le segment sol, il est possible de distinguer trois types de stations :

- Les stations utilisateurs (VSAT pour Very Small Aperture Terminal, stations mobiles...). Elles donnent à l'utilisateur un accès direct au segment spatial, lorsqu'il est connecté.
- Les stations d'interface ou gateways font le lien entre le réseau télécoms terrestre et le segment spatial. L'utilisateur est connecté au réseau terrestre.
- Les stations de services, qui collectent les informations venant des stations utilisateurs et transitant par le segment spatial (hub), ou qui envoient des données aux stations utilisateurs via le segment spatial (feeder).

#### **I.4. La normalisation des fréquences par l'Union Internationale des Télécommunications et les services assurés**

Les normes qui régissent l'utilisation et la répartition du spectre radio sont élaborées par l'union internationale des télécommunications (ITU) et plus précisément par son secteur des radiocommunications (ITU-R). Il définit plusieurs types de services. Parmi eux on peut citer :

- Les services fixes par satellite ou FSS :

Ils comprennent le trafic international lié à la téléphonie et à la télévision : le satellite permet d'exporter des services présents dans un pays, et assurés par le réseau terrestre, vers d'autres pays (Ex : INTELSAT, EUTELSAT). Les FSS comprennent également la téléphonie fixe et la data destinées à des lieux géographiquement isolés, où le réseau terrestre est insuffisant (Ex : TELECOM2, EUTELSAT, INTELSAT).

- Les services mobiles par satellite ou MSS :

Ils assurent la téléphonie mobile et la connexion 3G pour les lieux géographiquement isolés (Ex : INMARSAT et les constellations IRIDIUM et GLOBALSTAR). Ils comprennent les VSAT ou very small aperture terminal, qui permettent aux utilisateurs directement connectés à la station, particuliers comme professionnels, d'envoyer et de recevoir de la data, avec un débit limité. Les applications visées sont l'échange de données, l'accès à internet, la vidéoconférence...

- Les services de diffusion par satellite ou BSS :

Ils correspondent à la radio et à la télévision numérique par satellite, via le protocole DVB-S2 (Ex : ASTRA, HOT BIRD, ASIASAT). La station de base est dans ce cas placée directement chez l'utilisateur. Le Tableau 1 récapitule les différentes bandes de fréquences utilisées dans les télécommunications par satellite et présente les services et les fonctions associés ainsi que leur degré de saturation :

Bande	Fréquence montante	Fréquence descendante	Type de service	Applications	Saturation
P	200 – 400 MHz		MSS	Militaires	
L	1,452 – 1,492 GHz		BSS	TV, radio	
L	1,61 – 1,66 GHz	1,525 – 1,559 GHz	MSS	Services mobiles civils	
S	2,67 – 2,69 GHz	2,16 – 2,52 GHz	BSS	TV, radio, data pour mobiles	
C	5,7-7 GHz	3,4 – 4,8 GHz	FSS	TV, radio, data, internet	+++
X	7,9 - 8,4 GHz	7,25 – 7,75 GHz	FSS	TV, radio, data, internet	
Ku	12,75 – 18,1 GHz	10,7-12,75 GHz	FSS BSS	TV, radio, data, internet	++
Ka	27,5 - 31 GHz	17,7 21,2 GHz	FSS MSS	Services IP, radio, data internet	+
Q et V	42,5 - 51 GHz	37,5 – 42,5 GHz	FSS	En développement	

Tableau 1 : Les principales bandes de fréquences des télécommunications par satellite

Il faut noter que chaque bande est définie par deux sous-bandes de fréquences. La première correspond à la bande montante (lien sol vers satellite) et la seconde au lien descendant (satellite vers sol). Le passage des fréquences montantes vers les fréquences descendantes est assuré par les convertisseurs de fréquences à bord des satellites, cœur de ces travaux de thèse.

La bande C étant saturée et les bandes X, V, L et S étant destinées à des usages bien spécifiques, seules les bandes Ku et Ka restent disponibles pour de nouvelles applications télécommunications. En particulier la bande Ka présente une taille adaptée aux applications large bande et est encore peu utilisée. Ainsi ces travaux de thèse seront focalisés sur ces deux bandes. [4] [7] [8] [9]

### I.5. Le segment spatial

Il est composé de deux sous-ensembles : la charge utile et la plateforme.

La plateforme contient tous les systèmes nécessaires au bon fonctionnement du satellite mais qui ne concernent pas le traitement du signal utile. On y trouve, le contrôle de position et d'orbite, la propulsion et les réserves de carburant, l'alimentation en énergie électrique, le système de télémétrie et de tracking, la régulation thermique.

La charge utile ou payload, comprend les antennes d'émission et de réception ainsi que tous les systèmes électroniques nécessaires au traitement et à la transmission des données. Il existe deux types de charge utile. La charge utile dite transparente et la charge utile dite régénérative. Ces deux types seront décrits plus précisément ci-après. [4]

La Figure 4 montre, à titre d'exemple, une vue éclatée du satellite HOT BIRD™ 6, construit par Thales Alenia Space.

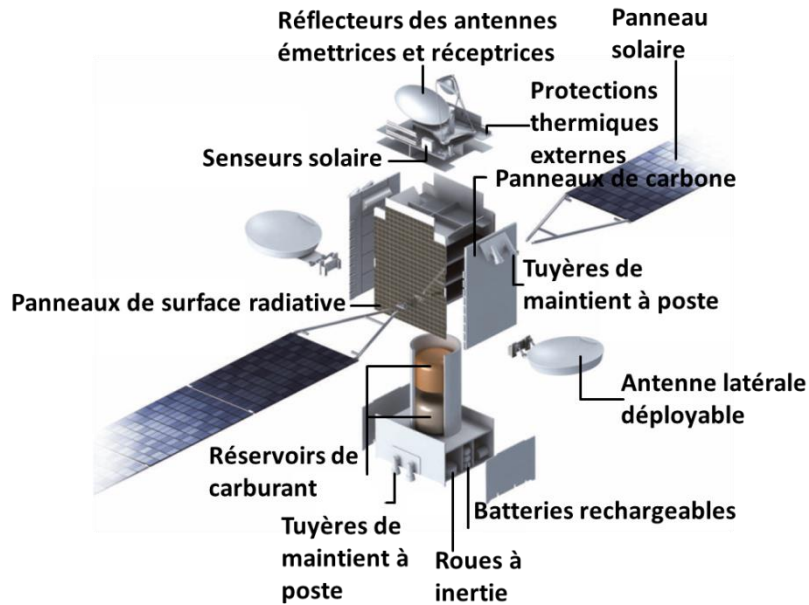


Figure 4 : Vue éclatée du satellite HOT BIRD™ 6, construit par Thales Alenia Space source [9]

### I.5.1. La charge utile transparente

La charge utile transparente, représentée sur la Figure 5, est conçue pour recevoir, amplifier et retransmettre tout signal radio dans une bande de fréquence donnée, quel que soit le type de données transportées et le format de modulation choisi. [10] [11]. Ces constituants seront détaillés dans les paragraphes suivants.

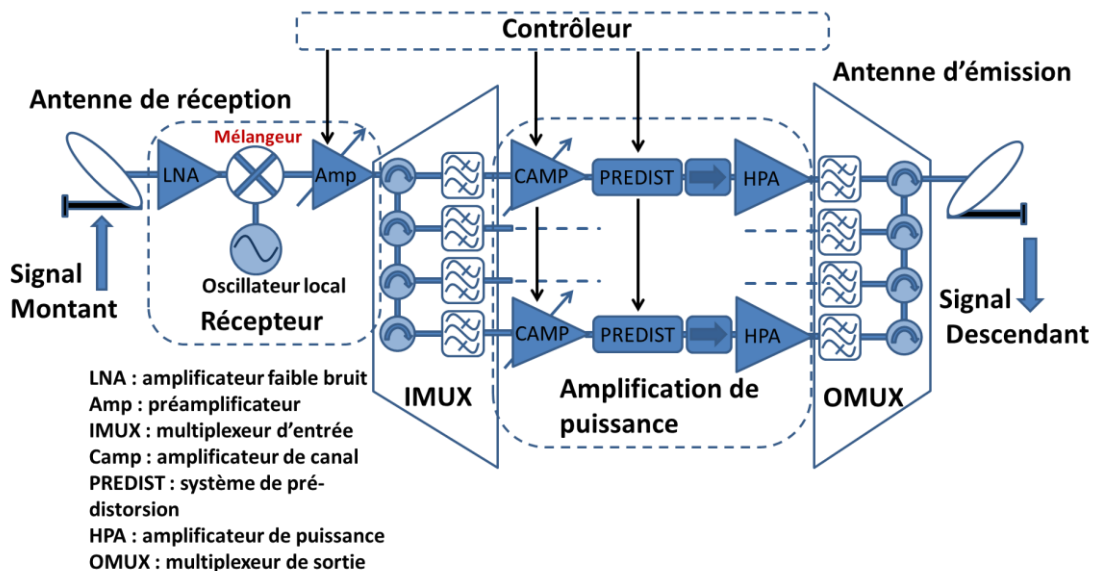


Figure 5 : La charge utile transparente





### I.5.1.1. Les amplificateurs faible Bruit ou LNA

Les signaux entrants/montants, de quelques dizaines de picowatts et constitués de plusieurs dizaines de porteuses RF réparties dans la bande de fréquence d'entrée (plusieurs centaines de MHz à 1GHz), sont captés par une antenne de réception, puis amplifiés à l'aide d'un amplificateur faible bruit ou LNA (low noise amplifier). Son rôle est très important car il permet de masquer le facteur de bruit des autres éléments de la chaîne : d'après la formule de Friis le premier élément d'une chaîne de transmission contribue de façon majoritaire au facteur de bruit de la liaison. Celui des LNA peut être inférieur à 3 dB.

Le LNA permet également d'adapter le niveau du signal utile aux autres composants de la charge utile, son gain pouvant être d'environ 40 dB. Les LNA sont généralement réalisés à partir de transistors très rapides de type HEMT (high electron mobility transistor). [12]

### I.5.1.2. La conversion de fréquence

Après le LNA, intervient un mélangeur, ou convertisseur de fréquence, dont le rôle est de convertir les fréquences porteuses des signaux entrants. Ce changement de fréquence permet une bonne isolation entre le signal montant et le signal descendant : il devient alors impossible pour le satellite de capter ses propres émissions, ou de capter les émissions d'un autre satellite, les bandes passantes des antennes d'émission et de réception étant dimensionnées respectivement pour les signaux sortants/descendants et entrants/montants uniquement.

Pour une charge utile, capter ses propres émissions reviendrait à saturer toute la chaîne de transmission, le niveau du signal sortant étant très fort et donc non adapté aux LNA et aux autres équipements en début de chaîne. Le signal utile entrant serait perdu. Enfin, le changement de fréquence permet de respecter les normes définies par l'ITU.

Il existe deux types de conversion de fréquence : la conversion dite simple et la conversion de fréquence double (voir Figure 6). Dans le cas de la conversion simple, un seul mélangeur est employé et il permet de descendre la fréquence de signal utile avant l'amplification de puissance.

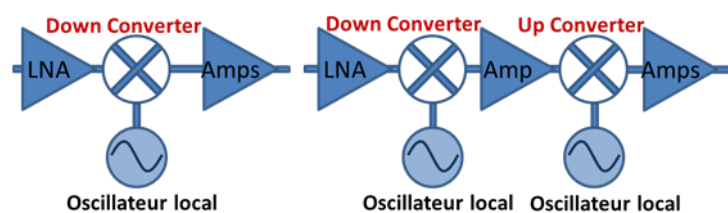


Figure 6 : La conversion simple et la double conversion de fréquence

Pour certains plans de fréquence, la configuration simple amène des signaux parasites (spurious) dans la bande utile, ce qui dégrade la qualité de la transmission. Deux mélangeurs sont alors utilisés. Le premier abaisse fortement la fréquence utile et le second permet de l'augmenter et de la ramener dans la bande utile de la voie descendante. La génération de parasites in-band peut alors être évitée en choisissant convenablement les fréquences de décalage, mais cela se fait au détriment de la consommation, de la masse, de la complexité etc... Un amplificateur RF peut être placé entre les deux mélangeurs afin de compenser les importantes pertes de conversion. [10]

Généralement les convertisseurs de fréquence, les amplificateurs intermédiaires et les LNA sont regroupés dans un seul et même boîtier (Figure 7 (a)). Ces boîtiers sont ensuite reliés au système d'alimentation et de distribution d'OL de la charge utile (Figure 7 (b)).

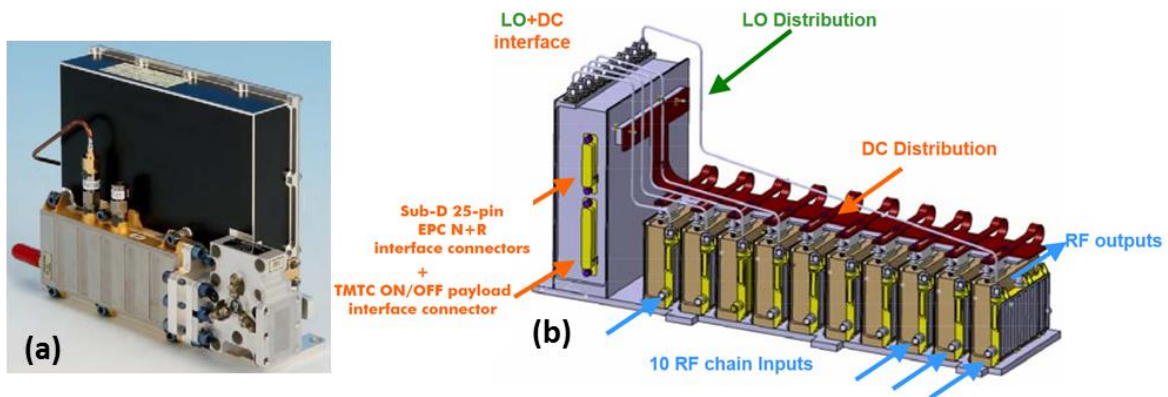


Figure 7 : Convertisseur de fréquence complet (a) et système d'alimentation et de distribution d'OL (b) source [13]

### I.5.1.3. Première amplification après la conversion de fréquence

Le convertisseur de fréquence est souvent associé à un premier étage d'amplification, ou pré amplification, variable, qui permet d'adapter le niveau du signal aux amplificateurs de puissance. Il est composé de plusieurs amplificateurs en série, dont les principales contraintes sont la linéarité et la largeur de bande. La chaîne possède un gain variable contrôlable grâce à un atténuateur variable, et adapte le niveau de puissance afin de limiter au maximum les non-linéarités. Les différents étages d'amplification sont reliés par des isolateurs et dont le rôle est de limiter les effets d'onde stationnaire.

L'ensemble composé du LNA, du convertisseur de fréquence et des préamplificateurs constitue le récepteur. Son gain est typiquement de l'ordre de 70 dB. [10]

### I.5.1.4. Les multiplexeurs IMUX et OMUX

Après la descente en fréquence, un IMUX (input multiplexer, Figure 8) permet de séparer le signal entrant, large bande, en plusieurs signaux de bandes plus faibles. Actuellement il n'existe pas d'amplificateur de puissance électronique capable d'opérer sur toute la bande utile d'entrée tout en limitant les produits d'intermodulations. Ces signaux sont des parasites qui apparaissent lorsque plusieurs porteuses RF sont amplifiées par un amplificateur opérant en régime non linéaire.



Figure 8 : IMUX source [14]

Le signal utile étant fragmenté et un amplificateur étant alloué à chaque sous bande constituée, le nombre de porteuses par amplificateur est limité et donc le nombre de produits d'intermodulations est réduit. Enfin ce procédé permet d'obtenir une meilleure puissance de sortie par signal utile, la puissance totale disponible par amplificateur étant à répartir entre un nombre limité de porteuses.

Les IMUX sont des filtres passe-bandes très performants réalisés avec des cavités résonantes, bénéficiant de faibles bandes de garde (bandes inoccupées qui séparent deux sous-bandes), de faibles pertes d'insertion (0.1 dB) et d'une très bonne isolation entre canaux. Ils permettent également de supprimer bon nombre de fréquences parasites, générées notamment lors de la conversion de fréquence.

Enfin, les signaux amplifiés sont recombinaés à l'aide d'un OMUX (output multiplexer) avant les antennes d'émission. Ces OMUX doivent également rejeter le maximum de fréquences parasites avant que le signal ne soit transmis. La chaîne d'amplification liée à une sous-bande est appelée transpondeur. [10] [14] [15]

#### **I.5.1.5. L'amplification de puissance**

Le premier étage de la chaîne d'amplification de puissance est appelé amplificateur de canal (CAMP) ou driver amplifieur. Son rôle est le même que l'amplificateur situé après le convertisseur de fréquence : adapter le signal aux amplificateurs de fortes puissance (high power amplifiers ou HPA). Il doit toujours présenter une bonne linéarité mais sa bande de fonctionnement est bien plus réduite. Son gain est de l'ordre de 20 à 50 dB et un atténuateur à base de diode PIN permet de le faire varier, notamment pour s'adapter aux variations de performances des HPA dues au vieillissement. Il peut aussi être équipé d'un système de linéarisation (pré-distorsion) afin de compenser les non linéarités des HPA.

Le second étage est le HPA à proprement parlé. Il doit fournir le maximum de puissance possible et conditionne directement la qualité de transmission sur la voie descendante, au travers de la PIRE ou puissance isotrope rayonnée équivalente du satellite (voir I.7.2). Il opère en régime non-linéaire et déterminer son point de fonctionnement revient à évaluer le meilleur compromis entre puissance de sortie et produits d'intermodulation. Son rendement est aussi un des paramètres critiques car il détermine les performances des systèmes d'alimentation électrique et de dissipation de chaleur.

Il existe deux technologies pour réaliser les HPA : les TWT pour travelling wave tube et les amplificateurs à l'état solide ou SSPA (solide state power amplifier). Dans le premier cas l'amplification est réalisée grâce à l'interaction entre l'onde associée au signal utile et un faisceau d'électron, dans un tube sous vide (voir Figure 9). Le rendement peut être de 75% et le gain correspondant est de 55 dB. La puissance de saturation peut aller de 20 à 250 W. Les TWT présentent par contre une masse importante (2.2 Kg en comptant le système d'alimentation) et une forte consommation (alimentations de 4000 V). Ils permettent de rejeter les produits d'intermodulation d'environ 12 dB.





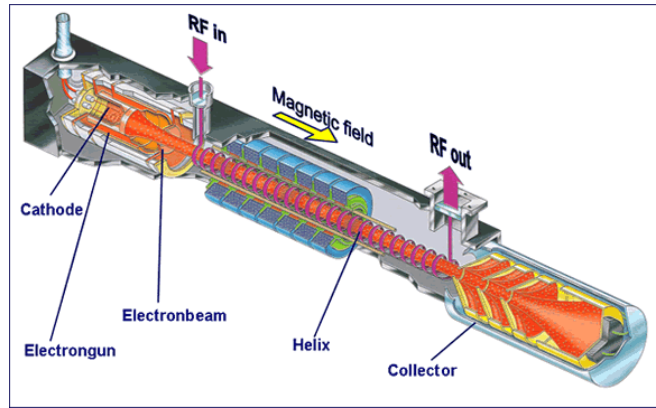


Figure 9 : Amplificateur TWT, source ESA

Les SSPA sont obtenus en mettant en parallèle plusieurs transistors à effet de champs (FET). Ils présentent une masse plus faible, de 0,8 à 1,5 Kg, une meilleure réjection des produits d'intermodulation, 14-18 dB, et une consommation plus faible de quelques dizaines de volts. Par contre, plus les fréquences de travail sont élevées et plus leur rendement (en moyenne environ 45%) est faible en comparaison des TWT. La puissance de sortie est également beaucoup plus faible, de 20 à 100 W.

Les SSPA peuvent être groupés pour former un MPA (Figure 10), pour multiple port amplifiés. Le MPA reçoit et amplifie plusieurs signaux différents. Une matrice d'entrée appelée INET (input network) permet d'envoyer chaque signal entrant à l'ensemble des SSPA, après certains changements de phase (coupleurs en X). Après amplification, qui engendre aussi des variations de phase, une matrice de sortie nommée ONET (output network) permet de re-séparer les signaux. Sur chaque voie de sortie un des signaux entrants est conservé (interférence constructive), et les signaux issus des autres voies sont annulés (interférences destructives). Cette technologie est très intéressante car elle permet de s'affranchir des OMUX et de distribuer plusieurs signaux à une antenne multi faisceaux par exemple. Chaque signal est amplifié par tous les SSPA, donc on ne dimensionne plus un amplificateur pour une porteuse mais un ensemble d'amplificateur pour un ensemble de porteuses. [10] [16] [17] [18]

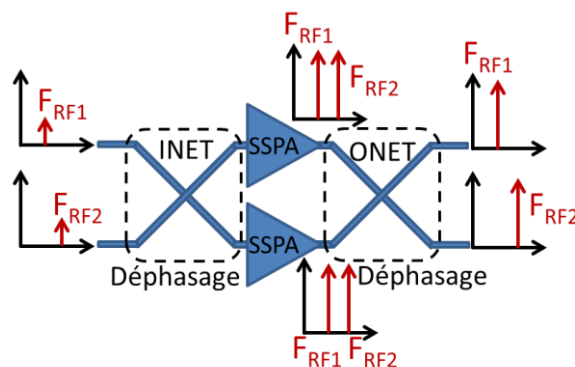


Figure 10 : Principe de fonctionnement des MPA



### I.5.1.6. Technologies employées pour les composants analogiques

Pour réaliser les composants RF des charges utiles, il existe principalement deux technologies : les circuits hybrides et les MMIC pour monolithic microwave integrated circuit. Dans les circuits hybrides, chaque composant est une puce séparée, et les puces sont reliées entre elles par des lignes micro-rubans. Cette technologie, qui regroupe différents types de transistors et des composants passifs sur céramiques est par exemple utilisée pour réaliser le premier étage des LNA.

Dans le cas des MMIC, plusieurs composants sont intégrés sur une puce unique afin de réaliser une fonction donnée. Par rapport aux technologies hybrides, les MMIC permettent de réduire la masse, l'encombrement et le coût des systèmes. La fiabilité est aussi améliorée.

Aujourd'hui, la plupart des fonctions RF sont assurées par des MMIC : amplification et driver pour l'amplification (CAMP), conversion de fréquence, linéarisation. [19]

### I.5.1.7. Les antennes

Pour les applications de diffusion, les antennes sont mono-faisceaux : chaque antenne est connectée à un convertisseur de fréquence (1 seule entrée) et à une série de transpondeurs. Chaque antenne est destinée à couvrir une seule zone sur terre.

Pour les applications multimédias, des antennes multifaisceaux sont employées. chaque antenne comporte plusieurs entrées : une pour chaque faisceau. Ensuite chaque faisceau est associé à un convertisseur de fréquence et à une série de transpondeurs. Il faut également employer un système de routage qui permet de diriger les porteuses issues des faisceaux montants vers les faisceaux descendants correspondants. Le routage peut être fixe ou bien reconfigurable. Dans le second cas des switches, réalisés à partir de diodes ou de transistors, sont employés et permettent de modifier l'architecture de la charge utile au cours de la vie du satellite. Il offre une meilleure flexibilité.

Dans les satellites de télécommunications, trois types d'antennes sont principalement utilisés : Les antennes cornets, les antennes à réflecteurs, et les réseaux d'antennes.

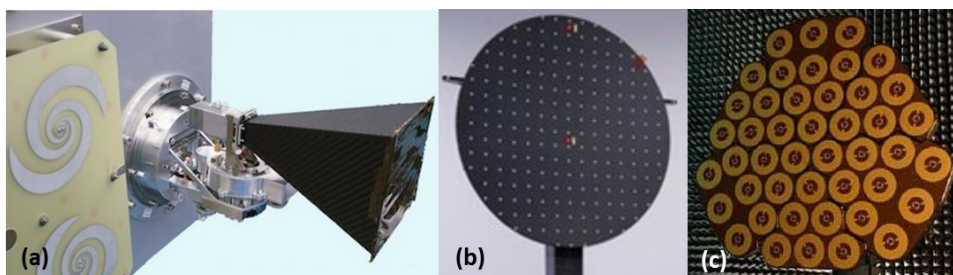


Figure 11 : Exemples d'antennes : antenne cornet (a) [20], Réflecteur (b) [21], réseau (c) [22]

Les antennes cornets sont simples à réaliser et permettent des couvertures de très grandes tailles, mais le faisceau, unique, est fixe. Elles n'offrent pas de flexibilité.

Les antennes à réflecteur se composent d'un ou plusieurs éléments rayonnants qui illuminent un élément réfléchissant. Avec ce type d'antenne il est possible de modifier la forme des faisceaux, en jouant sur la géométrie des réflecteurs, pour l'adapter par exemple à la taille d'un continent. Il permet également d'obtenir des charges utiles multi faisceaux.

Enfin, il est possible de déplacer la zone de couverture en modifiant l'orientation des réflecteurs. Les éléments rayonnants peuvent être des cornets, des dipôles, des patches...

Les réseaux d'antennes sont constitués d'un grand nombre d'éléments rayonnants. Le signal à transmettre est distribué sur ces éléments, qui sont associés à des contrôleurs de phase et d'amplitude (voir Figure 12). Faire varier ces grandeurs permet de contrôler en temps réel le diagramme de rayonnement de l'antenne. Parmi les réseaux d'antennes, ceux qui offrent les meilleures performances sont les antennes dites actives, où les variations de phase et d'amplitude sont réalisées par des amplificateurs en technologies MMIC. [10] [23] [24] Aujourd'hui de nombreuses recherches sont encore menées sur la formation de faisceaux, mais elles ne seront pas détaillées car ce n'est pas le cœur de cette thèse.

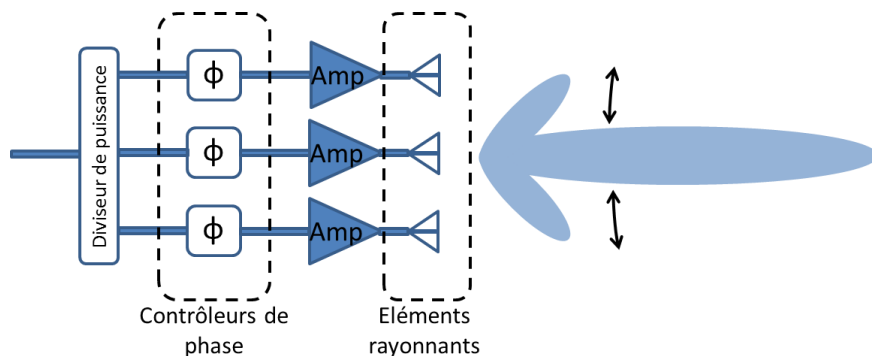


Figure 12 : principe de fonctionnement des réseaux d'antennes

#### I.5.1.8. Les redondances

Jusqu'à présent, les descriptions de la charge utile n'ont pas tenu compte des redondances. En effet afin de garantir la fiabilité requise par l'opérateur (une durée de vie optimale du satellite), les équipements sont redondés. Ainsi, lorsqu'un module tombe en panne il est possible d'en activer un second. Un système de switch est mis en place afin de connecter tel ou tel réplique d'un équipement. [10] [25]

#### I.5.1.9. Les orbites

L'orbite la plus commune pour un satellite de télécommunications est l'orbite géostationnaire : placé à une altitude de 35 786 Km sur le plan équatorial, un satellite possède une période de rotation égale à celle de la terre. Depuis la terre il est venu comme un point fixe dans le ciel et peut alors servir de relai en couvrant 43% de la surface du globe. L'orbite est circulaire et il n'y a pas d'inclinaison. Le nombre de satellite géostationnaire était estimé à environ 600 en 2009, et positionné sur les 360° du plan équatorial.

Il existe d'autres orbites comme les orbites LEO (low earth orbit) et MEO (medium earth orbit). Leur période de rotation est beaucoup plus faible que celle de la terre, les satellites ne sont plus considérés comme fixe par rapport à la terre mais effectuent des balayages. Ces orbites sont surtout adaptées à l'observation et aux constellations de satellites : il faut en effet plusieurs satellites synchronisés pour assurer la couverture d'une zone de façon permanente.

Le bilan de liaison n'est pas affecté par l'orbite choisie (la puissance transmise décroît avec le carré de la distance, mais plus la distance entre la terre et le satellite est faible et plus l'angle solide formé par le faisceau considéré est grand. Cette grandeur est liée au gain de l'antenne et compense les pertes par atténuation. [10] [26] [27]

### I.5.2. La charge utile régénérative

Une charge utile régénérative intègre un processeur embarqué (voir Figure 13). Son rôle consiste à démoduler les signaux entrants et à générer de nouvelles porteuses RF qui seront modulées par les données entrantes. Ainsi, le bruit de la voie montante n'est pas transmis à la voie descendante.

La transmission est donc de meilleure qualité comparée à la charge utile transparente mais le nombre de format de modulation traité est limité. Dans le cas d'antennes multifaisceaux, l'allocation des signaux aux différents faisceaux descendants peut être effectuée en bande de base. Enfin, à chaque faisceau est associé un amplificateur de puissance. Une charge utile régénérative contient tous les éléments d'une charge utile classique : LNA, mélangeurs (avant démodulation et après modulation), amplificateurs intermédiaires et HPA. [10] [28]

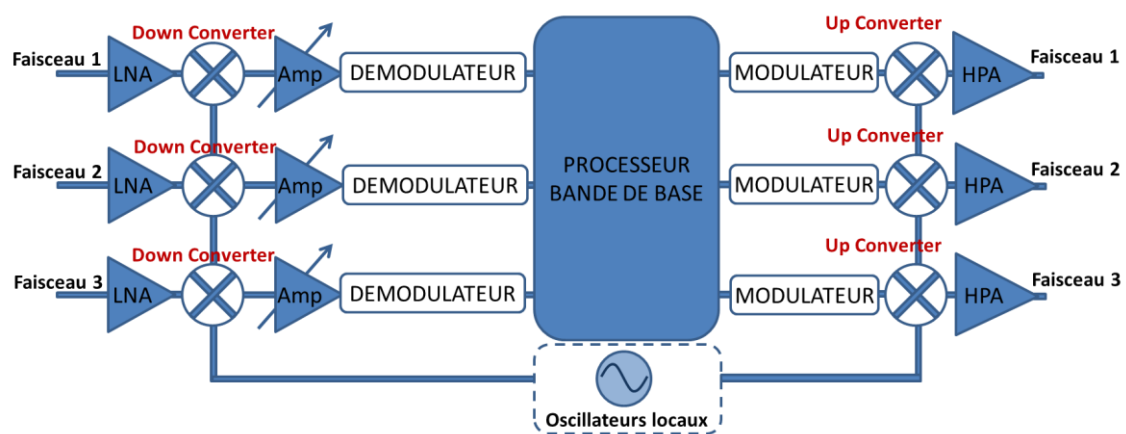


Figure 13 : La charge utile régénérative

### I.5.3. Concept de la charge utile flexible

Dans la plupart des cas, une charge utile est conçue pour une mission bien spécifique, et les plans de fréquences mis en jeu, les zones de couverture des antennes, les puissances d'émission et de réception sont définies en avance. Cela impose un nouveau design pour chaque satellite et un temps de développement relativement long. Ensuite, une fois en orbite, il est difficile de modifier le comportement de la charge utile pour qu'elle réponde à de nouveau besoin. L'idéal, aussi bien pour les fabricants que pour les clients, serait d'avoir recours à des charges utiles universelles et reconfigurables, qui possèderaient un système autorisant des modifications des plans de fréquences, des zones de couverture et du routage, et des niveaux de puissance associés. Cela conduirait à une standardisation de la charge utile et réduirait grandement le temps et donc le coût de développement. Les satellites pourraient être reconfigurés en vol en temps réel en fonction des évolutions du marché. [10] [29]

## I.6. Les mélangeurs RF

Un mélangeur est un dispositif dont le rôle est de modifier la fréquence porteuse d'un signal radio (RF), sans que les données transportées ne soient affectées. Il possède généralement deux ports d'entrée : le premier est associé au signal RF (qui porte les données) à convertir, à la fréquence  $F_{RF}$ , et le second à un oscillateur local (OL), qui délivre un signal sinusoïdal très pur, de fréquence  $F_{OL}$ . En sortie, le signal converti peut être récupéré. Il s'agit d'une réplique du signal RF de départ, mais porté par la fréquence  $F_{FI}$ , pour fréquence intermédiaire. Il existe deux types de mélangeurs : les mélangeurs qui augmentent la fréquence de départ, et les mélangeurs qui la diminuent. Dans le premier cas, on parle de up-conversion et  $F_{FI} = F_{RF} + F_{OL}$ . Cette fréquence est appelée fréquence haute. Dans le second cas, on parle de down-conversion,  $F_{FI} = F_{RF} - F_{OL}$  et elle correspond à la fréquence basse.

### I.6.1. Mélangeur RF idéal avec une porteuse RF non modulée

Un mélangeur peut être idéalement modélisé par un montage multiplieur parfait. En considérant en entrée du dispositif une porteuse RF non modulée et modélisée par la relation :  $A_{RF} \cdot \sin(\omega_{RF}t)$ , ainsi qu'un signal d'OL modélisé par  $A_{OL} \cdot \sin(\omega_{OL}t)$ , alors la réponse du multiplieur s'écrit :

$$\frac{A_{RF} \cdot A_{OL}}{2} \cdot [\cos((\omega_{RF} - \omega_{OL}) \cdot t) - \cos((\omega_{RF} + \omega_{OL}) \cdot t)] \quad (1)$$

$A_{OL}$  et  $A_{RF}$  sont respectivement les amplitudes des signaux RF et OL et  $\omega_{RF}$  et  $\omega_{OL}$  sont les pulsations associées aux fréquences RF et OL.

A partir des deux fréquences d'entrée  $F_{RF}$  et  $F_{OL}$ , deux nouvelles fréquences sont générées  $F_{RF}+F_{OL}$  et  $F_{RF}-F_{OL}$ , comme l'illustre la Figure 14. Après le multiplieur, il suffit d'utiliser des techniques de filtrage afin de récupérer la fréquence FI et de correspondre au type de conversion souhaité, up ou down. L'autre fréquence générée est un parasite qui doit être rejeté. Il est appelé fréquence image.

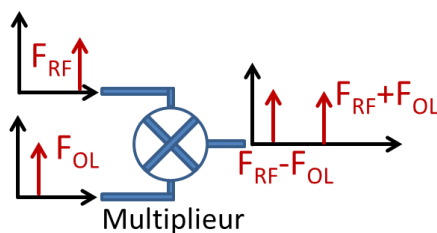


Figure 14 : Principe de fonctionnement du multiplieur

### I.6.2. Mélangeur RF idéal avec une porteuse RF modulée

Dans la réalité, un signal RF n'est pas constitué que d'une seule fréquence mais d'une somme de plusieurs fréquences. En effet, un signal radio est un signal périodique et d'après les propriétés de la transformée de Fourier, tout signal périodique peut être décomposé en une somme de signaux sinusoïdaux. En passant dans un mélangeur, chacune de ces fréquences sera décalée de la valeur de l'oscillateur local. Au final, la totalité du signal sera bien transposée (voir Figure 15).

$$\sum_n^{i=1} A_{RFi} \cdot \sin(\omega_{RFi}t) \cdot [A_{OL} \cdot \sin(\omega_{OL}t)]$$

$$= \sum_n^{i=1} \frac{A_{RFi} \cdot A_{OL}}{2} \cdot [\cos((\omega_{RFi} - \omega_{OL}) \cdot t) - \cos((\omega_{RFi} + \omega_{OL}) \cdot t)] \quad (2)$$

Par simplification, les études théoriques et expérimentales sur les mélangeurs sont majoritairement réalisées avec des porteuses RF non modulées. En effet, si le mélangeur fonctionne et atteint les performances attendues, alors il fonctionnera de la même façon pour les signaux réels, à condition que les fréquences qui le composent restent dans la bande passante du dispositif.

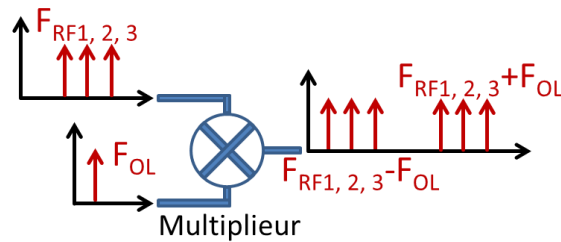


Figure 15 : Multiplieur associé à plusieurs porteuses RF

### I.6.3. Mélangeur réel

En pratique, les mélangeurs RF sont réalisés à l'aide de circuits non linéaires, comme des montages à diodes ou à transistors. Dans tous les cas, la fonction de transfert de ces circuits peut être modélisée par l'expression non-linéaire suivante :

$$F(x) = \alpha + \beta x + \gamma x^2 + \delta x^3 + \dots \quad (3)$$

En remplaçant  $x$  par la somme des deux signaux d'entrée RF et OL, dont les expressions sont données dans § I.6.1, la réponse du dispositif non linéaire s'écrit :

$$\alpha + \frac{\gamma A_{RF}^2}{2} + \frac{\gamma A_{OL}^2}{2} + \left[ \beta A_{RF} + \frac{3\delta A_{RF}^3}{4} + \frac{3\delta A_{RF} A_{OL}^2}{2} \right] \cdot \sin(\omega_{RF} \cdot t) +$$

$$\left[ \beta A_{OL} + \frac{3\delta A_{OL}^3}{4} + \frac{3\delta A_{RF}^2 A_{OL}}{2} \right] \cdot \sin(\omega_{OL} \cdot t) - \frac{\gamma A_{RF}^2}{2} \cdot \cos(2\omega_{RF} \cdot t) - \frac{\gamma A_{OL}^2}{2} \cdot \cos(2\omega_{OL} \cdot t) -$$

$$\frac{\delta A_{RF}^3}{4} \cdot \sin(3\omega_{RF} \cdot t) - \frac{\delta A_{OL}^3}{4} \cdot \sin(3\omega_{OL} \cdot t) + \gamma \cdot A_{RF} \cdot A_{OL} \cdot \cos[(\omega_{RF} - \omega_{OL}) \cdot t] -$$

$$\gamma \cdot A_{RF} \cdot A_{OL} \cdot \cos[(\omega_{RF} + \omega_{OL}) \cdot t] - \frac{3\delta A_{RF}^2 A_{OL}}{4} \cdot \sin[(2\omega_{RF} + \omega_{OL}) \cdot t] + \frac{3\delta A_{RF}^2 A_{OL}}{4} \cdot \sin[(2\omega_{RF} -$$

$$\omega_{OL}) \cdot t] - \frac{3\delta A_{RF} A_{OL}^2}{4} \cdot \sin[(\omega_{RF} + 2\omega_{OL}) \cdot t] - \frac{3\delta A_{RF} A_{OL}^2}{4} \cdot \sin[(\omega_{RF} - 2\omega_{OL}) \cdot t] \quad (4)$$

Les non linéarités d'ordre 0 et 2 (facteurs  $\alpha$  et  $\gamma$ ) génèrent une composante continue. Les non linéarités d'ordre 1 et 3 (facteurs  $\beta$  et  $\delta$ ) renvoient en sortie les signaux d'entrées. Les non linéarités d'ordre 2 génèrent les signaux utiles et enfin, de façon générale, toute non linéarités d'ordre  $p$ , supérieur ou égale à 2, génère les harmoniques  $pF_{RF}$  et  $pF_{OL}$ ,  $\pm mF_{RF} \pm nF_{OL}$  avec  $m+n=p$ , ainsi que des harmoniques de rang inférieur.

Un mélangeur réel ne produit donc pas uniquement les fréquences utiles, la fréquence haute et la fréquence basse, mais aussi des harmoniques des signaux d'entrée, correspondant aux fréquences  $nF_{RF}$  et  $nF_{OL}$ , et des fréquences qui sont des combinaisons linéaires des fréquences de départ et appelées raies parasites (spurious) :  $\pm mF_{RF} \pm nF_{OL}$  (voir Figure 16). Toutes ces fréquences sont des signaux parasites qu'il faut minimiser par rapport à l'amplitude des signaux utiles.

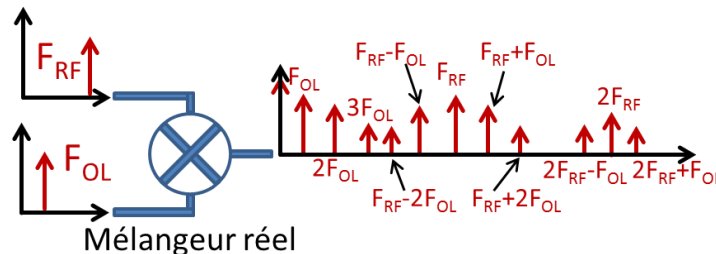


Figure 16 : Principe de fonctionnement du mélangeur réel

Il faut noter qu'il existe aussi des mélangeurs dits sous-harmoniques et d'ordre  $x$ . Ces mélangeurs n'exploitent pas les non linéarités d'ordre 2 mais des ordres supérieurs. Alors :  $F_{FI} = F_{RF} \pm xF_{OL}$ , avec  $x$  entier positif et  $>1$ .

Cela permet d'obtenir des décalages en fréquence très importants tout en travaillant avec des OL à plus faibles fréquences et donc plus stable et moins sujet au bruit de phase. [30] [31] [32] [33]

#### I.6.4. Exemples de mélangeurs RF

##### I.6.4.1. Mélangeurs à diode Schottky :

Dans le cas des mélangeurs à diodes, le signal d'OL, de forte intensité, et le signal RF de faible intensité sont appliqués ensemble sur le composant, comme le montre la Figure 17, autour d'un point de polarisation donné ( $V_{polar}$ ). Le signal RF va ainsi voir un circuit dont la conductance varie en fonction de l'OL (Pentes 1, 2 et 3), les variations de ce signal étant vues comme des variations du point de polarisation par la RF. Le signal RF est donc multiplié par une fonction de transfert non linéaire,  $I_{out} = f(V_{in})$ , qui dépend du signal OL.

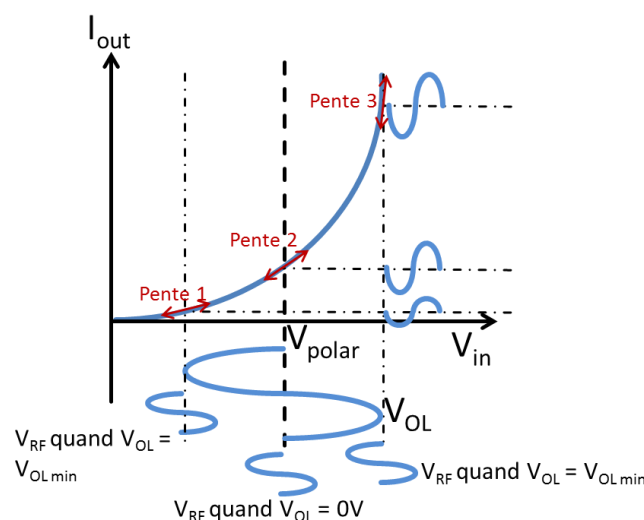


Figure 17 : Principe du mélangeur à diode



Dans la plupart des cas, le mélangeur constitué d'une seule diode n'est pas utilisé car le nombre de raies parasites générées est très important. Pour supprimer ces parasites, des topologies dites équilibrées sont mises en œuvre. La Figure 19 présente une topologie équilibrée. Elle est constituée de deux diodes, alimentées par les signaux RF et OL via des coupleurs qui font également office de déphaseur. Ainsi, une diode reçoit les tensions  $V_{RF}$  et  $V_{OL}$  pendant que l'autre reçoit les tensions  $-V_{RF}$  et  $V_{OL}$ . Le signal de sortie correspond à la somme des courants des deux diodes, et de par le déphasage introduit en entrée, ces mélangeurs ont la propriété de supprimer les fréquences  $\pm mF_{RF} \pm nF_{OL}$ , lorsque m est pair et de rejeter les signaux RF et OL de sortie. Leur isolation est donc améliorée par rapport au montage simple diode, mais le gain de conversion diminue car les dispositifs de couplage ajoutent des pertes supplémentaires. Un changement de câblage peut conduire à annuler les fréquences  $\pm mF_{RF} \pm nF_{OL}$ , lorsque n est pair (plutôt que m).

Il existe également des mélangeurs dits doublement équilibrés. Ils sont constitués de deux paires de diodes qui conduisent ou sont bloquantes selon les oscillations des signaux OL, comme le montre la Figure 19. Ils ont la particularité d'annuler les fréquences  $\pm mF_{RF} \pm nF_{OL}$ , lorsque m ou n est pair. [30] [34] [35] [36]

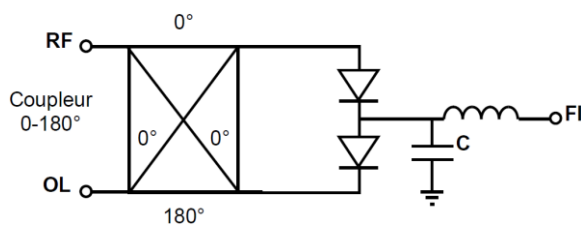


Figure 18 : Mélangeur RF équilibré

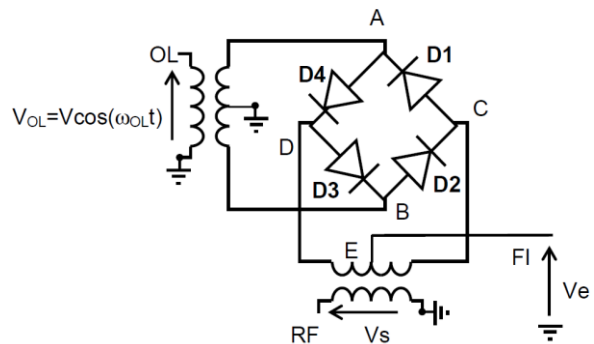


Figure 19 : Mélangeur RF doublement équilibré

#### I.6.4.2. Mélangeur sous-harmonique

Ils sont réalisés à partir de deux diodes antiparallèles, comme le montre la Figure 20. Dans cette configuration, le courant de sortie est la différence des courants des deux diodes et donc des deux fonctions non-linéaires qui dépendent de la tension appliquée. De plus, les tensions  $V_{OL}$  et  $-V_{RF}$  sont identiques. Cela a pour conséquence de supprimer les harmoniques  $\pm mF_{RF} \pm nF_{OL}$  tel que  $m+n$  est pair.

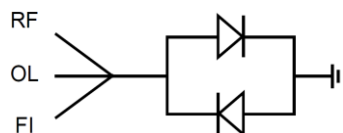


Figure 20 : Principe du mélangeur sous-harmonique



Avec ces mélangeurs :  $F_{FI} = F_{RF} \pm xF_{OL}$ , avec  $x$  entier positif et  $>1$ . Ils n'exploitent pas les non linéarités d'ordre 2, mais des rangs supérieurs, ce qui permet de travailler avec des fréquences d'oscillateurs locaux plus faibles, typiquement 2 ou 4 fois plus faibles. Les isolations RF et OL sont également très bonnes, de même que la consommation car les diodes ne sont pas polarisées et le signal OL n'a pas besoin d'être très élevé. Par contre, les pertes sont élevées et la conception est plus difficile que les mélangeurs à diodes « classique ». Enfin des topologies équilibrées sont également réalisables. [30] [37]

### I.6.4.3. Mélangeurs à base de transistors :

Les mélangeurs réalisés à partir de transistors fonctionnent sur le même principe que les mélangeurs à diodes. Polarisé en zone ohmique (tension  $V_{DS}$  très faible), le transistor à effet de champ se comporte comme une conductance variable, piloté par la tension grille source  $V_{GS}$ . En appliquant le signal OL sur la grille et le signal RF sur le drain, un effet similaire à celui obtenu à l'aide des diodes est créé, comme le montre la Figure 21. Le signal FI est aussi récupéré sur le drain.

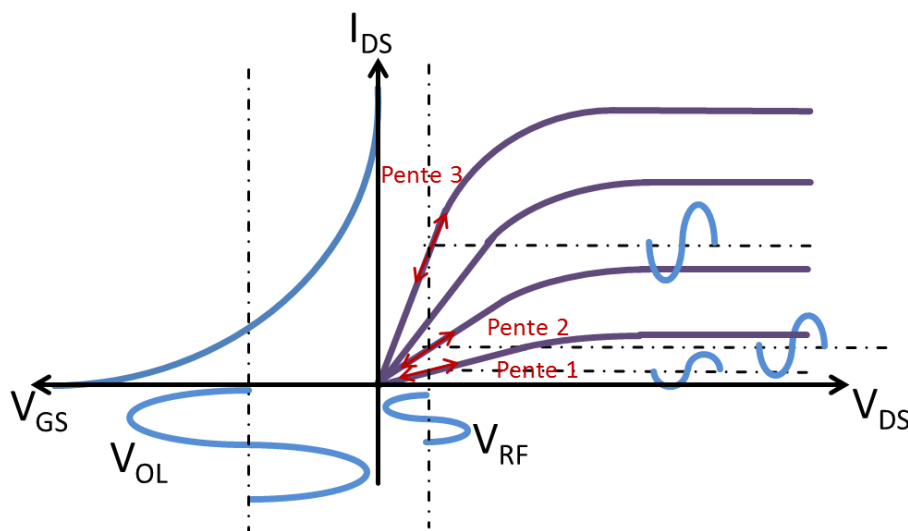


Figure 21 : Mélangeur basé sur un transistor à effet de champ

Les mélangeurs basés sur des transistors ont un gain de conversion du même ordre de grandeur que les mélangeurs basés sur les diodes, mais les isolations entre les voies d'entrée RF et OL sont mauvaises et le nombre de raies parasites est plus important. Ils ne sont donc pas utilisés tels quels. Les structures équilibrées et doublement équilibrées sont employées mais le design est délicat ainsi que l'intégration sur puce. [30] [38] [39]

## I.6.5. Evaluation des performances des mélangeurs

### I.6.5.1. Le gain de conversion

Il est défini comme le rapport de la puissance utile en sortie du mélangeur, soit la puissance du signal à la fréquence FI, et de la puissance utile en entrée, à la fréquence RF.

$$G_C = \frac{P_{FI}}{P_{RF}} \quad (5)$$

Il est le plus souvent exprimé en dB, et dans ce cas il est égal à la différence des puissances en entrée et en sortie de mélangeur, si elles sont exprimées en dBm :

$$G_{c(dB)} = 10. \log \left( \frac{P_{FI}}{P_{RF}} \right) = P_{FI(dBm)} - P_{RF(dBm)} \quad (6)$$

Si la puissance de sortie est inférieure à la puissance d'entrée, ce qui est le cas pour les mélangeurs des charges utiles, alors  $G_{c(dB)}$  est négatif. L'appellation gain est tout de même conservée.

Le gain de conversion doit être le plus élevé possible, car dans le cas des télécommunications par satellite, il influence le gain total de la charge utile et donc sa puissance d'émission et le bilan de liaison. Il va aussi jouer sur la température de bruit du récepteur du satellite, en masquant plus ou moins le bruit produit par les autres composants situés après le mélangeur dans la chaîne de transmission (§ 1.7.2 sur le calcul du bilan de liaison).

### 1.6.5.2. Les isolations OL/FI et RF/FI

Comme expliqué dans le paragraphe 1.6.3, les fréquences d'entrée du mélangeur, RF et OL apparaissent aussi en sortie. Les isolations OL/FI et RF/FI traduisent la rejection de ces signaux parasites en comparant leur niveau de puissance en sortie de mélangeur avec celui du signal utile FI. Elles sont exprimées en dB comme suit :

$$Isolation\ OL/FI = 10. \log \left( \frac{P_{OL\ out}}{P_{FI}} \right) \quad (7) \quad \text{et} \quad Isolation\ RF/FI = 10. \log \left( \frac{P_{RF\ out}}{P_{FI}} \right) \quad (8)$$

Ces grandeurs doivent être négatives et les plus grandes possibles, car les signaux RF et OL ne doivent pas perturber le reste de la chaîne de transmission et en particulier venir parasiter les amplificateurs de puissances.

### 1.6.5.3. Les produits d'intermodulation d'ordre 3

Le paragraphe 1.6.2 montre que lorsque plusieurs signaux sont envoyés ensemble dans le mélangeur, ils subissent tous la conversion de fréquence. Mais, à cause des non-linéarités des composants, d'autres fréquences sont également créées. Elles sont nommées produits d'intermodulation et correspondent à des combinaisons linéaires de la fréquence OL et de toutes les fréquences RF d'entrée.

Parmi les produits d'intermodulation, ceux d'ordre impaire, et surtout d'ordre 3, sont à des fréquences très proches des fréquences des signaux utiles, et sont donc particulièrement gênants. Les filtrer est très difficile, et de par leur proximité avec les signaux utiles et leur présence dans la bande de fréquence utile, ils vont parcourir et parasiter l'ensemble de la chaîne de transmission. Dans le cadre des charges utiles, ces signaux se comportent comme du bruit de puissance élevée, et contribuent à la dégradation du bilan de liaison (Cf. § 1.7.2).

Pour évaluer le niveau de ces parasites, deux paramètres sont utilisés, le rapport C/I<sub>3</sub> et le point d'interception d'ordre 3 ou IP<sub>3</sub>.

### I.6.5.3.1. Le rapport C/I3

Pour mesurer le rapport  $C/I_3$ , il faut injecter deux porteuses RF (repérées par les indices RF1 et RF2), généralement de niveaux de puissance faibles et identiques, dans le mélangeur. En reprenant l'équation (3), en remplaçant  $x$  par  $A_{RF1} \cdot \sin(\omega_{RF1}t) + A_{RF2} \cdot \sin(\omega_{RF2}t) + A_{OL} \cdot \sin(\omega_{OL}t)$  et en développant le calcul jusqu'aux non-linéarités d'ordre 4 ( $x^4$ ), les fréquences  $2F_{RF1} \pm F_{RF2} \pm F_{OL}$  et  $2F_{RF2} \pm F_{RF1} \pm F_{OL}$  apparaissent : ce sont les produits d'intermodulation d'ordre 3, ou  $IM_3$ , liés aux porteuses RF1 et RF2. En particulier et pour un down converter, les fréquences  $2F_{RF1} - F_{RF2} - F_{OL}$  et  $2F_{RF2} - F_{RF1} - F_{OL}$  sont très proches des deux signaux FI.

Le rapport  $C/I_3$ , exprimé en dBc, est alors égal au rapport de puissance d'un des signaux FI de sortie et d'un produit d'intermodulations d'ordre 3 ( $P_{IM_3}$ ) :

$$C/I_3 (dBc) = 10 \cdot \log \left( \frac{P_{FI}}{P_{IM_3}} \right) \quad (9)$$

Il traduit la rejection des produits d'intermodulation d'ordre 3 en sortie du mélangeur.

### I.6.5.3.2. Le point d'interception d'ordre 3 ou $IP_3$

Il est obtenu en traçant sur une même courbe l'évolution de la puissance d'un signal FI et d'un signal  $IM_3$  en sortie de mélangeur, en fonction d'une des puissances RF d'entrée. Lorsque la puissance RF est faible, les deux courbes sont linéaires (1dB/dB pour la FI et 3 dB/dB pour l' $IM_3$ ). Puis, quand la puissance RF devient forte un effet de saturation est observé.

L' $IP_3$  correspond à l'intersection des extrapolations linéaires des deux courbes, comme le montre la Figure 22. Il représente les puissances utiles d'entrée, aussi appelé  $IIP_3$  (Input  $IP_3$ ), qu'il faudrait mettre en jeu, en l'absence de phénomène de saturation, pour que les puissances FI et  $IM_3$  soient identiques. La puissance FI correspondante est appelée  $OIP_3$  (Output  $IP_3$ ).

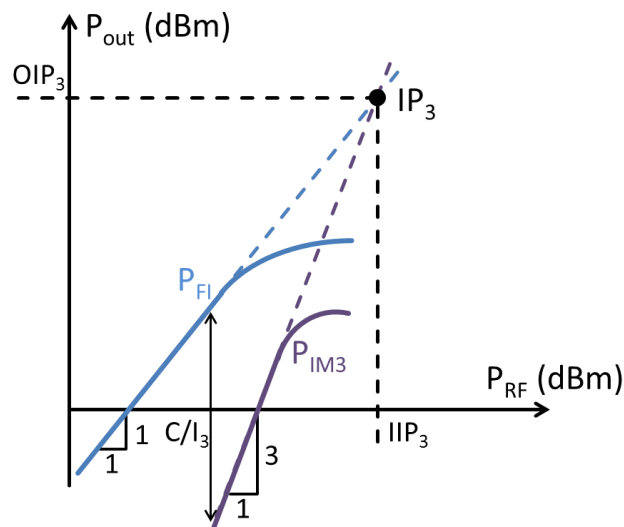


Figure 22 : Détermination du point d'interception d'ordre 3



Il évalue à la fois la linéarité et la rejection des produits d'intermodulation d'ordre 3 des mélangeurs, et permet de comparer ces dispositifs entre eux. Plus l'IP<sub>3</sub> est haut sur la courbe meilleur est le comportement du mélangeur de fréquence quand plusieurs fréquences sont à convertir de façon simultanée.

### I.6.5.3.3. Relation entre point d'interception d'ordre 3 et rapport C/I<sub>3</sub>

L'IIP<sub>3</sub> et le rapport C/I<sub>3</sub> sont liés par la relation :

$$IIP_3(dB) = \frac{C/I_3(dB)}{2} + P_{RF(dB)} \quad (10)$$

L'OIP<sub>3</sub> et l'OIP<sub>3</sub> sont liés par le gain de conversion du mélangeur :

$$OIP_3(dB) = IIP_3(dB) + G_c(dB) \quad (11)$$

### I.6.5.4. Le facteur bruit

Un mélangeur, comme tout composant électronique génère du bruit. Pour un mélangeur RF il existe deux grandes catégories de bruit : le bruit thermique, présent dans tout composant résistif et qui est généré par l'agitation des électrons sous l'effet de la chaleur, et le bruit de grenaille, qui est du à l'émission désordonnée d'électrons sur une barrière de potentiel (cas notamment des diodes).

Afin de quantifier l'effet d'un composant bruité sur le signal utile, le facteur de bruit ou NF pour noise factor est employé. Il est égal au rapport signal à bruit en entrée (SNR<sub>in</sub>) divisé par le rapport signal à bruit en sortie (SNR<sub>out</sub>).

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{P_{RF}/P_{bruit\ in}}{P_{FI}/P_{bruit\ out}} \quad (12)$$

avec  $P_{bruit\ in}$  et  $P_{bruit\ out}$  les puissances de bruit contenues dans 1 Hz, au plus proche des signaux utiles, et respectivement prises en entrée et en sortie du mélangeur.

La puissance de bruit dans 1 Hz en entrée correspond au bruit thermique induit par la résistance d'entrée du dispositif soit  $k.T$ .  $T$  est la température de référence soit 290 K et  $k$  est la constante de Boltzmann et vaut  $1.3806488 \cdot 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$ . Exprimée en dBm, cette valeur vaut -174. Enfin, le rapport des puissances utiles en entrée et sortie correspond au gain de conversion du mélangeur. Au final, le NF exprimé en dB vaut :

$$NF_{dB} = P_{bruit\ out} - G_c(dB) + 174 \quad (13)$$

Le NF traduit la dégradation du rapport signal à bruit entre l'entrée et la sortie du mélangeur. Cette valeur doit être la plus faible possible : le NF est directement lié à la température de bruit en réception du satellite et participe donc à la dégradation du bilan de liaison (§ 1.7.2).



Il faut noter que pour un mélangeur résistif passif, le bruit généré est très faible, donc la valeur du NF est très proche de l'inverse du gain de conversion. [30] [31] [32] [33]

### I.7. Evaluation de la qualité d'une transmission satellite

La qualité d'une transmission est évaluée avec deux paramètres :

- l'efficacité spectrale ou le rapport C/B, où C est la puissance de la porteuse à la réception en watt, et B la bande passante en Hz, qui dépend du débit, du type de modulation et de l'utilisation ou non de codes correcteurs d'erreur ou FEC pour forward error coding. Le rapport C/B est lié à la rentabilité d'une transmission. En effet, la puissance émise est liée au poids des équipements embarqués, et donc au coût de lancement, et conditionne la taille et le prix des antennes de réception au sol. De plus un fournisseur de service qui loue une certaine capacité d'un transpondeur va être facturé en fonction de la puissance et de la bande demandée. Enfin, ce fournisseur fixera ses tarifs en fonction du débit fourni aux utilisateurs et donc en fonction de la bande occupée.
- le TEB ou taux d'erreur binaire qui permet d'évaluer la qualité de service. Il est fortement lié au rapport  $C/N_0$  de la liaison. C est la puissance de la porteuse à la réception en watt et  $N_0$  la densité spectrale de puissance de bruit en W/Hz.  $C/N_0$  est donc exprimé en Hz et permet de quantifier la façon dont le signal utile se détache du bruit lors de la transmission. [4] [40] [41] [42]

#### I.7.1. Notions sur les débits et taux d'erreur binaire à atteindre pour chaque type de service et lien avec le rapport $C/N_0$

Le Tableau 2 liste les principaux services par satellite et donne les débits ou la bande passante demandée ainsi que les TEB cibles associés :

Service	Débit ou bande passante	TEB cible
Téléphonie	64 Kbit/s	$10^{-6}$
Audio	15 KHz	$10^{-9}$
TV	27 MHz	$10^{-10}$ ou $10^{-11}$
Data	64 Kbit/s min	$10^{-7}$

Tableau 2 : principaux services par satellite débits ou bande passante et TEB cibles associés

Pour chaque type de modulation, il est possible de calculer la probabilité d'erreur sur un bit donné. Cette expression peut être écrite en utilisant la fonction  $\text{erfc}(x)$  et en fonction du rapport  $E_b/N_0$ , qui représente l'énergie binaire divisée par la densité spectrale de puissance de bruit. La courbe suivante (Figure 23) donne la probabilité d'erreur d'un bit en fonction du rapport  $E_b/N_0$  et pour différents formats de modulation.



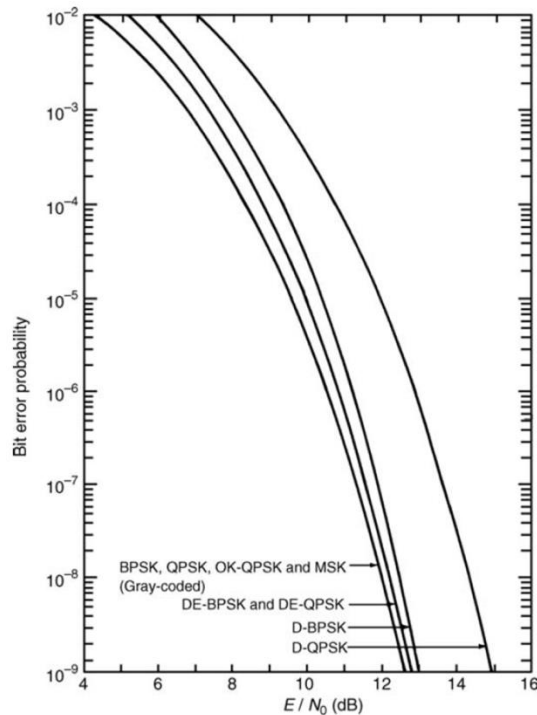


Figure 23 : Probabilité d'erreur d'un bit en fonction du rapport  $E_b/N_0$  source [41]

Ensuite, les rapports  $E_b/N_0$  et  $C/N_0$  sont liés par la relation :

$$C/N_0 = E_b/N_0 \cdot \rho \Gamma B \quad (14)$$

$\rho$  est le rendement du code choisi,  $\Gamma$  est l'efficacité spectrale en Bits/s/Hz et  $B$  la bande en Hz. Ainsi choisir, pour une application donnée et un codage donné, un TEB revient à fixer un rapport  $E_b/N_0$  et donc un rapport  $C/N_0$  minimum qui représente la qualité de la liaison. La charge utile doit ensuite fournir des performances qui permettent de respecter ce critère [40] [41] [42].

### 1.7.2. Calcul du rapport $C/N_0$

Une liaison satellite, comme le montre la Figure 24, peut être scindée en deux : la voie montante ou sol vers satellite et la voie descendante ou satellite vers sol.

Pour chaque voie les systèmes d'émission et de réception sont constitués d'une antenne, d'un transmetteur Tx ou d'un récepteur Rx, et de systèmes chargés de faire le lien entre les deux.

Pour la liaison montante, un feeder (Feeder  $Tx_{sol}$ ) permet d'acheminer le signal généré par le transmetteur  $Tx_{sol}$  à l'antenne d'émission. Il est caractérisé par ses pertes  $LFTx_{sol}$ . Le récepteur  $Rx_{sat}$  est un transpondeur de la charge utile du satellite, et comprend les amplificateurs faible bruit et de puissance ainsi que le convertisseur de fréquence.

Pour la liaison descendante, les rôles sont inversés. Le transmetteur  $Tx_{sat}$  est la charge utile du satellite. Le récepteur au sol est  $Rx_{sol}$ , et il est lié à l'antenne de réception par un feeder (Feeder  $Rx_{sol}$ ).

Les deux systèmes sont séparés par une certaine distance, 36 000 Km pour un satellite géostationnaire, et le milieu traversé, l'atmosphère terrestre, va générer des pertes et des interférences.

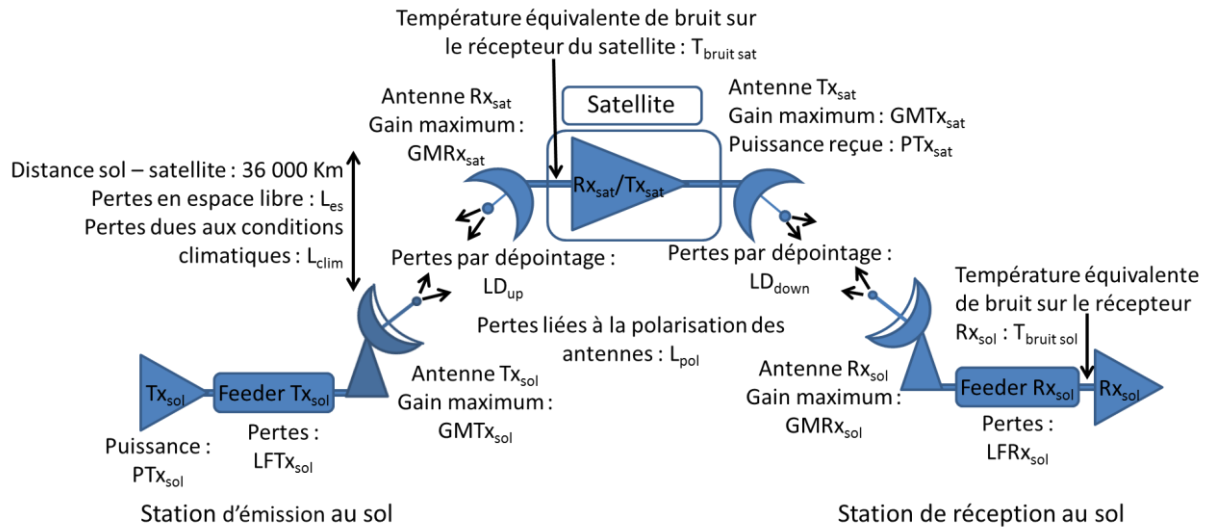


Figure 24 : Bilan de liaison d'une transmission satellite

La performance de l'émetteur est mesurée grâce à sa PIRE pour puissance isotrope rayonnée équivalente, exprimée en watt. Elle est égale à la puissance transmise à l'antenne multipliée par le gain de l'antenne. Pour les voies montantes et descendantes, la PIRE vaut :

$$PIRE_{sol} = \frac{P_{Tx_{sol}} \cdot G_{M_{Tx_{sol}}}}{L_{D_{up}} \cdot L_{FT_{x_{sol}}}} \quad (15) \quad PIRE_{sat} = \frac{P_{Tx_{sat}} \cdot G_{M_{Tx_{sat}}}}{L_{D_{down}}} \quad (16)$$

$P_{Tx_{sol}}$  (W) est la puissance débitée par le transmetteur au sol.

$P_{Tx_{sat}}$  (W) est la puissance débitée par le transmetteur à bord du satellite.

$G_{M_{Tx_{sol}}}$  est le gain maximum de l'antenne d'émission au sol.

$G_{M_{Tx_{sat}}}$  est le gain maximum de l'antenne d'émission du satellite.

$L_{D_{up}}$  et  $L_{D_{down}}$  représentent les pertes liées au dépointage entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception, respectivement dans les sens montant et descendant. Ces paramètres affectent le gain des antennes.

$L_{FT_{x_{sol}}}$  correspond aux pertes en ligne du Feeder  $Tx_{sol}$ , entre le transmetteur et l'antenne de transmission.

La performance des récepteurs est évaluée grâce au facteur de mérite G/T, qui est le rapport du gain de l'antenne de réception et de la température équivalente de bruit sur le récepteur Rx. Les facteurs de mérite pour le satellite et le récepteur  $Rx_{sol}$  valent :

$$G/T_{sat} = \frac{G_{M_{Rx_{sat}}}}{L_{D_{up}} \cdot L_{pol} \cdot T_{bruit\ sat}} \quad (17) \quad G/T_{sol} = \frac{G_{M_{Rx_{sol}}}}{L_{D_{down}} \cdot L_{pol} \cdot L_{FR_{x_{sol}}} \cdot T_{bruit\ sol}} \quad (18)$$

$G_{M_{Rx_{sol}}}$  est le gain maximum de l'antenne de réception au sol.

$G_{M_{Rx_{sat}}}$  est le gain maximum de l'antenne de réception du satellite.

$LD_{up}$  et  $LD_{down}$  représentent les pertes liées au dépointage entre les antennes d'émission et les antennes de réception. Ces paramètres affectent le gain des antennes.

$L_{pol}$  représentent les pertes liées à la polarisation des antennes.

$LFRx$  correspond aux pertes en ligne entre le récepteur Rx et l'antenne de réception.

$T_{bruit\ sat}$  et  $T_{bruit\ sol}$  sont respectivement les températures équivalentes de bruit sur le récepteur du satellite et sur le récepteur au sol.

La température équivalente de bruit  $T$  est lié à  $N_0$ , la densité spectrale de puissance de bruit, par la constante de Boltzmann :

$$N_0 = K \cdot T \quad (19)$$

En connaissant les caractéristiques des émetteurs et des récepteurs, il est possible de calculer pour chaque liaison le rapport  $C/N_0$ . Le rapport  $C/N_0$  total est obtenu à partir des rapports  $C/N_0$  des liens montants (up) et descendants (down) :

$$C/N_{0\ total}^{-1} = C/N_{0\ up}^{-1} + C/N_{0\ down}^{-1} \quad (20)$$

Avec

$$C/N_{0\ up} = PIRE_{sol} \cdot \frac{1}{L_{es} \cdot L_{clim}} \cdot G/T_{sat} \cdot \frac{1}{K} \quad (21) \quad \text{et} \quad C/N_{0\ down} = PIRE_{sat} \cdot \frac{1}{L_{es} \cdot L_{clim}} \cdot G/T_{sol} \cdot \frac{1}{K} \quad (22)$$

$L_{es}$  et  $L_{clim}$  représentent les pertes subies par le signal lors de sa propagation dans les sens montant et descendant, dues à l'éloignement entre émetteur et récepteur et aux conditions climatiques.

Les expressions précédentes ne sont valides que lorsqu'il n'y a que le signal utile dans la bande utile du satellite. Tout autre signal parasite sera vu comme une source de bruit supplémentaire et participe à la dégradation du bilan de liaison. Ces autres signaux appartiennent à deux catégories : les interférences qui sont dues à la réception par une station de base ou par un satellite d'un signal émis par une autre station de base ou par un autre satellite, et les signaux induits par la charge utile elle-même : produits d'intermodulation et autres fréquences parasites générées par les amplificateurs et les mélangeurs. En tenant compte de ces signaux parasites le bilan de liaison s'écrit :

$$C/N_{0\ total}^{-1} = C/N_{0\ up}^{-1} + C/N_{0\ down}^{-1} + C/N_{0\ inter\ up}^{-1} + C/N_{0\ inter\ down}^{-1} + C/N_{0\ FP}^{-1} \quad (23)$$

Les termes  $C/N_{0\ inter\ up}$  et  $C/N_{0\ inter\ down}$  permettent de prendre en compte les interférences, respectivement dans les sens montants et descendants.

Le terme  $C/N_{0\ FP}$  correspond à la dégradation du bilan de liaison à cause des fréquences parasites induite par la charge utile.



Les températures équivalentes de bruit des récepteurs peuvent être calculées connaissant la température équivalente de bruit et le gain de tous leurs constituants. Les grandeurs sont liées entre elles par la formule de Friis. Pour la liaison descendante :

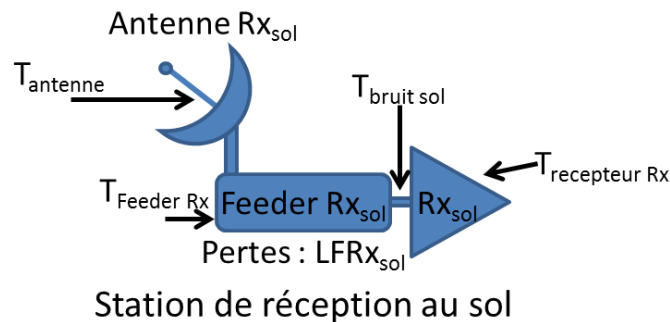


Figure 25 : Températures équivalentes de bruit associées au récepteur au sol

$$T_{\text{bruit sol}} = \frac{T_{\text{antenne}}}{LFRx_{\text{sol}}} + T_{\text{Feeder Rx}} \cdot \left(1 - \frac{1}{LFRx_{\text{sol}}}\right) + T_{\text{recepteur Rx}} \quad (24)$$

Les noms et positions des différentes températures de bruit sont reportés sur la Figure 25.

$T_{\text{antenne}}$  est la température de bruit de l'antenne.

$T_{\text{Feeder Rx}}$  est la température du feeder du récepteur, proche de 290 K.

$T_{\text{recepteur Rx}}$  est la température de bruit du récepteur Rx.

Dans le cas de la liaison descendante :

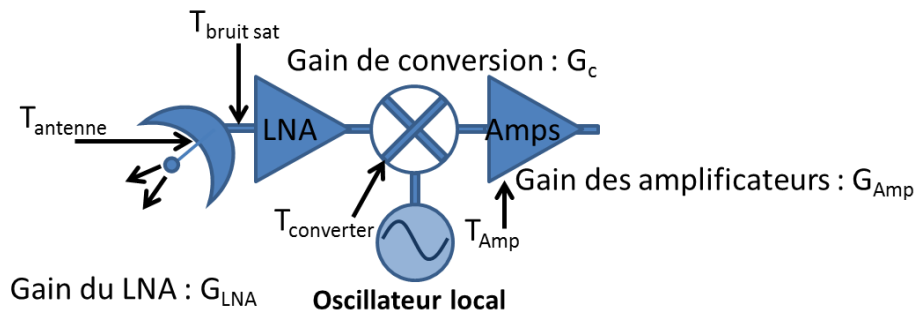


Figure 26 : Températures équivalentes de bruit associées au récepteur de la charge utile

$$T_{\text{bruit sat}} = T_{\text{antenne}} + T_{LNA} + \frac{T_{\text{converter}}}{G_{LNA}} + \frac{T_{\text{Amp}}}{G_{LNA} \cdot G_c} \quad (25)$$

Les noms et positions des différentes températures de bruit sont reportés sur la Figure 26.

$T_{LNA}$  et  $G_{LNA}$  sont respectivement la température équivalente de bruit et le gain du LNA.

$T_{\text{converter}}$  et  $G_c$  sont respectivement la température équivalente de bruit et le gain du mélangeur.

$T_{\text{Amp}}$  est la température équivalente de bruit de l'amplificateur situé après le convertisseur de fréquence.

L'équation devrait normalement inclure les bruits des autres amplificateurs de la chaîne, mais les gains associés étant très élevés, ces grandeurs sont négligeables.

Le bruit ajouté par le mélangeur à la liaison est dans la plupart des cas évalué grâce à son facteur de bruit (NF). Le NF d'un équipement est lié à sa température équivalente de bruit par la relation :

$$NF = 1 + T_e/T_0 \quad (26)$$

$T_e$  et  $T_0$  étant respectivement la température équivalente de bruit de l'équipement et la température de référence, soit 290K. La courbe suivante (Figure 27) donne l'évolution du facteur de bruit en fonction de la température de bruit.

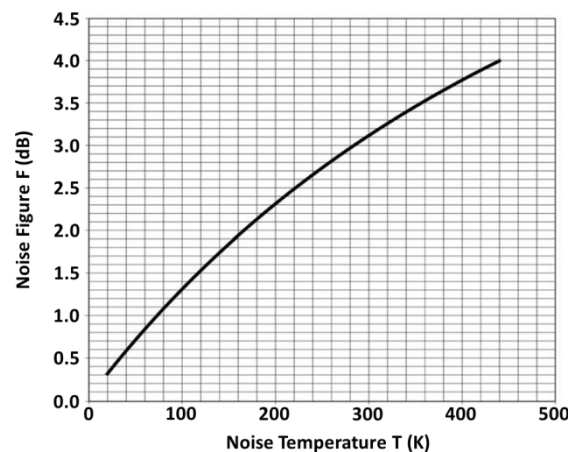


Figure 27 : Facteur de bruit en fonction de la température de bruit source [42]

Nous avons donc montré que le bilan de liaison, qui définit la qualité de la transmission satellite, est directement lié aux performances des composants de la charge utile et en particulier aux performances du mélangeur qui intéresse notre étude : gain de conversion, facteur de bruit, pureté spectrale, rapport C/I3. Ces grandeurs doivent donc être optimisées au sein de la chaîne de transmission afin de correspondre à une qualité de service et à une application donnée. [42] [43]

### I.8. Evolution des télécommunications par satellite

Ces dernières années, de nouveaux services nécessitant de larges bandes passantes ont vu un développement très important, comme le montre la Figure 28. Parmi eux nous pouvons citer la TV et la vidéo HD sur internet, la vidéo à la demande, les services de streaming, de téléchargement Peer to Peer ou direct download, les jeux vidéo en ligne, les visio-conférences, la voix sur IP...



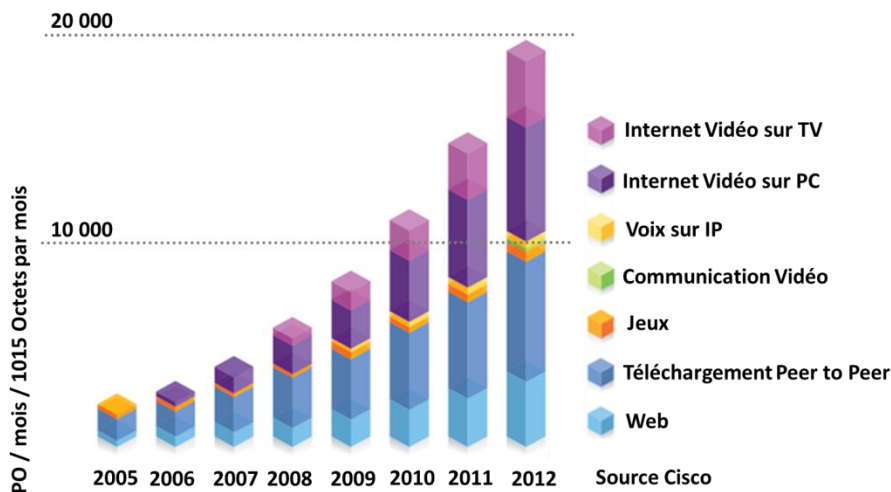


Figure 28 : Evolution de la demande en services large bande en France, source Cisco [44]

Pour satisfaire cette demande en bande passante toujours croissante, plusieurs solutions sont possibles (voir Figure 29) :

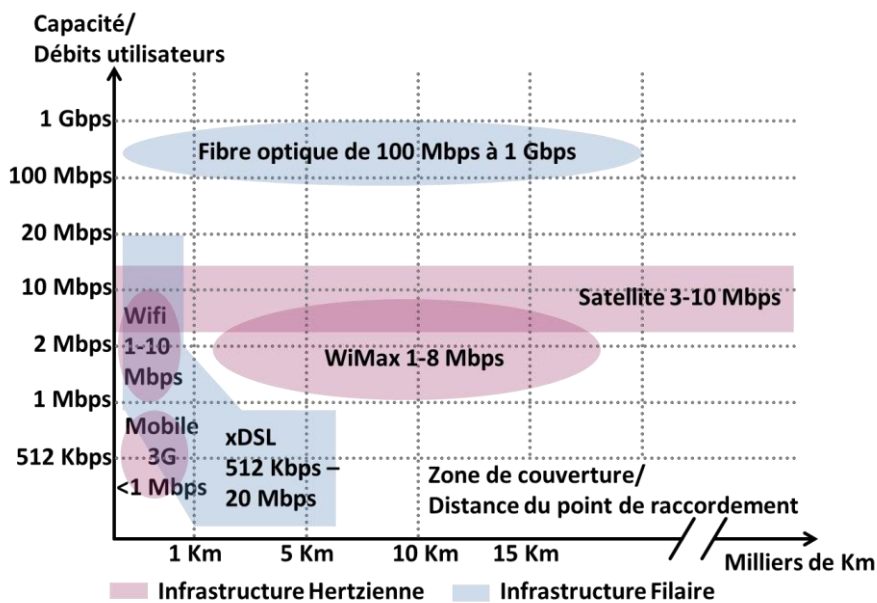


Figure 29 : Les différentes technologies pour la diffusion des services large bande [44]

Celle qui offre les meilleurs débits est la fibre optique (1 Gbps max par utilisateur), mais son déploiement est onéreux (génie civil), en particulier pour les zones éloignées des centres urbains. D'après une étude réalisée par Carvea consulting [44], raccorder un foyer en zone reculée coûterait 8 fois plus cher que de raccorder un foyer dans une zone de forte densité urbaine. Le coût de raccordement de la totalité de la population française au FTTH (fiber to the home) avoisinerait les 40 milliards d'euros. Enfin, la couverture d'un réseau de fibre optique est limitée à une vingtaine de kilomètres.

L'autre solution filaire, consiste à utiliser le réseau cuivré comme c'est le cas pour l'ADSL. Cette solution peut amener à des débits intéressants pour les applications visées (20 Mbps) mais, la zone de couverture associée étant très limitée, elle n'est adaptée qu'aux centres urbains.

Parmi les solutions hertziennes, wifi, 3G, 4G, WiMax fouissent également des débits compatibles, du Mbps à la centaine de Mbps, mais les zones couvertes sont très faibles et adaptées seulement aux zones densément peuplées. Le WiMax permet tout de même de couvrir des zones d'une quinzaine de kilomètres.

La solution capable de fournir au plus grand nombre des débits compatibles avec les nouvelles applications large bande, est donc le satellite de télécommunication. Les abonnements aux services par satellite ont d'ailleurs fortement augmenté ces dernières années, comme l'illustre la Figure 30, et les prévisions pour les années à venir montrent que le phénomène ne va pas faiblir. Cependant, prendre en compte ces nouveaux besoins tout en continuant d'assurer les services plus anciens (TV, radio, téléphone...), demandes des améliorations technologiques. [44] [45]

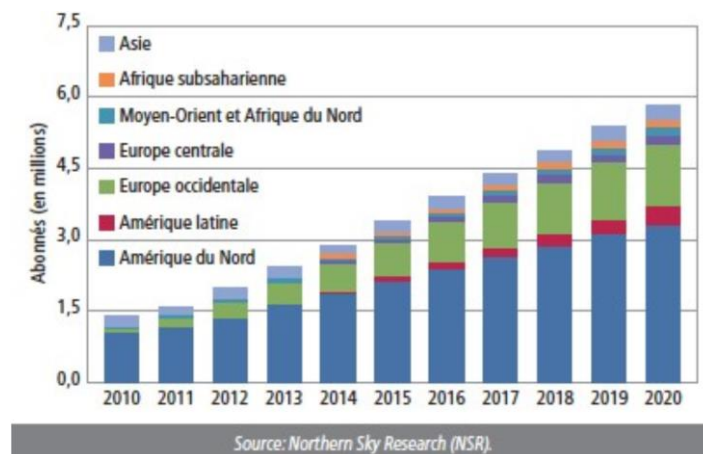


Figure 30 : Evolution du nombre d'abonnés aux services par satellite, source NSR

Le premier satellite commercial, INTELSAT lancé en 1965, avait une capacité de 480 canaux téléphoniques, pour un coût de 32 500 \$ par canal et par an (coût du lancement compris). Il avait une durée de vie d'un an et demi et pesait 68 Kg.

Afin de satisfaire les besoins en bande passante toujours plus importants, de nombreux progrès technologiques ont été réalisés :

- Sur les lanceurs : en 1975, 5900 kg pouvaient être transportés, puis 10500 kg avec Ariane 5 ECA et 13 000 kg avec Delta IV en 2008.
- Sur les technologies RF : antennes avec des faisceaux adaptés aux formes des continents, antennes multifaisceaux avec système de routage, réutilisation de fréquences (par polarisation orthogonale puis par séparation angulaire), amélioration des amplificateurs de puissance...
- Sur les technologies numériques : processeurs embarqués dans les charges utiles régénératives, routage par SSTDMA (satellite-switched time division multiple-access) pour les systèmes multifaisceaux...

- Sur les formats de modulations : analogiques puis numériques avec du QPSK, 8 PSK, 16 puis 32 APSK (amplitude and phase shift keying), associés à des codes LDPC (low density parity check) et à des techniques d'accès multiple comme le FDMA (frequency division multiple accès) et le TDMA (time division multiple accès)...
- Sur les stations de réception : l'augmentation de la puissance d'émission des satellites a permis la miniaturisation des stations au sol. Leur nombre a pu être augmenté et les liaisons sont passées du point à point au point à multipoint : plusieurs stations de base peuvent envoyer une information à une seule station (hub) via satellite ou alors une seule station peut diffuser pour beaucoup d'autre. [4] [10] [40] [41]

Ensuite, pour couvrir toujours plus de service, il suffit d'augmenter le nombre d'équipement à bord. Cependant, augmenter toujours plus le nombre d'équipement revient à augmenter la masse et l'encombrement des charges utiles. Cela se traduit par une augmentation forte du coup de lancement : envoyer 1Kg de charge utile en orbite coûte entre 200 000 et 300 000 \$. Pour continuer à suivre les demandes du marché, il faut donc miniaturiser les équipements.

Parmi les solutions possibles, une consiste à remplacer en partie les technologies RF actuelles par des technologies opto-électroniques et photoniques, connues pour leur faible poids et volume. En particulier, en remplaçant les systèmes de distribution des signaux RF (harnais) par de la fibre optique, le gain pourrait être très important. Enfin, les technologies optiques offrent de très nombreux avantages comme une bande passante théorique de plusieurs THz, une immunité aux interférences électromagnétiques, la possibilité d'utiliser le multiplexage en longueur d'onde, ou encore la transparence du point de vue des signaux RF. Au sein des charges utiles, les technologies photoniques permettraient de faire de la distribution d'oscillateurs locaux, de la formation de faisceau en pilotant des antennes actives, de la commutation de signaux et enfin de la conversion de fréquence, objet de ces travaux de thèse. Le chapitre 2 sera consacré aux technologies optiques dans les satellites et plus particulièrement aux techniques de conversion de fréquence envisageables. [46] [47]

### **I.9. Résumé du chapitre I**

Ce premier chapitre a permis de dresser un état de l'art des télécommunications spatiales. Il a décrit le réseau de télécommunications par satellite ainsi que les services associés.

Plus particulièrement la charge utile du satellite a été présentée, avec ses composants. Parmi eux, le mélangeur a fait l'objet d'une attention particulière : son fonctionnement a été détaillé ainsi que les méthodes d'évaluation de ses performances.

Dans un troisième temps le bilan de liaison d'une transmission par satellite a été abordé. Cette partie a montré la nécessité de contrôler les performances des composants, et plus particulièrement des mélangeurs, afin de satisfaire la qualité des services proposés.

Enfin, ce chapitre montre les évolutions du marché des télécommunications. A cause de la demande toujours croissante en services et en bande passante, le nombre d'équipements et donc la masse et l'encombrement des charges utiles va inévitablement augmenter, ce qui va entraîner une augmentation significative du coût de lancement. Pour pallier ce nouveau problème, les technologies optiques sont d'excellentes candidates car elles permettraient de réduire le poids et le volume des systèmes tout en apportant de nouveaux avantages comme une bande passante théorique de plusieurs THz, une immunité aux interférences électromagnétiques, le multiplexage en longueur d'onde, ou encore la transparence du point de vue des signaux RF.







## Chapitre II. La photonique dans les satellites : un réel enjeu

---

### II.1. Introduction au chapitre II

Ce deuxième chapitre sera consacré aux technologies optoélectroniques/photoniques appliquées aux satellites de télécommunications. Dans un premier temps, il montrera comment certaines fonctions présentes au sein des charges utiles, et décrites dans le chapitre I, pourraient être assurées par des composants photoniques. Parmi ces fonctions, la conversion de fréquence est celle qui intéresse ces travaux de thèse. Elle sera donc développée en détails et les différentes techniques associées seront exposées, tout d'abord sans évoquer de solution technologique.

Dans un second temps, les composants et les architectures sélectionnés afin de réaliser des convertisseurs de fréquence à partir de technologies photoniques semi-conductrices seront présentés. Ces choix seront justifiés et comparés aux solutions technologiques déjà existantes et extraites de la littérature.

Une fois les topologies de mélangeurs dévoilées, les modèles mathématiques associés aux composants mis en jeu lors des simulations, réalisées grâce au logiciel de simulation système VPIphotonics<sup>®</sup>, seront expliqués. Les résultats de ces études seront présentés dans le chapitre III.

Enfin, ce chapitre II montrera les différentes méthodes développées sous VPI afin de caractériser les mélangeurs, selon les critères d'évaluation détaillés dans le chapitre I. Ces méthodes seront validées par la simulation d'architectures réalisées à partir de modulateurs de Mach-Zehnder (interféromètres). Ces structures ont déjà été étudiées par Thales Alenia Space, et leurs résultats ont fait office de référence.

### II.2. Les technologies optoélectroniques appliquées aux télécommunications spatiales

Une fibre optique monomode présente généralement une atténuation comprise entre 0.2 et 0.3 dB/Km. Certains fabricants proposent des gaines pouvant contenir jusqu'à 12 fibres, pour un poids de quelques Kg/Km à quelques dizaines de Kg/Km. Les fibres optiques, de par les fréquences mises en jeu (de l'ordre de 200 THz) ne sont pas sensibles aux perturbations électromagnétiques et n'engendrent pas de problème de compatibilité électromagnétique (CEM). Enfin, elles n'affectent pas les signaux RF transportés et peuvent supporter tous les formats de modulation et de codage. [48]

En revanche, la connectique RF est beaucoup plus lourde, notamment à cause du blindage, nécessaire pour s'affranchir des problèmes de CEM. Son poids peut donc aller jusqu'à plusieurs centaines de Kg/Km, sachant qu'un harnais RF (système de distribution des signaux de référence) peut mesurer plusieurs centaines de mètres et qu'envoyer 1 Kg de charge utile en orbite coûte entre 200 000 et 300 000 dollars. L'atténuation est aussi beaucoup plus importante et augmente avec les fréquences mises en jeu. Elle peut varier de quelques dixièmes de dB/m à quelques dB/m. Elle est donc bien supérieure à celle de la fibre. [49] [50]



Les propriétés des fibres sont donc en parfaite adéquation avec les besoins actuels de réduction d'encombrement et de poids, dans le domaine du spatial. De plus, étant donné les nombreuses techniques de multiplexage existantes, en longueur d'onde, en fréquence, en polarisation etc..., elles offrent des bandes passantes très supérieures aux technologies RF et de plusieurs THz, ce qui correspond aux estimations des futurs besoins en bande passante réalisées par l'agence spatiale européenne (ESA) (bande passante totale en comptant environ 200 faisceaux) pour un satellite. De plus, les fibres optiques sont extrêmement flexibles et sont adaptées à des structures qui sont d'abord repliées sur elles-mêmes durant le transport afin de limiter leur encombrement puis déployées lors de leur utilisation. Les concepteurs de satellites se sont donc naturellement intéressés aux technologies photoniques qui pourraient assurer les fonctions mises en jeu dans les charges utiles. [51]

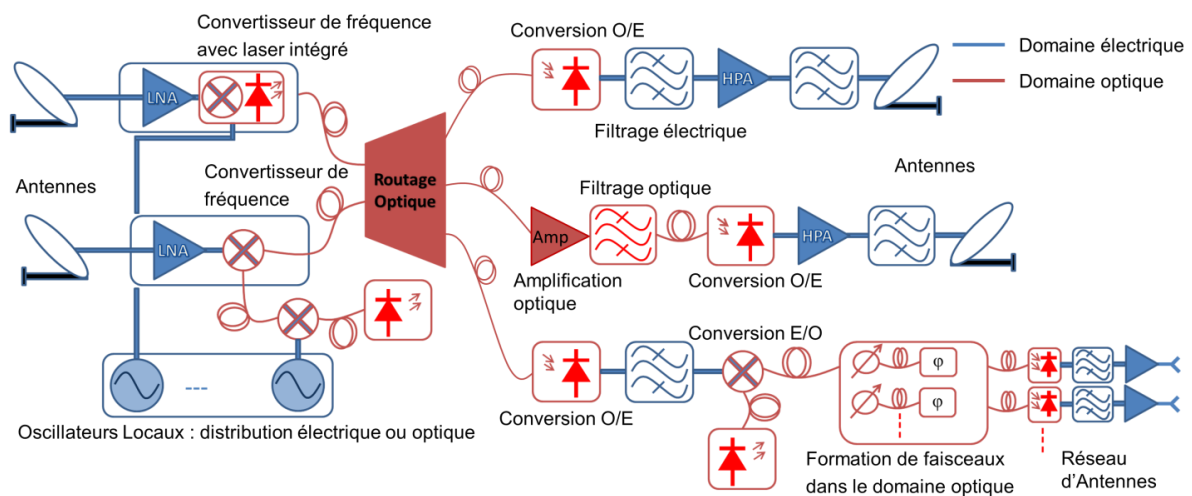


Figure 31 : La photonique au sein d'une charge utile transparente

La Figure 31 montre les fonctions qui pourraient être réalisées dans le domaine de l'optique (éléments en rouge), au sein d'une charge utile transparente. Ces fonctions sont décrites dans les parties suivantes (II.2.1 à II.2.7)

### II.2.1. La génération et la distribution d'oscillateurs locaux optiques

Les signaux OL pourraient moduler en amplitude des porteuses lasers. Ils pourraient ainsi être transportés par voie optique plutôt qu'avec des câbles RF classiques. Une des méthodes envisagées consiste à moduler un signal issu d'un laser CW à l'aide d'un modulateur de Mach-Zehnder polarisé à l'extinction (tension demi-onde  $V_{\pi}$ ). Dans cette configuration une modulation double bande latérale avec suppression de porteuse (DSB-CS) est obtenue : le spectre optique n'est composé que des deux raies latérales OL. Après photo-détection, une seule fréquence, égale à l'écart en fréquence entre les deux signaux optiques, est générée par battement des raies latérales (Figure 32). Ce procédé est expliqué dans la partie II.3.2. La fréquence de sortie est donc le double de la fréquence de départ ce qui permettrait de travailler avec des OL ayant une fréquence deux fois plus petite que la fréquence souhaitée, et d'atteindre des hautes fréquences (bande Ka). De plus les deux signaux optiques sont corrélés en phase ce qui garantit un bruit de phase très bas. [47] [51] [52]

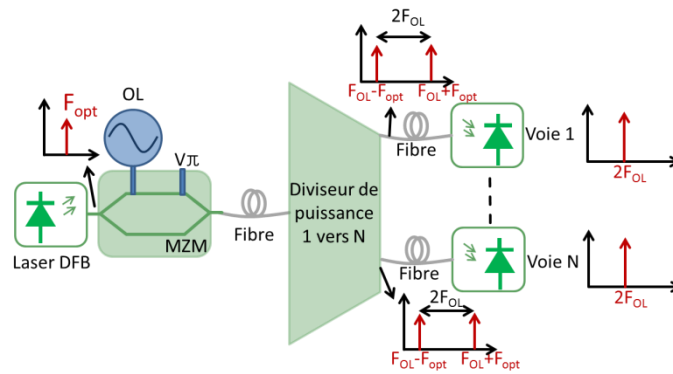


Figure 32 : Exemple de distribution optique d'oscillateurs locaux

## II.2.2. Le routage des signaux optiques

Plutôt que d'avoir recours à un système de routage RF composé de circulateurs et de switches, il est possible d'utiliser un système photonique équivalent. La répartition des signaux, notamment dans le cas de charges utiles avec antennes multifaisceaux, pourrait être effectuée à l'aide d'un ensemble de matrices de MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) optiques et de diviseurs de puissance. De tels dispositifs ont déjà été réalisés et présentent de bonnes performances : les pertes d'insertion sont inférieures à 2 dB et l'isolation entre canaux est de l'ordre de 60 dB. Ils pourraient gérer une centaine de faisceaux différents. Une autre solution consisterait à utiliser un système de multiplexeurs/démultiplexeurs WDM (multiplexage en longueur d'onde) et les signaux RF entrant modulerait des porteuses optiques à différentes longueurs d'onde, chaque longueur d'onde étant associée à un chemin différent. Des amplificateurs optiques à semi-conducteurs, qui se comporteraient comme des interrupteurs commandés en courant, pourraient aussi être mis en place. [47] [52] [53]

## II.2.3. Le filtrage

Afin d'améliorer la pureté des signaux, le filtrage peut aussi être réalisé dans le domaine optique, à l'aide d'anneaux résonnants ou de filtres à réseaux de Bragg. Les premiers possèdent un fort potentiel d'intégration, mais les performances sont encore à améliorer, de même que la stabilité aux variations de température et au rayonnement solaire. Les seconds possèdent de bonnes performances, avec des bandes passantes larges de quelques GHz et une rejection des signaux hors bande de 40 à 50 dB. Ils résistent également mieux aux variations de températures, mais ils sont plus difficilement intégrables (cas notamment des fibres de Bragg). [54] [55] [56]

## II.2.4. L'amplification

Une partie de l'amplification peut être réalisée dans le domaine optique plutôt que dans le domaine électrique, ce qui permet d'alléger les contraintes sur les amplificateurs RF. Cette amplification peut être réalisée à l'aide d'amplificateurs à fibre dopée erbium ou bien à l'aide d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA). Les premiers possèdent un fort gain, jusqu'à 40 dB, des puissances de saturation élevées (jusqu'à 22 dBm), des facteurs de bruit acceptables (4-6 dB) et limitent très fortement les effets non-linéaires, mais ne sont pas intégrables. Les seconds peuvent être intégrés sur puce mais présentent un gain (30 dB max) ainsi qu'une puissance de saturation plus limitée (15-18 dBm).

Les nombreux effets non linéaires créés par ces dispositifs tendent à dégrader la qualité des signaux et les facteurs de bruit sont aussi plus élevés (7-9 dB). [57] [58] [59]

### II.2.5. La formation de faisceau

Les opérations de séparation du signal en différents segments parallèles, et d'introduction de variations de phase et d'amplitude sur chacun des segments, peuvent s'effectuer dans le domaine optique. Pour affecter à la fois l'amplitude et la phase des signaux, il existe plusieurs possibilités. Une porteuse laser (issue de LD) peut être modulée en polarisation avec le signal RF. Le signal optique résultant est ensuite séparé grâce à un diviseur de puissance et des contrôleurs de polarisation ( $PC_N$ ) associés à des lames biréfringentes (PBS) assurent les changements de phase et d'intensité sur chacune des voies (Figure 33).

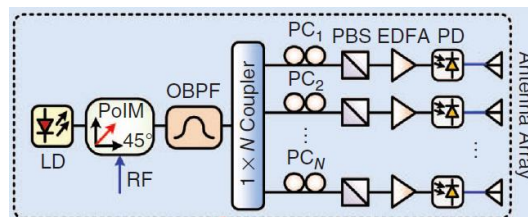


Figure 33 : formation de faisceau par voie optique [52]

Une autre alternative consiste à utiliser un processeur photonique programmable, qui contrôle l'amplitude et la phase des signaux à l'aide de cristaux liquides sur silicium. [52]

### II.2.6. L'aide à la conversion analogique numérique et à la conversion numérique analogique

Les futurs processeurs embarqués (FPGA) dans les charges utiles régénératives devront supporter des débits de 25 Gbps (1 seul faisceau). Il est très difficile d'échantillonner un signal RF à ce débit et les technologies photoniques permettraient de diminuer les contraintes sur les convertisseurs analogique-numérique en répartissant le débit dans plusieurs fibres en parallèle. Le débit associé à chaque CAN serait alors divisé par le nombre de fibres et le signal peut être reconstruit numériquement par le processeur. Le processus peut être inversé pour la conversion numérique-analogique.

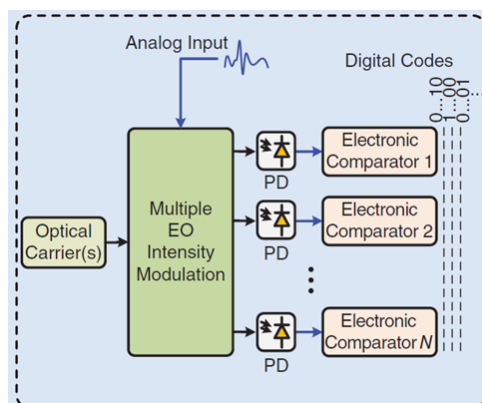


Figure 34 : Aide à la conversion analogique-numérique par voie optique, mise en parallèle du signal [52]

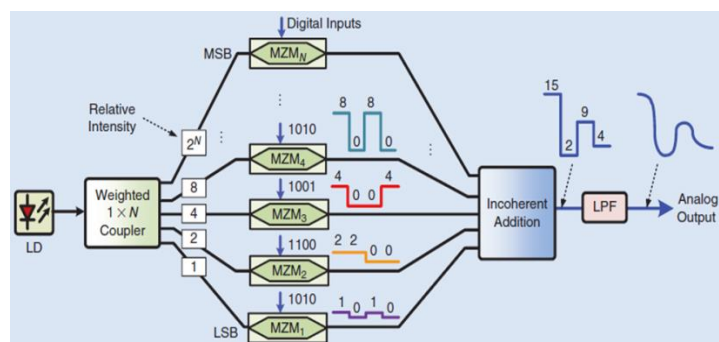


Figure 35 : Aide à la conversion numérique-analogique par voie optique, mise en parallèle du signal [52]

D'autres solutions existent pour la conversion analogique-numérique. Elle peut être réalisée en faisant transiter les signaux dans une fibre à dispersion, ce qui a pour effet de les étaler dans le domaine temporel et donc de réduire leur fréquence (loi de Fourier). Une autre méthode consiste à moduler le signal RF avec plusieurs porteuses optiques issues d'un laser à verrouillage de modes avant photo-détection. [51] [52]

### II.2.7. La conversion de fréquence

La conversion de fréquence dans le domaine optique est au cœur de ces travaux de thèse. Cette fonction peut être réalisée à l'aide de modulateurs ou de composants non-linéaires couplés à un laser et à une photodiode. Son principe de fonctionnement, décrit en détails dans les parties II.3.1 et II.3.2, peut être scindé en deux étapes : la première consiste à moduler une porteuse optique à l'aide des signaux RF et OL, formant un mélange optique, et la seconde utilise le photorécepteur, dont la réponse non-linéaire va générer le signal utile dans le domaine électrique. Cette propriété est très intéressante car elle permet de lier toutes les fonctions précédemment énoncées ; ces dernières pouvant s'insérer entre les deux étapes de la conversion (Figure 36). [50]

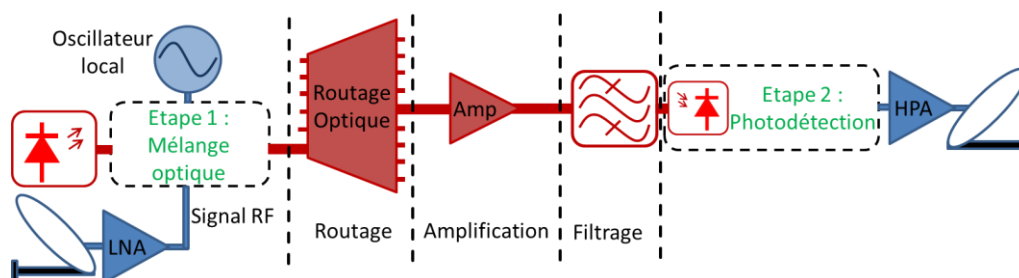


Figure 36 : La conversion de fréquence dans la charge utile photonique

### II.2.8. Résistance des composants optoélectroniques/photoniques à l'environnement spatial

Des études de fiabilité ont été réalisées par l'agence spatiale européenne (ESA), Thales Alenia Space et ALTER Technology afin d'évaluer la résistance des principaux composants optoélectroniques et photoniques, c'est-à-dire les lasers, les fibres, les modulateurs, les amplificateurs et les coupleurs (pour la plupart des longueurs d'onde utilisées) aux conditions de lancement des satellites et à l'environnement spatial. Des tests en vibrations, contraintes mécaniques, rayonnements solaires (rayonnement gamma jusqu'à 100 Krad, et de protons jusqu'à 65 MeV/Cm<sup>2</sup>), fonctionnement dans le vide, variations de température, vieillissement (durée de vie 15 ans) ont été menés sur des composants « pris sur étagère » (COTS pour commercial off-the-shelf). Les résultats ont montré que les composants photoniques présentent une bonne résistance à l'environnement spatial et la plupart d'entre eux ont passé avec succès l'ensemble des tests. Les résultats sont visibles dans [60].

### II.2.9. Exemple de mission spatiale ayant incorporé des technologies optiques : le projet ESA Soil Moisture and Ocean Salinity

SMOS est un satellite dont la mission, dirigée par l'ESA, consiste à mesurer l'humidité des sols et la salinité des océans, afin de mieux comprendre le cycle de l'eau sur terre. Ces paramètres influencent l'émissivité des sols et océans, qui est mesurée par 72 récepteurs positionnés sur une structure repliable en "Y".



Les concepteurs de la charge utile n'ont pas eu d'autre choix que d'utiliser la fibre optique, afin de s'affranchir des problèmes de CEM liés à la proximité des câbles de transmission avec les appareils mesurant les émissions radio terrestres. Elle a ainsi été utilisée afin de distribuer les fréquences d'horloge, à 55,84 MHz, et les données, à 111,68 MHz, à travers le système, grâce à des lasers à semi-conducteurs (1310 nm), des coupleurs et diviseurs de puissance et des photodiodes couplées à des amplificateurs transimpédances (Figure 37). Ce projet est un franc succès et constitue un bon exemple d'utilisation des technologies optiques dans le domaine du spatial. [61]

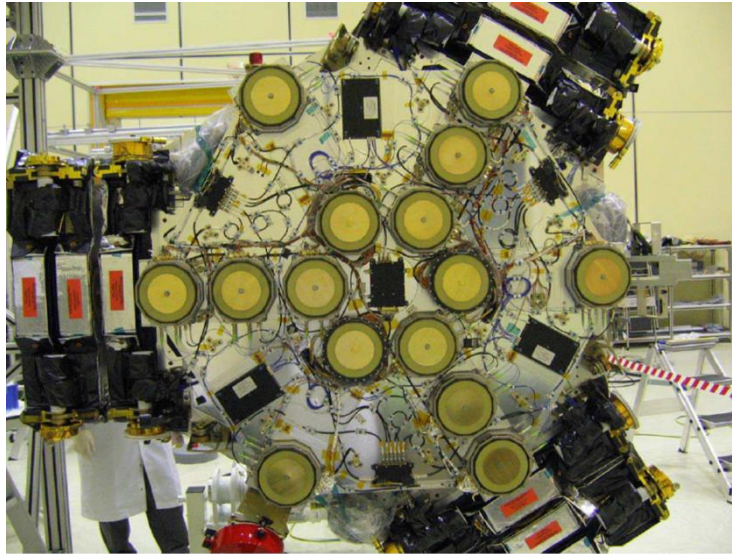


Figure 37 : Routage des signaux par voie optique dans le satellite SMOS

### **II.3. Principe de fonctionnement d'un mélangeur photonique**

Les paragraphes suivants décrivent les deux étapes de la conversion de fréquence RF par voie optique, c'est-à-dire la modulation d'une porteuse RF à l'aide des signaux RF et OL formant le mélange optique et la photodétection. Cet ensemble a un effet similaire à celui des mélangeurs RF. La bande passante du photo-détecteur étant limitée à quelques dizaines de GHz, les fréquences optiques sont naturellement rejetées.

#### **II.3.1. Etape 1 : modulation d'une porteuse optique à l'aide des signaux RF et OL**

Il existe de nombreuses façons de moduler une porteuse optique à l'aide du signal utile RF et de l'oscillateur local OL. Ces méthodes sont basées sur l'emploi de lasers en modulation directe ou de lasers CW (continuous wave) couplés à des modulateurs optiques d'amplitude ou bien de phase ou à d'autres composants au comportement fortement non-linéaire comme les amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA), les fibres optiques et les guides avec des dopages spéciaux, les cristaux...

##### **II.3.1.1. Modulation d'une porteuse optique à l'aide d'un laser en modulation directe**

La méthode la plus simple, et la moins coûteuse, pour moduler une porteuse optique à l'aide des signaux RF et OL consiste à utiliser un laser en modulation directe. Les signaux RF et OL sont couplés puis superposés à son courant de polarisation. Les variations de la somme de ces deux signaux sont retranscrites sur l'intensité lumineuse. (Figure 38).



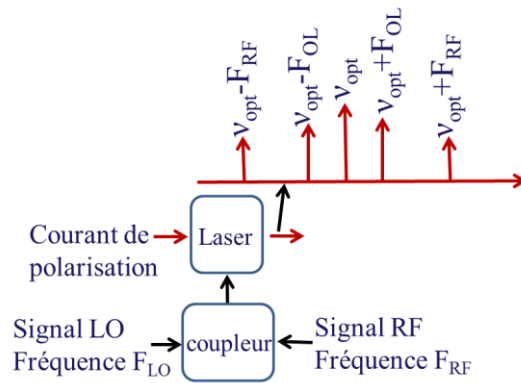


Figure 38 : Mélange optique par modulation directe du laser

Cette technique n'est en pratique pas utilisée car le couplage des deux signaux sur le driver du laser est délicat à réaliser et le chirp du laser (effet qui engendre des modulations parasites de phase et de fréquence de la porteuse et qui augmente avec la fréquence des signaux d'entrée et la longueur de la transmission optique), empêche d'utiliser des fréquences supérieures à 10GHz (fréquences inférieures aux bandes Ku et Ka).

Une variante de cette méthode consiste à utiliser un laser ayant un très fort chirp. Lorsque cet effet est prépondérant par rapport à la modulation d'amplitude classique, la phase et la fréquence de la porteuse se trouvent modulées par les signaux RF et OL. Pour se ramener à des variations d'intensité il faut utiliser un autre composant qui va faire la conversion, via une opération de dérivée. Il peut s'agir d'un modulateur de Mach Zehnder non équilibré (unbalanced MZM), d'une fibre optique amenant de la dispersion, d'un filtre à réseau de Bragg... Dans tous les cas, ces composants sont passifs : ils n'ont pas besoin d'être polarisés et leur consommation est donc nulle. [62] [63] [64] [65] [66]

### II.3.1.2. Modulation d'une porteuse optique à l'aide d'un seul modulateur

La seconde méthode consiste à utiliser un laser CW couplé à un modulateur optique : il ne s'agit plus de modulation directe mais de modulation externe et dans ce cas le chirp n'a que très peu d'influence. Le modulateur reçoit sur son port optique d'entrée une porteuse non modulée et sur son port électrique la somme des signaux RF et OL. En sortie, il délivre une porteuse optique modulée par les signaux électriques, comme le montre la Figure 39.

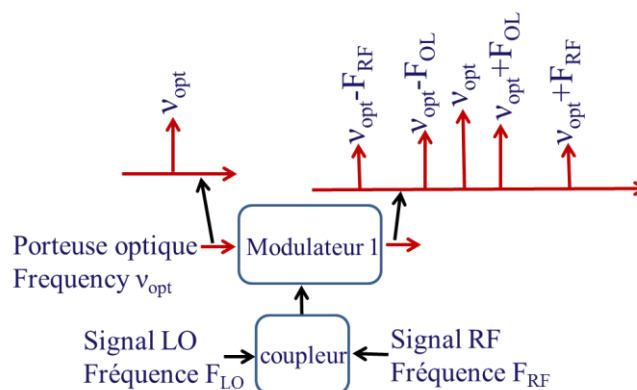


Figure 39 : Mélange optique avec un modulateur unique



Cependant, le couplage des signaux RF et OL sur l'unique port électrique du modulateur reste délicat puisqu'il faut que l'adaptation en puissance soit réalisée pour les deux signaux. Un moyen pour contourner ce problème consiste à utiliser un modulateur à double accès RF, comme le Mach-Zehnder dual Drive. Enfin, l'optimisation de cette structure est limitée car il n'y a qu'un seul point de polarisation à ajuster pour les deux signaux (1 seul modulateur).

Une variante de cette structure consiste à remplacer le modulateur d'amplitude par un modulateur de phase comme dans la cas II.3.1.1, mais là encore un autre composant est nécessaire, afin de faire la conversion des variations de phase en variations d'intensité. Les modulateurs de phase ont l'avantage d'être passifs. [63] [64] [65] [67] [68]

### II.3.1.3. Modulation d'une porteuse optique avec deux modulateurs en série

Ici deux modulateurs disposés en série sont utilisés. Le premier module la porteuse optique par le signal OL et le signal résultant incluant la porteuse et des lobes secondaires est à son tour modulé par le signal RF. Le résultat est présenté sur la Figure 40.

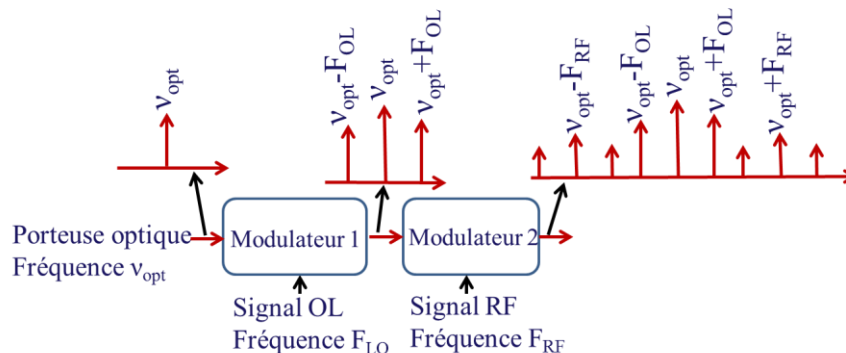


Figure 40 : Mélange optique avec deux modulateurs en série

Les deux modulateurs peuvent également être inversés (RF avant l'OL) et en considérant des modulateurs identiques et idéaux (multiplieurs) ainsi que des signaux RF et OL égaux, le résultat sera le même que dans le cas non inversé (multiplication des fonctions de transfert). Cependant, et pour les applications spatiales, la configuration de la Figure 40 est la plus adaptée. Les modulateurs possèdent des pertes d'insertion, qui se cumulent quand ils sont montés en série et la puissance RF est négligeable devant celle de l'OL. Quasiment toute la puissance servant à faire la conversion est apportée par l'OL et la puissance optique, donc il vaut mieux placer le modulateur qui est associé à l'OL avant celui de la RF.

Le signal OL, dans le domaine de l'optique, sera très fort et subira l'atténuation du second modulateur avant d'être modulé par la RF. Si les modulateurs étaient inversés, la RF, déjà très faible, subirait les pertes du modulateur OL et serait quasi-absente du spectre final.

De plus, dans une charge utile, les oscillateurs locaux et les mélangeurs sont souvent éloignés et une solution intéressante pour conserver cet éloignement dans le domaine optique consisterait à lier l'OL à son modulateur et au laser, et à utiliser une fibre optique afin de relier les deux modulateurs entre eux (Figure 41).

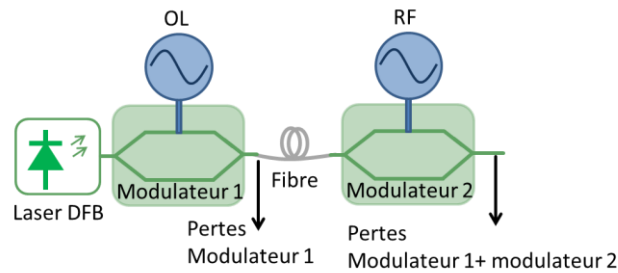


Figure 41 : Mélange optique avec deux modulateurs en série, reliés par une fibre

La méthode des deux modulateurs en série est plutôt simple à mettre en place mais nécessite deux composants en plus du laser. Elle engendre donc une augmentation du coût. De plus, les pertes des deux modulateurs se cumulent et le nombre de fréquences parasites est plutôt élevé (combinaisons linéaires des fréquences RF, OL et optique) et vont donner des raies parasites dans le domaine électrique après photo détection (voir partie II.3.2).

Les modulateurs classiques d'intensité peuvent aussi être remplacés par des modulateurs de phase, et comme dans le cas précédent, un composant dérivateur est nécessaire afin de faire la conversion en variations d'intensité.

Enfin, une architecture proche de celle-ci consiste à placer un laser DFB, qui reçoit sur son port électrique à la fois son courant de polarisation et le signal OL, avec un modulateur d'intensité (ou de phase), recevant la RF (Figure 42). Le laser se comporte alors du point de vu de l'OL comme un modulateur et un effet similaire à celui montré sur la Figure 40 est obtenu. [62] [63] [64] [65] [67]

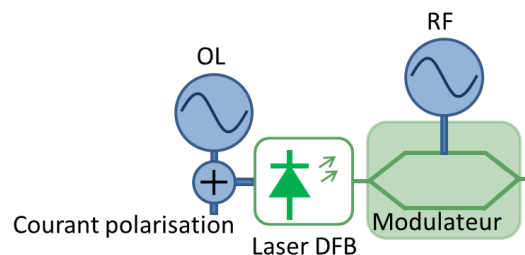


Figure 42 : Mélange optique avec un laser DFB en modulation directe et un modulateur en série

#### II.3.1.4. Modulation d'une porteuse optique avec deux modulateurs en parallèle

Une alternative à la solution série consiste à utiliser une configuration parallèle. Chaque modulateur reçoit le signal optique et est modulé par un signal électrique, RF ou OL. Les deux spectres comprenant la porteuse optique et des lobes secondaires sont ensuite additionnés grâce à un coupleur, comme le montre la Figure 43.



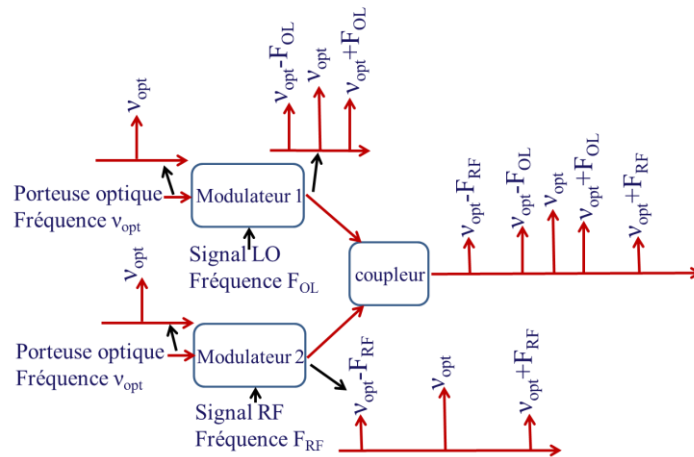


Figure 43 : Mélange optique avec deux modulateurs en parallèle

Dans cette configuration les pertes ne se cumulent pas : celles issues du modulateur 1 n'affectent pas le signal issu du modulateur 2. Par contre, le coupleur ajoute des pertes à l'architecture, mais elles sont inférieures à celles engendrées par un modulateur. Cette topologie nécessite un composant de plus que l'architecture série, et est donc plus coûteuse et plus complexe à mettre en place. [69] [70]

### II.3.1.5. Modulation d'une porteuse optique avec plus de deux modulateurs

Il existe d'autres combinaisons de modulateurs qui utilisent plus de deux composants. L'exemple le plus connu est le modulateur dit « dual parallel » qui est constitué de deux modulateurs d'intensité disposés en parallèle dans un modulateur de phase (Figure 44).

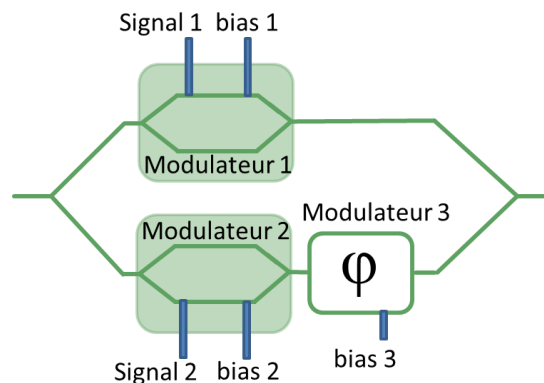


Figure 44 : Modulateur Dual Parallel

Le fait de pouvoir contrôler la différence de phase entre les deux voies permet de nombreuses possibilités et dans certaines configurations, des raies parasites du spectre optique ou la porteuse elle-même peuvent être annulées. Cependant, étant donné qu'il faut trois tensions de polarisation indépendantes, la consommation est plus importante qu'un modulateur classique. Les pertes d'insertions sont également plus pénalisantes.

Cet ensemble peut être employé afin de moduler une porteuse à l'aide de deux signaux, ou d'un seul signal RF (répartie sur les deux voies ou bien une des voies n'est pas utilisée). Dans ce dernier cas, il doit être accompagné d'un quatrième modulateur afin de réaliser le mélange optique, selon II.3.1.3. [71]

### II.3.1.6. Modulation d'une porteuse optique à l'aide d'effets non-linéaires

Les différentes techniques de modulation basées sur des effets non-linéaires sont des dérivés des techniques de conversion de longueur d'onde. Elles consistent à introduire dans un milieu non-linéaire deux porteuses optiques, aux longueurs d'onde différentes (Figure 45). L'une d'elle est modulée par un signal quelconque qui représente les données, et l'autre ne l'est pas. Le signal modulé, aussi appelé signal pompe va perturber, en général grâce à sa forte puissance, une des propriétés du matériau, qui à son tour va affecter le second signal. Cela aura pour conséquence de le moduler avec les données du signal pompe. Le second signal est nommé signal sonde et il est choisi afin de ne pas perturber le milieu (faible puissance). [72] [73] [74]

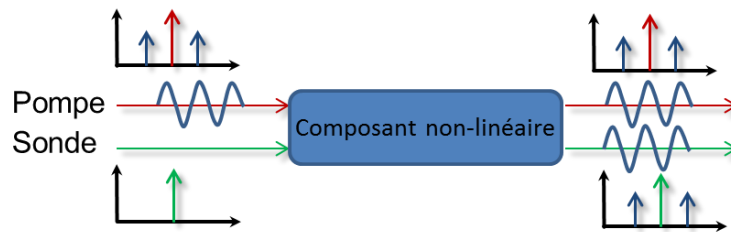


Figure 45 : La conversion de longueur d'onde

Pour obtenir, non plus une modulation simple ou une conversion de longueur d'onde, mais une double modulation, une porteuse optique modulée par deux signaux (RF et OL), il suffit d'introduire dans le milieu un signal sonde déjà modulé, par le signal RF par exemple (Figure 46). Le signal RF étant faible par rapport au signal OL, il ne perturbera pas le milieu. Ce signal sera ensuite modulé par l'OL via un effet non linéaire.

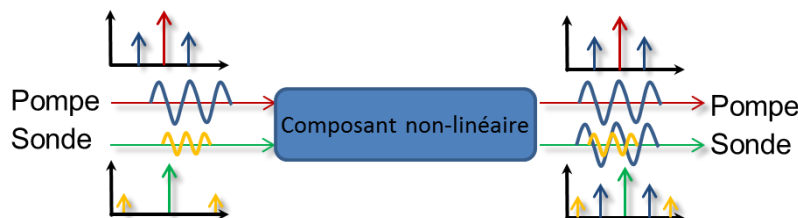


Figure 46 : Modulation d'une porteuse optique à l'aide d'un milieu non linéaire

Il existe plusieurs techniques et chacune d'elle est liée à une propriété non-linéaire d'un milieu donné. Les plus utilisées sont la modulation croisée du gain, la modulation croisée de la phase et la modulation croisée de la polarisation. Elles sont abordées dans les parties II.3.1.6.1 à II.3.1.6.3

#### II.3.1.6.1. La modulation croisée du gain ou XGM

La modulation croisée du gain (Figure 47) exploite les variations de gain d'un milieu donné en fonction de la puissance optique injectée. Cet effet est présent dans les amplificateurs optiques à semi-conducteurs et dans certaines fibres dopées erbium. Lorsqu'une porteuse optique, modulée à l'aide d'un signal électrique forte puissance (OL), est injectée dans ce type de composant, alors le gain associé va présenter des variations, dues au signal modulant.

Maintenant, si une seconde porteuse optique, modulée par un signal faible puissance (RF, négligeable devant l'OL) est appliquée au montage, alors elle sera amplifiée par le gain, qui varie en fonction du signal OL. Une modulation d'amplitude sera bien observée.

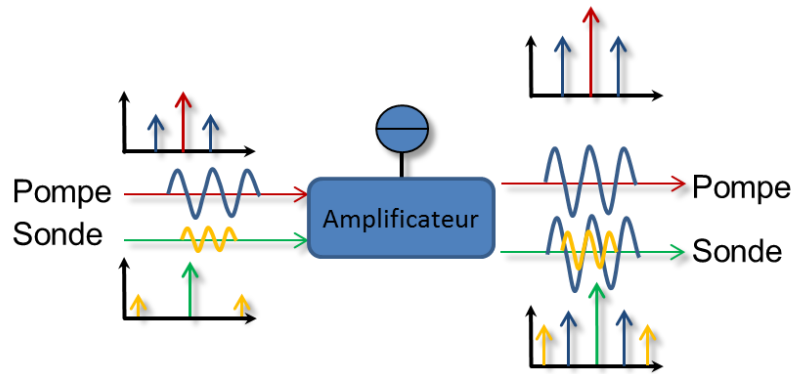


Figure 47 : Modulation d'une porteuse optique grâce à la modulation croisée du gain

Cette méthode est assez contraignante car elle nécessite l'emploi d'un amplificateur et de deux modulateurs : le premier pour moduler le signal pompe et le second pour moduler le signal sonde. Elle est donc difficile à mettre en place, coûteuse, et les amplificateurs optiques sont connus pour leur forte consommation énergétique. [75] [76]

### II.3.1.6.2. La modulation croisée de la phase ou XPM

Dans le cas de la modulation croisée de la phase (Figure 48), ce sont les variations d'indice de réfraction du milieu, amplificateur optique ou fibre, qui sont utilisées. Les variations du signal OL, de forte puissance et modulant une porteuse optique, vont créer des variations d'indice de réfraction, et donc des variations de vitesse de propagation, pour les signaux incidents. Si un second signal optique, portant un signal RF de faible puissance, est injecté dans le milieu, il va subir des changements de vitesse de propagation et donc de phase selon les variations de l'OL.

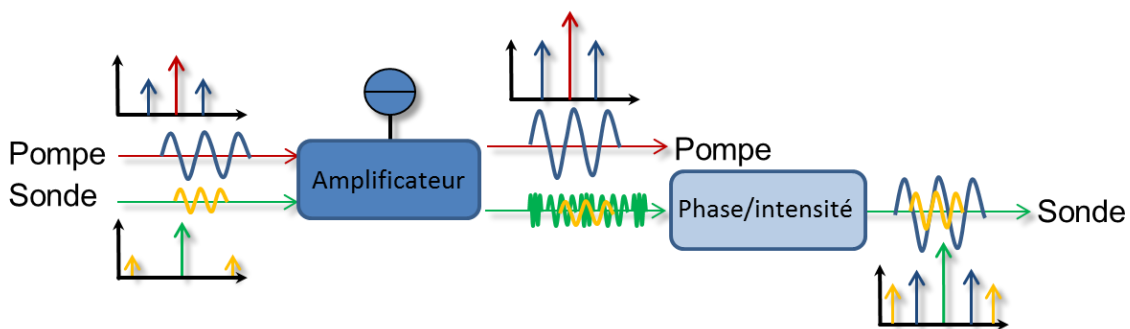


Figure 48 : Modulation d'une porteuse optique grâce à la modulation croisée de la phase

Comme pour la modulation à l'aide de modulateur de phase, l'emploi de composants supplémentaires est nécessaire pour se ramener à des variations d'intensité : fibre à dispersion, filtre, interféromètre... Cette méthode possède les mêmes inconvénients que la XGM et est plus complexe à mettre en place. [77]

### II.3.1.6.3. La modulation croisée de la polarisation ou XP<sub>o</sub>M

La modulation croisée de la polarisation (Figure 49) se base sur les variations de biréfringence du milieu, amplificateur optique ou fibre à cristaux. Ce paramètre va varier en fonction des oscillations du signal OL de forte puissance et modulant une porteuse optique injectée dans le matériau. Un second signal injecté, modulé par un signal RF (faible niveau donc non perturbateur pour le milieu) va voir sa polarisation varier au rythme de l'OL.

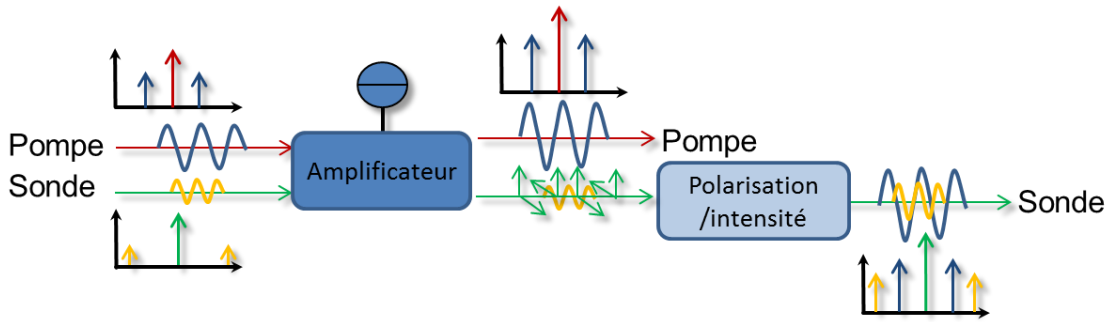


Figure 49 : Modulation d'une porteuse optique grâce à la modulation croisée de la polarisation

Comme pour la XGM et la XPM, la mise en place de cette méthode est complexe : elle nécessite deux modulateurs plus un composant chargé de la conversion des variations de polarisation en variations d'intensité (lames biréfringentes par exemple). Elle présente les mêmes défauts que la XPM : encombrement, coût, complexité. [78]

### II.3.2. Etape 2 : la photo-détection

Après avoir modulé une porteuse optique avec les signaux RF et OL à l'aide d'une des méthodes détaillées dans les parties II.3.1.1 à II.3.1.6, la seconde étape consiste à utiliser une photodiode. Ce composant assure la conversion du signal de mélange optique vers le domaine électrique, via une fonction de transfert quadratique. La puissance électrique du signal de sortie est donc proportionnelle au carré de la puissance du signal dans le domaine optique. En effet, la fonction de transfert d'une photodiode s'écrit :

$$I_{out} = P_{opt} \cdot S \quad (27)$$

$I_{out}$  représente le courant électrique de sortie, en A

$P_{opt}$  correspond à la puissance optique sur le photorécepteur, en W

$S$  correspond à la sensibilité de la photodiode, en A/W

La puissance électrique sur la résistance de charge associée à la photodiode s'écrit :

$$P_{out} = R_{ch} \cdot I_{out}^2 = R_{ch} \cdot (P_{opt} \cdot S)^2 \quad (28)$$

Cette propriété permet d'effectuer la conversion de fréquence en suivant la règle suivante : deux raies optiques de fréquences  $\nu_{opt1}$  et  $\nu_{opt2}$  vont donner après photo-détection une seule raie dans le domaine électrique, à la fréquence suivante (fréquence de battement) :

$$F_{elec} = |\nu_{opt1} - \nu_{opt2}| \quad (29)$$

En effet, en considérant deux signaux optiques  $S_1$  et  $S_2$  dont les puissances  $P_1$  et  $P_2$  sont définies par :

$$P_1 = A_1 \cdot \cos(\omega_{opt1} \cdot t + \varphi_1) \text{ et } P_2 = A_2 \cdot \cos(\omega_{opt2} \cdot t + \varphi_2) \quad (30)$$

Avec  $A_1$  et  $A_2$  les amplitudes maximales de  $S_1$  et  $S_2$ , et  $\omega_{opt1}$  et  $\omega_{opt2}$  les pulsations associées aux fréquences  $\nu_{opt1}$  et  $\nu_{opt2}$

$$\begin{aligned}
[P_1 + P_2]^2 = & \frac{A_1^2}{2} + \frac{A_2^2}{2} + \frac{A_1^2}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_{opt1} \cdot t + 2 \cdot \varphi_1) + \frac{A_2^2}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_{opt2} \cdot t + 2 \cdot \varphi_2) \\
& + \frac{A_1 \cdot A_2}{2} \cdot \cos(\omega_{opt1} \cdot t + \omega_{opt2} \cdot t + \varphi_1 + \varphi_2) \\
& + \frac{A_1 \cdot A_2}{2} \cdot \cos(\omega_{opt1} \cdot t - \omega_{opt2} \cdot t + \varphi_1 - \varphi_2) \quad (31)
\end{aligned}$$

La photodiode étant un composant de type passe bas, les fréquences optiques vont être rejetées, et le signal électrique ne sera composé que d'une seule fréquence :  $\nu_{opt1} - \nu_{opt2}$ .

Ainsi chaque couple de fréquence possible dans le spectre optique, composé de la porteuse et des raies latérales OL et RF, va donner naissance à une raie de battement dans le domaine électrique. Les raies latérales OL et RF prises soit à gauche soit à droite de la porteuse sont espacées de  $F_{RF} - F_{OL}$ , elles vont donc permettre de générer la fréquence  $F_{FI}$ . Les autres raies qui apparaissent dans le spectre optique sont des parasites et diffèrent selon le type de modulation choisi (voir II.3.1.1 à II.3.1.6).

Ces raies vont battre entre elles, avec la porteuse optique et avec les signaux utiles pour donner des harmoniques des signaux RF et OL, ainsi que les fréquences parasites  $\pm mF_{OL} \pm nF_{RF}$ . La Figure 50 et la Figure 51 illustrent le passage du domaine optique au domaine électrique. [79]

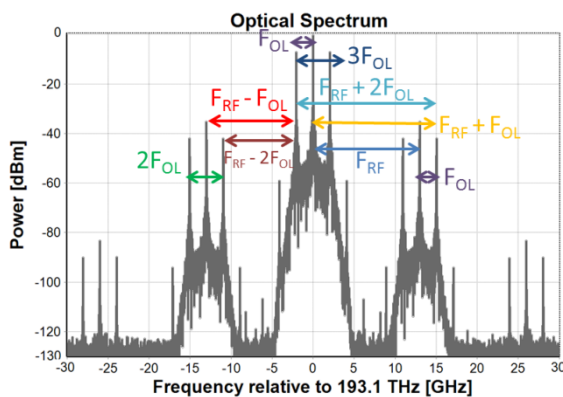


Figure 50 : Porteuse optique modulée par les signaux RF et OL avant photodétection

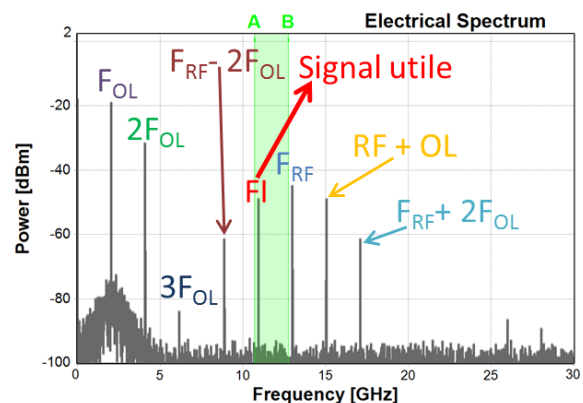


Figure 51 : Signal électrique après photodétection

Les amplitudes des signaux électriques générés ne dépendent que des amplitudes des signaux optiques. Ces amplitudes dépendent elles-mêmes des puissances des signaux en entrée de mélangeur. Ainsi, pour un convertisseur de fréquence optique, les amplitudes des signaux de sortie ne dépendent pas des fréquences des signaux entrants, tant que ces derniers sont contenus dans les bandes passantes des différents composants et qu'ils ne subissent aucune atténuation en fonction de leur fréquence. Il s'agit d'une propriété fondamentale des mélangeurs photoniques, et qui diffère des mélangeurs RF classiques.

Les signaux utiles sont également indépendants de la longueur d'onde du laser, car seul l'écart en fréquence entre deux raies de battement définit la fréquence d'un signal de sortie.



## **II.4. Choix des composants semi-conducteurs pour la réalisation de la conversion de fréquence**

Les différentes études bibliographiques qui ont été menées sur le mélange de fréquence par voie optique n'ont pas permis de mettre clairement en évidence une structure, qui présenterait des performances supérieures aux autres. Les expérimentations sont réalisées dans des conditions souvent éloignées de par des différences entre les puissances RF et OL d'entrée, les puissances optiques, les fréquences, les longueurs d'onde mises en jeu et l'emploi d'amplificateurs optiques (EDFA ou SOA) ou électriques après photodétection. Les résultats ne sont donc pas comparables et de plus la plupart des mélangeurs sont réalisés pour des applications terrestres (radio sur fibre) et non spatiales.

Durant ces travaux de thèse, nous avons fait le choix de travailler avec des architectures simples à réaliser, le dispositif devant être compact. Les méthodes basées sur des modulations de fréquence, de phase et de polarisation, qui nécessitent des composants supplémentaires permettant de se ramener à des variations d'intensité, mais ajoutant des pertes à l'ensemble, ont été éliminées. Les méthodes de détection complexes comme la détection hétérodyne n'ont pas été étudiées. Nous nous sommes concentrés sur des architectures basées sur la modulation d'intensité et la détection directe (IMDD). La conversion de fréquence peut alors être réalisée soit à l'aide de divers modulateurs d'intensité, placés dans différentes configurations et associés à une photodiode, soit à l'aide de la modulation croisée du gain introduite par un composant non-linéaire et toujours couplés à une photodiode.

### **II.4.1. Choix des modulateurs**

Il existe deux modulateurs couramment utilisés : le modulateur de Mach-Zehnder (MZM) et le modulateur électro-absorbant (EAM).

#### **II.4.1.1. L'interféromètre de Mach-Zehnder ou MZM**

L'interféromètre de Mach-Zehnder fonctionne de la façon suivante : le signal lumineux d'entrée est séparé en deux trajets optiques différents. L'un des deux bras est dopé à l'aide de niobate de lithium, matériau dont l'indice de réfraction varie en fonction de la tension électrique qui lui est appliquée. Cet effet électro-optique est connu sous le nom d'effet Pockels. Il induit une différence de vitesse de propagation entre les bras de l'interféromètre et donc un déphasage entre les signaux, qui sont ensuite additionnés à l'aide d'un coupleur. Les variations de phase sont ainsi transformées en variations d'intensité (Figure 52).



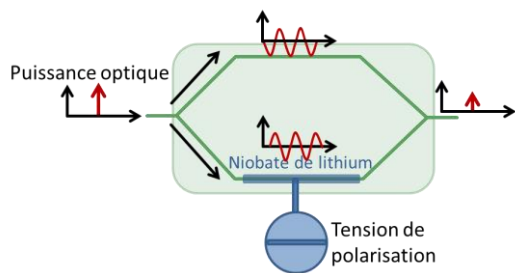


Figure 52 : Principe de fonctionnement de l'interféromètre de Mach-Zehnder

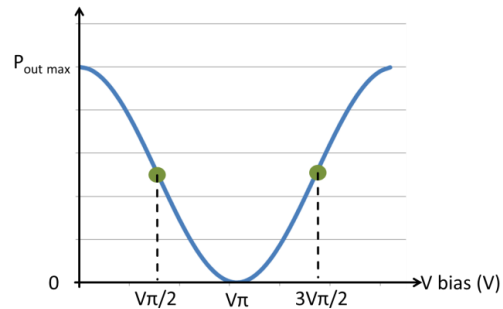


Figure 53 : Caractéristique statique du modulateur MZM

Lorsque la tension de polarisation est choisie dans le but de mettre les deux signaux en opposition de phase (tension demi-onde  $V_{\pi}$ ), aucun signal optique n'est présent en sortie, et lorsqu'elle permet de mettre les deux signaux en phase (0 ou  $2 V_{\pi}$ ), un maximum d'intensité lumineuse apparaît. Entre ces deux états, toutes les variations d'intensité sont possibles. La caractéristique statique du composant est représentée sur la Figure 53, elle est sinusoïdale. En plus des tensions précédemment citées, il existe deux autres points de polarisation particuliers,  $V_{\pi}/2$  et  $3 V_{\pi}/2$ , qui correspondent aux zones de fonctionnement linéaire. Le terme de polarisation en quadrature est employé.

Si un signal RF est superposé à la tension de polarisation, alors les signaux vont subir des variations de phase selon ses oscillations, qui vont se répercuter sur la puissance optique de sortie : l'interféromètre se comporte comme un modulateur (Figure 54).

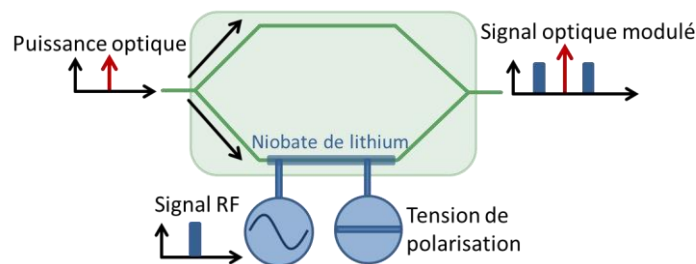


Figure 54 : Le modulateur MZM

Le MZM est celui, qui historiquement, a été le plus utilisé afin de réaliser la conversion de fréquence. Dès 1991, une première démonstration de faisabilité a été proposée par Uhamchandani [80]. Cette première méthode utilisait un laser modulé en direct par le signal RF et placé en série avec un MZM recevant le signal OL sur son port électrique (Figure 42 avec RF et OL inversés).

Ensuite deux autres mélangeurs, basés cette fois sur la modulation externe, ont été proposés par Gopalakrishnan [67], afin de faire du déport d'antenne (1993). Le premier est constitué d'un seul MZM, polarisé au maximum de transmission et recevant les signaux RF et OL selon le principe évoqué dans le paragraphe II.3.1.2. Le second comprend deux modulateurs MZM disposés en série (paragraphe II.3.1.3 avec OL et RF inversés). Les premiers gains de conversion ont été reportés : ils étaient très faibles, respectivement de l'ordre de -55 et -80 dB dans le meilleur des cas. Les résultats de la seconde architecture ont ensuite été améliorés en ajoutant un amplificateur optique (EDFA), avant le photodétecteur [81] (1995). Des gains de conversion de -20 dB ont été obtenus.

Les tests ont été réalisés pour plusieurs fréquences RF, 9 et 16 GHz, et des résultats assez similaires ont été obtenus. Des premières mesures de facteurs de bruit ont également été menées : 50 dB environ.

Cette dernière architecture a ensuite été reprise par Sun [82] (1996) et les signaux RF et OL ont été inversés.

Une autre amélioration a été apportée à cette topologie par Sottom [47] (2009). Le premier modulateur, associé au signal OL, n'est plus polarisé en quadrature mais à l'extinction. Il reçoit le signal OL à la fréquence  $F_{OL}/2$  (voir II.2.1). Cette technique de modulation combinée à un filtre après photodiode a permis de réduire fortement les harmoniques d'OL et RF dans le spectre de sortie (-25 et -30 dBc respectivement).

Une autre topologie a été proposée dans [70] [83](2011) et [84] (2012). Elle utilise cette fois deux modulateurs MZM en parallèle, suivant le principe expliqué dans le paragraphe II.3.1.4. Mais ici, un filtre optique est placé après chaque modulateur et son rôle est de ne conserver qu'une raie latérale du spectre optique (raie OL et raie RF du même côté de la porteuse). Les signaux sont ensuite envoyés dans un coupleur en X (2 entrées et deux sorties) puis détectés par un photorécepteur équilibré. Il s'agit d'un dispositif semblable à deux photodiodes, chacune d'elle étant connectée à une sortie du coupleur en X et qui réalise ensuite la soustraction des photocourants. L'ensemble constitué des modulateurs en parallèle et du coupleur en X se comporte de la même façon qu'un MZM dit dual drive : modulateur MZM dont les deux bras sont dopés au niobate de lithium et munis d'électrodes.

Ce dispositif aboutit à la suppression de la plupart des spurios (-60 dBc au minimum pour une puissance utile de sortie de -20 dBm), et garantit un facteur de bruit bas, de 10 dB, car le photorécepteur équilibré permet de supprimer le bruit commun aux deux voies de la structure. La puissance des produits d'intermodulation d'ordre 3 a aussi pu être évaluée : -90 dBc. Enfin, l'ajout d'un amplificateur optique dans la liaison induit des gains de conversion positifs, jusqu'à 8 dB.

Cette méthode a ensuite été adaptée par Chan [85] (2012). Elle suit le même principe, mais sans avoir recours aux filtres optiques. Les deux modulateurs en parallèle sont des MZM dual drive et permettent une modulation à bande latérale unique, lorsqu'ils reçoivent le signal modulant sur un des ports d'entrée et ce même signal déphasé de  $\pi/2$  sur la seconde entrée. La structure n'utilise pas de photorécepteur équilibré, mais un EDFA. Le spectre en sortie ne contient aucune raie parasite, le gain de conversion est de 10 dB et le NF de 23 dB.

La conversion de fréquence a aussi été réalisée à l'aide d'un MZM dual drive seul, par Tang [86] (2013). Les performances sont moins élevées que pour les mélangeurs précédents (gain de -25 dB), mais il a été montré qu'une fois polarisé à l'extinction, ce modulateur permet de supprimer les harmoniques d'OL et RF.

Pour terminer, différentes combinaisons originales de MZM ont été réalisées récemment. Li a proposé en 2011 la mise en série d'un modulateur MZM standard associé au signal RF et polarisé à l'extinction, suivi d'un modulateur MZM dual parallèle [71] (voir II.3.1.5). Zhou propose de mettre en série un MZM dual drive associé à l'OL et réalisant une modulation BLU, un SOA et un second MZM, standard et recevant le signal RF [87]. Le montage est optimisé avec un contrôleur de polarisation. Enfin, Zang réalise un mélange à l'aide d'un Mach-Zehnder dual parallèle, dans lequel un des deux modulateurs d'amplitude est un MZM dual drive [88].



### II.4.1.2. Le modulateur électro-absorbant ou EAM

Contrairement au modulateur de Mach-Zehnder, utilisant l'effet Pockels grâce au niobate de lithium, le modulateur électro-absorbant est un semi-conducteur. Il fonctionne selon l'effet Franz-Keldysh, ou l'effet Stark dans les structures à puits-quantiques. Lorsqu'une tension négative est appliquée au composant, les bandes de valence et de conduction du matériau se déforment : il est alors capable d'absorber des photons dont l'énergie est plus faible qu'auparavant, ou de longueur d'onde plus grande qu'à l'état de repos. Du point de vu d'un signal monochromatique, le composant va être tantôt transparent et tantôt opaque selon la tension appliquée. Entre ces deux états extrêmes, tous les intermédiaires sont possibles. La caractéristique statique du composant est la suivante (Figure 55):

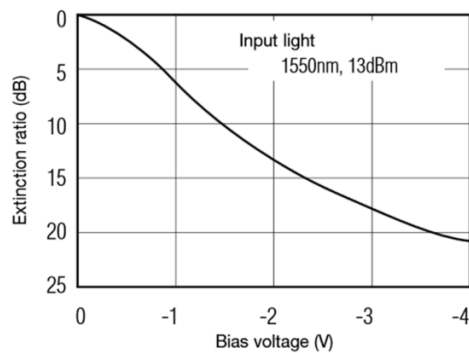


Figure 55 : Caractéristique statique de l'EAM, [89]

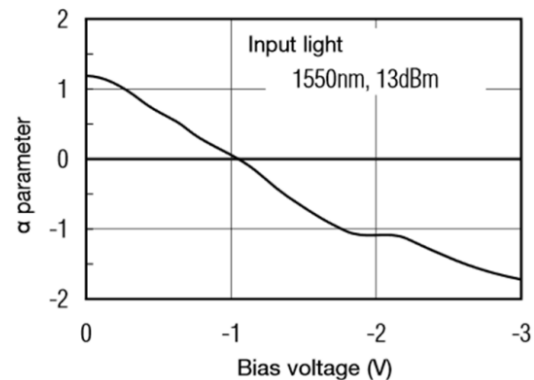


Figure 56 : Chirp de l'EAM, [89]

La courbe d'absorption, ou d'extinction, est quasi-linéaire : lorsqu'un signal RF est superposé à la tension de polarisation, la puissance du signal optique monochromatique incident va varier selon ses oscillations. Le composant se comporte alors comme un modulateur d'intensité.

Lors de la modulation, et comme dans le cas du MZM, un effet de chirp est créé, mais son influence est très faible comparé à celle observée dans les lasers en modulation directe. La Figure 56 montre l'évolution du chirp en fonction de la tension de polarisation.

Par rapport aux MZM, et dans le contexte de ces travaux de thèse, les EAMs comportent de nombreux avantages. Leur taille est très réduite, autour des 300  $\mu\text{m}$ , alors que celle des MZM est beaucoup plus importante : quelques cm. La masse est également plus faible. En ce qui concerne les tensions de polarisation, elles sont généralement comprises entre 1 et 3 V pour les EAM, contre 3 à 6 V pour les MZM. La consommation est donc réduite. Les EAM peuvent être monolithiquement intégrés sur puce avec d'autres composants comme des lasers et des photodiodes, afin de créer un seul composant réalisant une fonction spécifique (InP, GaAs, Si ...). Enfin, il semblerait qu'ils soient plus résistants aux radiations que les MZM. [89] [90] [91]

Pour toutes ces raisons, nous avons décidé de réaliser des structures de convertisseurs de fréquence RF à partir d'EAM. Les MZM peuvent aussi être fabriqués à partir de matériaux semi-conducteurs (InP, GaAs), et donc miniaturisés, mais étudier des mélangeurs réalisés à partir de tels dispositifs reviendrait à refaire les travaux déjà présentés dans le paragraphe précédent (II.4.1.1). [92]

De plus, les EAM ont été très peu utilisés pour la conversion de fréquence, et ont toujours été combinés à d'autres modulateurs : dans [82], un EAM a été mis en série avec un MZM, dans [93] deux EAM sont utilisés afin de faire un oscillateur optique, qui est mis en série avec un MZM, et enfin [94] a proposé de mettre en parallèle un EAM et un modulateur de phase. Les architectures que nous avons développées emploient uniquement des modulateurs de type EAM.

#### II.4.2. Choix du composant non-linéaire pour la XGM

Pour réaliser la modulation croisée du gain (partie II.3.1.6.1), c'est le SOA qui s'est naturellement imposé. Il fonctionne de la même façon qu'un laser, sans miroirs réfléchissants, et donc sans cavité résonante. Il est constitué de matériaux semi-conducteurs (double hétérojonction InP / InGaAsP / InP). Couplé à une source de courant, chargée d'envoyer le maximum de porteurs dans la zone de conduction, le composant amplifie la lumière selon le principe de l'émission stimulée : lorsqu'un photon incident, dont l'énergie correspond à celle de la bande interdite, entre en contact avec un électron de la bande de conduction il se crée un second photon identique (même énergie, même direction de propagation, même phase).[95]

Il existe d'autres composants à gain comme les amplificateurs à fibre dopée erbium mais ils ne permettent pas de réaliser la XGM. Le temps de vie des porteurs pour ce type d'amplificateur est très long, de l'ordre de la milliseconde. Les signaux dont la fréquence est supérieure au KHz ne peuvent pas subir de distorsion significative. En comparaison, le temps de vie des porteurs d'un SOA est de quelques dizaines de picosecondes. Les signaux RF de plusieurs GHz sont donc affectés. [96] [97]

La conversion de fréquence à l'aide de la modulation croisée du gain d'un SOA a déjà été réalisée, notamment par [76] en 1997, puis par [95], [98] et [99], les deux derniers utilisant des EAM pour moduler les signaux. Cependant, cette configuration n'a jamais été étudiée dans le contexte des communications spatiales et certains résultats comme le facteur de bruit et le rapport  $C/I_3$  n'ont pas été diffusés.

Enfin, les études précédentes ont été réalisées à partir de SOA déjà fabriqués et dont les propriétés étaient connues et considérées comme constantes. Ici, et grâce au logiciel VPIphotonics® et à son module ComponentMaker®, nous pouvons faire varier ces propriétés comme les dimensions de la zone active, la densité de porteurs, les pertes internes... Une optimisation, permettant d'accéder aux propriétés que devrait présenter un SOA afin de réaliser le meilleur mélange possible, pourra être effectuée.

#### II.5. Architectures proposées

Cette partie décrit les architectures de convertisseurs de fréquences RF qui ont été étudiées durant ces travaux de thèse. Elle montre les composants qui les constituent ainsi que la façon dont ces composants sont agencés. Toutes les architectures présentées ont un fonctionnement basé sur les principes physiques détaillés dans le paragraphe II.3. Les paramètres des composants (puissances mises en jeu, tensions de polarisations, pertes...) ne seront pas donnés dans cette partie, mais seront présentés en même temps que les résultats dans le chapitre III. Le fonctionnement des divers composants mis en jeu ainsi que la façon dont ils ont été modélisés lors des simulations sont détaillés dans la partie suivante : II.6.

Elle se décompose en deux sous-parties : la première présente les topologies dont la physique repose sur les propriétés des modulateurs électro-absorbants couplés à des lasers et à des photodiodes, et la seconde sur les topologies utilisant également des amplificateurs optiques à semi-conducteurs.

## II.5.1. Architectures basées sur l'association de modulateurs électro-absorbants

### II.5.1.1. Architecture 1

La première architecture, représentée sur la Figure 57, est constituée d'un laser DFB, qui émet une porteuse optique non modulée, d'un EAM qui reçoit à la fois le signal OL et le signal RF sur son port électrique, et d'une photodiode. Le comportement de ce mélangeur a été expliqué dans les paragraphes II.3.1.2 et II.3.2. Les composants sont supposés reliés par des guides d'onde de très faibles dimensions.

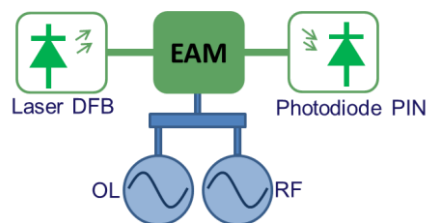


Figure 57 : Architecture 1

Cette première architecture est relativement simple à mettre en place. Elle est compacte et nécessite peu de composants. Les pertes seront limitées. Cependant, le spectre RF va présenter un très grand nombre de raies parasites : pour obtenir un fort gain de conversion et un facteur de bruit faible, la puissance OL doit être élevée (voir résultats) et cela a pour effet de faire saturer le modulateur. Un très grand nombre d'harmoniques parasites va exister dans le spectre optique avant photodétection.

### II.5.1.2. Architecture 2

Cette seconde architecture est constituée d'un laser DFB qui génère un signal optique non modulé, de deux EAM disposés en série, le premier recevant le signal OL et le second le signal RF, et d'une photodiode (Figure 58). Elle fonctionne selon les principes détaillés dans les parties II.3.1.3 et II.3.2. Entre les deux EAM, un filtre optique (fibre de Bragg) a été placé. En effet, pour avoir le meilleur gain de conversion et le NF le plus bas possible, il faut que la puissance OL mise en jeu soit élevée (voir résultats). Cela aura pour effet de faire saturer le modulateur et donc de créer dans le spectre optique des harmoniques du signal OL. Ces signaux sont des parasites dont les battements, entre eux ou avec les signaux utiles, vont générer des raies parasites dans le spectre RF final. Le filtre, centré sur la porteuse optique et de largeur suffisante pour ne garder que les premières raies latérales (fréquence fondamentale de l'OL), permet de supprimer les harmoniques d'OL parasites et de se ramener au cas où le modulateur ne serait pas saturé, tout en travaillant avec des puissances OL élevées. Par contre, ce composant ajoute des pertes au mélangeur (pertes d'insertion) et elle se cumuleront avec les pertes apportées par les deux modulateurs en série. Par rapport à l'architecture 1, il y aura une amélioration du spectre RF mais aussi une dégradation du gain de conversion et du facteur de bruit.



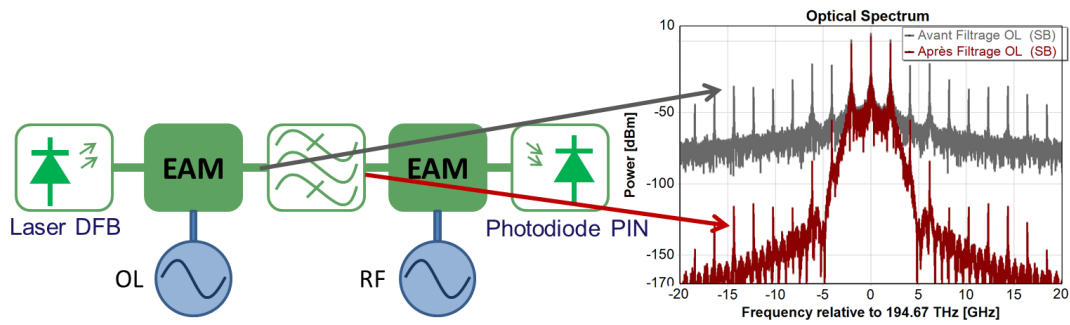


Figure 58 : Architecture 2

Aucun filtre n'a été placé après le second modulateur, recevant le signal RF, car la puissance de ce dernier est très faible. Le modulateur ne sera jamais saturé.

### II.5.1.3. Architecture 3

L'architecture numéro 3 est composée d'un laser DFB, émettant une porteuse optique pure, de deux modulateurs EAM placés en parallèle, le premier étant associé au signal RF et le second au signal OL, et d'une photodiode (Figure 59). Son principe de fonctionnement est détaillé dans les paragraphes II.3.1.4 et II.3.2. Ici, le faisceau laser est séparé en deux et distribué aux deux modulateurs à l'aide d'un coupleur en X. Dans cette configuration, il y a une différence de phase de  $\pi$  entre les deux porteuses optiques (avant modulateurs). Les phases seront ensuite affectées par les éléments suivants (modulateurs et filtre), mais la porteuse optique juste avant photodétecteur, qui est la somme des porteuses circulant sur les deux voies, sera tout de même partiellement annulée. Cela permet de diminuer le facteur de bruit et les harmoniques RF et OL dans le spectre RF de sortie. La puissance optique moyenne sur le photodétecteur sera plus faible, et donc le bruit de grenaille sera faible également (voir le calcul de bruit de grenaille ou shot noise), et les signaux issus de battements avec la porteuse optique verront leur puissance diminuer.

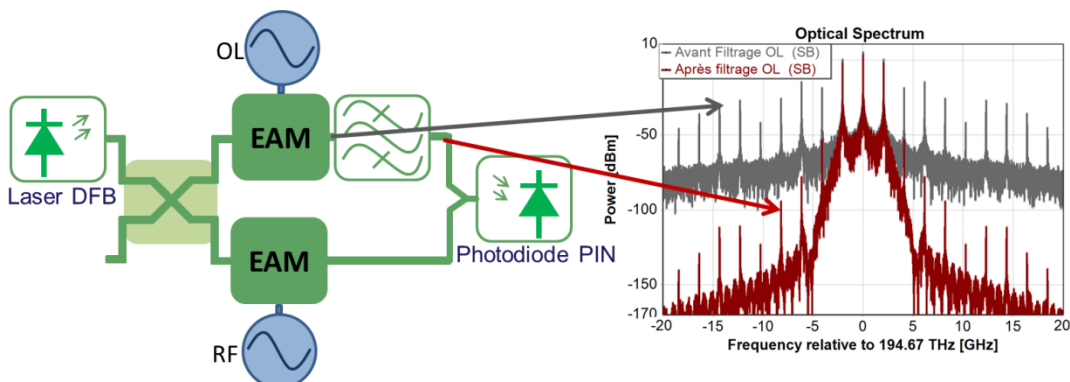


Figure 59 : Architecture 3

Avant la photodiode, les signaux des deux voies sont sommés à l'aide d'un simple combineur de puissance, ou multiplexeur 2 vers 1. Il n'affecte pas la phase des signaux. Durant toutes les simulations réalisées sur cette architecture, la configuration de la Figure 59 a été adoptée, mais le coupleur en X et le combineur de puissance peuvent être interchangeables, sans incidence sur les performances.



Comme dans le cas précédant (architecture 2), la puissance OL à fournir est élevée. Le filtre optique permet de supprimer les harmoniques d'OL inutiles, engendrées par la saturation du modulateur associé. Il conserve uniquement la porteuse, et les deux raies OL latérales, et permet de se placer dans le cas où le modulateur ne serait pas saturé.

Un autre atout de cette topologie est le non cumul des pertes des modulateurs. Puisque les modulations sont réalisées sur deux trajets lumineux différents, le modulateur associé au signal RF ne va pas engendrer de pertes sur le signal optique qui porte l'OL, comme c'est le cas pour l'architecture 2. Le gain de conversion et le facteur de bruit seront donc meilleurs.

Bien que présentant de nombreux avantages, cette topologie est également très difficile à réaliser : elle forme une structure interférométrique et toute variation de phase sur l'une des voies va entraîner des variations de performance. Pour réaliser ce mélangeur, la longueur des guides d'onde doit être maîtrisée et optimisée.

#### II.5.1.4. Architecture 4

Cette quatrième architecture est constituée, comme la troisième, d'un laser DFB CW, de deux EAM en parallèle et d'une photodiode. Ici, un filtre optique a été placé après chaque modulateur, et chacun d'eux est chargé de ne conserver qu'une seule bande latérale du spectre, comme le montre la Figure 60 (bandes latérales du même côté de la porteuse optique). L'objectif est de se ramener à une modulation single sideband sur chacune des voies. Ainsi, un seul battement serait obtenu, entre les deux seules raies restantes dans le spectre optique, OL et RF, et le spectre RF ne contiendrait que le signal utile : FI.

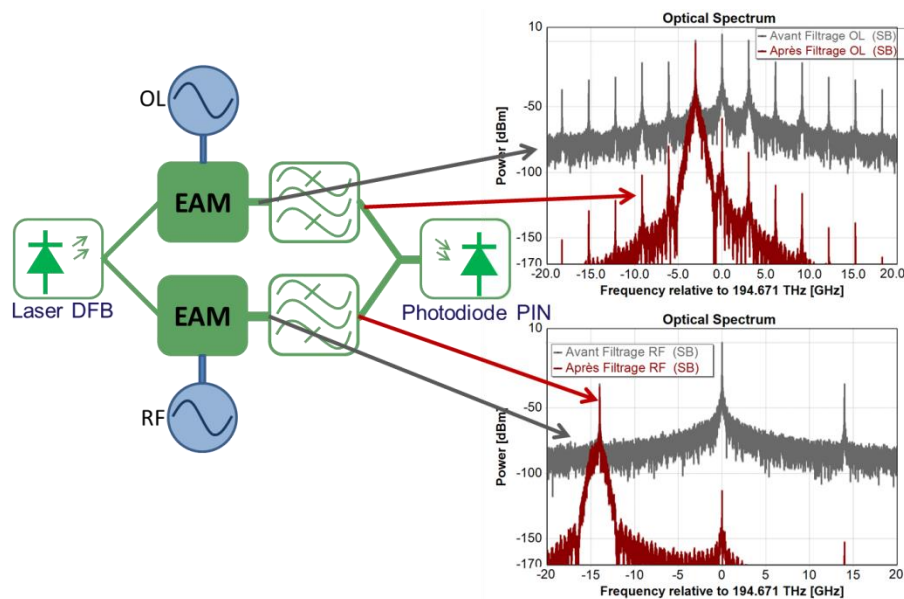


Figure 60 : Architecture 4

Ici, puisque les filtres sont chargés de supprimer la porteuse, il n'est pas indispensable d'utiliser un coupleur en X afin de distribuer le signal optique sur les deux voies de la topologie, comme dans le cas de l'architecture 3. Un simple diviseur de puissance peut être utilisé, et il en est de même pour la recombinaison des signaux avant la photodiode. Enfin, la longueur des guides associés à chaque voie n'a pas d'importance et n'affectera pas les performances, car les signaux optiques n'ont pas besoin d'être recombinaisonnés avec des conditions particulières sur leur phase.

Cette architecture devrait donc présenter une très bonne pureté spectrale, puisque le nombre de raies parasites sera limité. Par contre, les performances seront plus faibles que dans le cas de l'architecture 3 : le filtre associé au signal RF ajoute des pertes à l'ensemble, et seules deux raies participent à la création de la fréquence FI (contre quatre, deux de chaque côté de la porteuse, pour la topologie 3).

### II.5.1.5. Architecture 5

Les cas précédents, les architectures 1 à 4, utilisent le principe de la modulation externe. Afin d'évaluer toutes les possibilités associées aux modulateurs électro-absorbant, une cinquième architecture, reposant cette fois en partie sur la modulation directe d'un laser DFB a été mise en place (Figure 61).

Le signal OL est superposé au courant de polarisation du laser, qui joue ici le rôle de modulateur. Il est ensuite associé à un modulateur EAM recevant le signal RF et à une photodiode. L'architecture opère selon les principes expliqués dans les paragraphes II.3.1.4 et II.3.2. Les raisons pour lesquelles c'est le signal OL qui module le courant du laser et non le signal RF sont également évoquées dans la partie II.3.1.4.

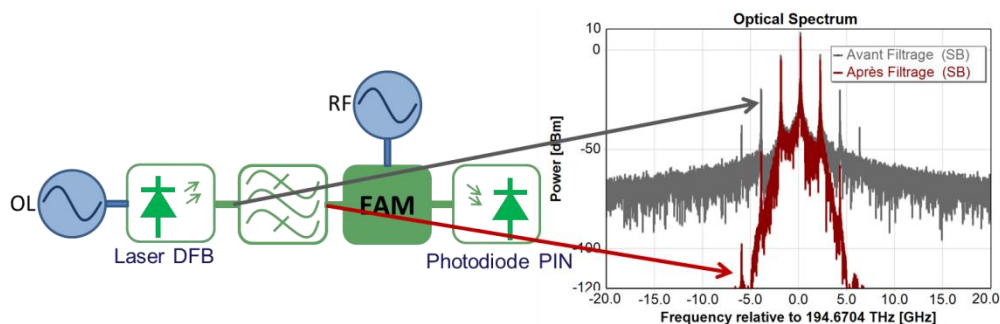


Figure 61 : Architecture 5

Comme pour les topologies précédentes, le filtre a été placé afin d'annuler le phénomène de saturation du laser tout en travaillant avec des puissances OL élevées.

Cette architecture est plutôt simple à mettre en place, mais compte tenu de la faible puissance laser disponible, comparée au laser DFB CW, et du faible rendement laser (autour de 0.3 W/A), les performances seront dégradées, en comparaison des autres architectures.

### II.5.1.6. Ajout d'amplificateurs optiques

Les études bibliographiques réalisées ont montré que les meilleurs résultats étaient obtenus pour des topologies incluant des amplificateurs optiques. Ces composants seront donc ajoutés aux architectures précédemment décrites. N'apportant pas de distorsion aux signaux RF, les EDFA seront préférés aux SOA (même si leur résistance aux radiations semble moins importante). Ces composants ne sont pas des semi-conducteurs, mais ils tendent de plus en plus à être miniaturisés. L'étude reste donc pertinente.

## II.5.2. Architecture basée sur l'amplificateur optique à semi-conducteurs

### II.5.2.1. Architecture basée sur la modulation croisée du gain d'un amplificateur optique à semi-conducteur

Cette nouvelle topologie utilise la modulation croisée du gain d'un amplificateur optique à semi-conducteur ou SOA (Figure 62 : Architecture 6). Le principe de fonctionnement de cette technique est expliqué dans le paragraphe II.3.1.6.1. Ici, le signal pompe est obtenu en modulant une première porteuse optique, de longueur d'onde  $\lambda_{OL}$ , par le signal OL l'aide d'un premier EAM. Le signal sonde est obtenu en modulant une seconde porteuse optique, de longueur d'onde  $\lambda_{RF}$ , par le signal RF et grâce à un second EAM. Les deux signaux sont ensuite injectés dans le SOA avec un combineur de puissance. La sortie du SOA est connectée à la photodiode PIN.

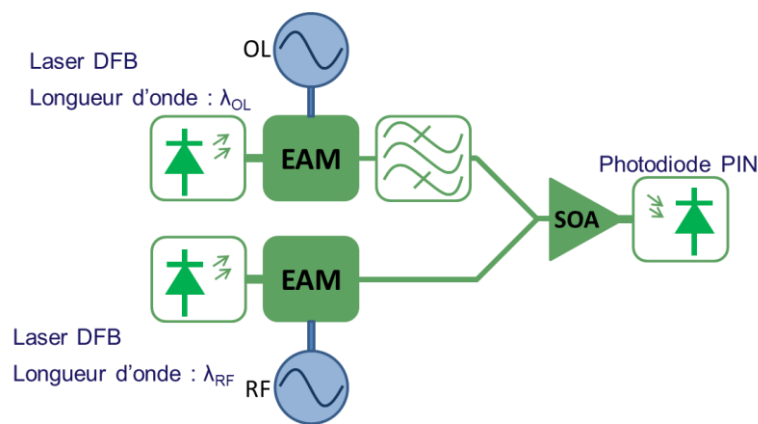


Figure 62 : Architecture 6

Pour cette architecture, la modulation externe a été préférée à la modulation directe. Les fréquences RF et OL peuvent donc couvrir les bandes Ku et Ka. Afin de moduler les signaux pompe et sonde les modulateurs électro-absorbants ont été retenus, car ils présentent de larges bandes passantes et pourraient être monolithiquement intégrés avec le SOA, les lasers DFB et la photodiode.

Comme dans le cas des architectures EAM, un filtre a été placé après le modulateur associé à l'OL, afin de limiter les harmoniques générées par ce composant. Cependant, des tests ont montré qu'un grand nombre de raies parasites sont générés par les effets non linéaires du SOA. Le filtrage avant le SOA sera donc moins efficace que dans le cas des topologies EAM. Le filtrage après SOA est délicat : beaucoup de fréquences parasites apparaissent et il n'est pas possible, avec une méthode simple ou bien avec des composants conventionnels, d'extraire uniquement les signaux utiles, sans engendrer de pertes importantes. L'architecture ne comporte pas de second filtre.

Cette topologie reste tout de même complexe à mettre en place, et puisqu'elle nécessite trois sources de courants afin de polariser les deux lasers DFB et le SOA, sa consommation sera élevée.

### II.5.2.2. L'amplificateur optique à semi-conducteur utilisé comme modulateur

Dans cette dernière topologie, un laser DFB, un EAM, un SOA et une photodiode sont placés en série (Figure 63). Le SOA n'est pas employé pour ses propriétés non linéaires mais en tant que modulateur : le signal OL est superposé à son courant de polarisation.

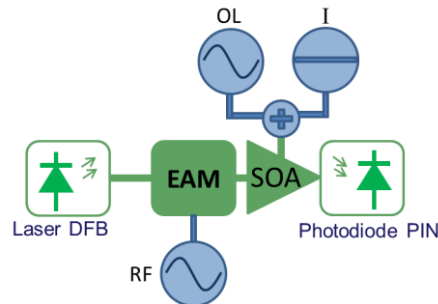


Figure 63 : Architecture 7

Cette architecture est donc assimilable à deux modulateurs disposés en série et son principe de fonctionnement est décrit dans le paragraphe II.3.1.3. Cependant, le modulateur associé au signal RF a été placé avant le modulateur associé au signal OL. La bande passante électrique du SOA étant faible, il ne pouvait pas recevoir le signal RF et devait être associé obligatoirement à l'OL dont la fréquence est beaucoup plus basse. Ensuite, il était logique de placer le SOA après l'EAM, afin d'amplifier les raies RF dans le spectre optique avant l'étape de photodétection. De plus, si les deux composants avaient été inversés, la fonction d'amplification du SOA aurait été inutile car le signal issu du laser DFB est déjà fort et l'EAM aurait reçu une forte puissance optique qui peut potentiellement être supérieure à sa limite de fonctionnement. Enfin, le signal optique après SOA aurait subi les pertes de l'EAM. Dans la configuration de la Figure 63, elles sont compensées par le SOA.

Ce mélangeur est plutôt compact et simple à mettre en place, mais sa consommation sera plus importante que celle des architectures 1 à 5, de par la présence du SOA.

## II.6. Description des composants et des modèles de simulation

Un des principaux objectifs de la thèse était de réaliser les simulations des mélangeurs de fréquence à l'aide d'un logiciel de simulation système commercial. Le logiciel VPIphotonics<sup>®</sup> étant disponible au laboratoire Xlim et offrant de nombreux avantages, comme le fait de pouvoir écrire ses propres fonctions, traiter et manipuler à la fois des signaux électroniques, des signaux optiques, et des données numériques, ou encore de faire de la modélisation poussée à l'aide du module ComponentMaker<sup>®</sup>, il a naturellement été choisi pour réaliser l'ensemble des travaux de modélisation et de simulation. Cette partie détaille les composants utilisés pour réaliser la conversion de fréquence et les modèles de calculs associés.



### II.6.1. Le laser DFB CW

Le laser DFB est modélisé selon le diagramme suivant (Figure 64) [100].

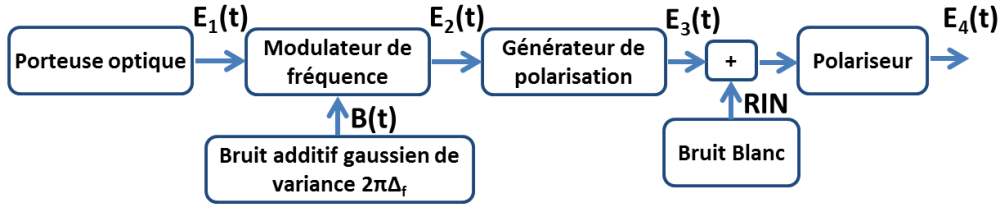


Figure 64 : Modélisation du laser DFB CW

Le premier bloc correspond à la génération d'une porteuse optique idéale : une sinusoïde pure non bruitée. Le champ complexe  $E_1$  correspondant s'écrit :

$$E_1(t) = \sqrt{P_{opt}} \cdot e^{j2\pi f_{opt}t + j\varphi_{opt}} \quad (32)$$

$P_{opt}$  correspond à la puissance du signal optique en W,  $f_{opt}$  est la fréquence laser en Hz et  $\varphi_{opt}$  est la phase correspondante en rad.

Le second bloc module en fréquence le champ  $E_1$  par un bruit additif gaussien,  $B(t)$ , de variance  $2\pi\Delta_f$ , et défini de la façon suivante :

$$B(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\Delta_f} \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{1}{2} \left( \frac{t}{\sqrt{2\pi\Delta_f}} \right)^2} \quad (33)$$

Cette opération permet de simuler le linewidth, ou la largeur de raie à mi-hauteur de la porteuse laser, qui est égale à  $\Delta_f$  et exprimée en Hz. Le champ résultant,  $E_2$ , s'écrit alors :

$$E_2(t) = \sqrt{P_{opt}} \cdot e^{j2\pi \int_0^t f_{opt} + B(\tau) d\tau} \cdot e^{j\varphi_{opt}} \quad (34)$$

Le troisième bloc permet de modéliser la polarisation de la lumière, en décomposant le champ en deux axes de propagation X et Y. Le champ résultant  $E_3$  s'écrit de la façon suivante :

$$E_3(t) = \sqrt{P_{opt}} \cdot \left( \frac{\sqrt{1-K}}{\sqrt{K} e^{j\delta}} \right) \cdot e^{j2\pi \int_0^t f_{opt} + B(\tau) d\tau} \cdot e^{j\varphi_{opt}} \quad (35)$$

Les paramètres K, sans unité, et  $\delta$ , exprimé en rad, équivalent respectivement au paramètre de répartition de la puissance et à la différence de phase entre les deux axes. Ils peuvent être calculés à partir du système suivant :

$$\tan(2\eta) = \frac{2\sqrt{K(1-K)} \cdot \cos(\delta)}{1-2K} \quad (36)$$

$$\sin(2\varepsilon) = 2\sqrt{K(1-K)} \cdot \sin(\delta) \quad (37)$$

Ici,  $\eta$  représente l'azimut, et  $\varepsilon$  l'ellipticité. Ils sont exprimés en radian.

L'opération suivante consiste à modéliser le RIN (relative intensity noise), ou le bruit d'intensité du laser, par une densité spectrale de bruit constante qui est ajoutée au champ  $E_3$ . Il s'exprime en W/Hz. Ce modèle est une approximation car il ne permet pas de prendre en compte le phénomène de résonance du RIN. Le spectre dans la réalité n'est pas plat mais possède un pic de résonance situé à quelques GHz de la porteuse et sa position peut varier selon le laser utilisé. Pour toutes les études réalisées, il faut faire l'hypothèse suivante : le laser a été choisi afin que le pic de résonance ne recouvre pas une des raies utiles dans le spectre optique. Le surplus de bruit contenu dans le pic ne sera alors pas reporté sur le signal utile FI en sortie de mélangeur.

Pour terminer, un polariseur permet de récupérer si besoin un seul axe de polarisation. Cette fonction est notamment indispensable lors de l'utilisation de fibres optiques : le logiciel effectue les calculs de propagation sur un seul axe de polarisation.

Pour l'ensemble des simulations réalisées, la température est supposée constante : il n'y a donc pas de dérive de la longueur d'onde. A bord d'un satellite, ce paramètre est susceptible de varier malgré la régulation thermique.

## II.6.2. Le laser DBF en modulation directe

Le laser DBF en modulation directe est modélisé selon le diagramme de la Figure 65 [101].

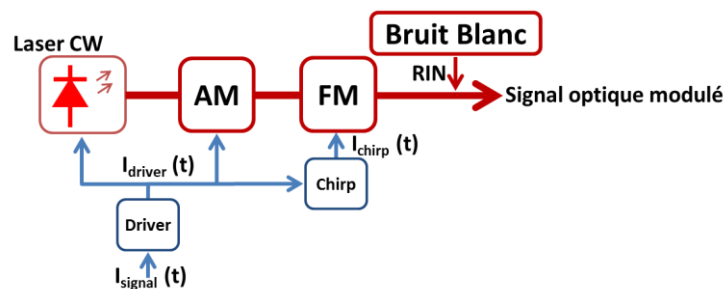


Figure 65 : Modélisation du laser DFB en modulation directe

Le signal électrique modulant, nommé  $I_{signal}(t)$  et exprimé en A, est d'abord transformé afin de prendre en compte les effets du driver du laser. Le signal résultant,  $I_{driver}(t)$  est calculé de la façon suivante :

$$I_{driver}(t) = [I_{signal}(t) \cdot g_{driver} + I_{pol} - I_{seuil}] \cdot \eta_{laser} \quad (38)$$

$g_{driver}$  représente la transconductance du driver laser, exprimée en  $\Omega^{-1}$ .

$I_{pol}$  correspond au courant de polarisation appliqué au laser, en A.

$I_{seuil}$  est le courant de seuil du laser, ou la valeur minimale que doit prendre  $I_{pol}$  pour que l'effet laser soit observé. Ce paramètre est exprimé en A.

$\eta_{laser}$  est le rendement du laser, en W/A.

La porteuse laser est obtenue à l'aide d'un bloc laser CW, très similaire à celui présenté dans la partie précédente (partie II.6.1) : seul le bruit d'amplitude ou RIN n'est pas modélisé. Ce signal est ensuite modulé en amplitude (modulation double bande et porteuse conservée) à l'aide d'un modulateur idéal.

L'effet du chirp est quant à lui modélisé à l'aide d'un modulateur de fréquence idéal, qui reçoit sur son port électrique d'entrée le courant  $I_{chirp}(t)$ . Ce signal est défini par la formule suivante :

$$I_{chirp}(t) = I_{driver}(t) \cdot Chirp_{adia} + \frac{\alpha}{4 \cdot \pi \cdot I_{driver}(t)} \cdot \frac{dI_{driver}(t)}{dt} \quad (39)$$

$Chirp_{adia}$  correspond au chirp adiabatique du laser, exprimé en Hz/W.

$\alpha$  est le facteur de Henry, sans unité.

Une fois la porteuse laser modulée en amplitude et en phase, un bruit blanc lui est superposé afin de modéliser le RIN ou bruit d'amplitude du laser, et comme dans le cas du laser DFB CW (II.6.1), il faut faire l'hypothèse que son pic de résonance, non modélisé, n'affecte pas les résultats. La température est également supposée constante.

### II.6.3. Le modulateur Electro-absorbant

Le modulateur électro-absorbant est modélisé dans VPI à l'aide de deux courbes, comme expliqué dans [102]. La première est la caractéristique statique du composant et correspond à l'évolution de l'absorption de la lumière incidente en fonction de la tension appliquée. Cette tension est la somme de la tension de polarisation du modulateur et du signal RF modulant. La seconde courbe correspond au chirp du composant, toujours en fonction de la tension électrique appliquée. Ces deux caractéristiques sont obtenues à l'aide de polynômes d'ordre  $n$ . La fonction d'absorption s'écrit :

$$A(t) = |A(t)|e^{j\varphi_A(t)} \quad (40)$$

Le module, qui affecte l'amplitude du signal peut être exprimé en dB :

$$|A(t)|_{dB} = 10 \log(|A(t)|^2) \quad (41)$$

Il peut être décomposé de la façon suivante :

$$|A(t)|_{dB} = A_0 + A_1 \cdot V(t) + A_2 \cdot V(t)^2 + A_3 \cdot V(t)^3 + A_4 \cdot V(t)^4 + \dots + A_n \cdot V(t)^n \quad (42)$$

Les coefficients  $A_n$  sont les coefficients du polynôme d'absorption exprimés en dB. Le coefficient  $A_0$  représente l'absorption du modulateur quand aucune tension n'est appliquée. Il correspond donc aux pertes d'insertion.

$V(t)$  est la tension appliquée au modulateur, exprimée en V :

$$V(t) = V_0 + V_{RF}(t) \quad (43)$$

$V_0$  est la tension inverse de polarisation : cette valeur est positive et un EAM est normalement polarisé à l'aide d'une tension négative. Le polynôme d'absorption est donc défini par rapport à des tensions positives et non négatives.

$V_{RF}(t)$  est la tension correspondant au signal RF modulant.

La phase de la fonction de transfert  $A(t)$ ,  $\varphi_A(t)$ , est exprimée de la façon suivante :

$$\varphi_A(t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\ln(10)}{10} \cdot \int_0^{V(t)} \alpha(V) \cdot \frac{dA_{dB}(V)}{dV} dV \quad (44)$$



Les variations de phase subies par le signal dépendent du facteur  $\alpha$ , ou chirp. Ce paramètre illustre la conversion des variations d'intensité du signal en variations parasites de phase selon la loi :

$$d\varphi_A = \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{\ln(10)}{10} \cdot dA_{dB} \quad (45)$$

Le facteur  $\alpha$  est décomposé en un polynôme, en fonction de la tension (positive) appliquée au modulateur :

$$\alpha(t) = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot V(t) + \alpha_2 \cdot V(t)^2 + \alpha_3 \cdot V(t)^3 + \alpha_4 \cdot V(t)^4 + \dots + \alpha_n \cdot V(t)^n \quad (46)$$

Voici des exemples de courbes d'absorption et de chirp modélisées à l'aide de polynômes (Figure 66 et Figure 67) par [103]:

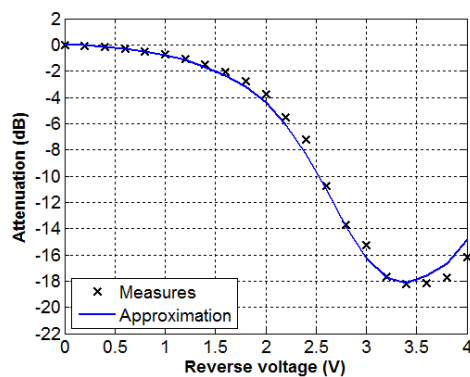


Figure 66 : Exemple de courbe d'absorption modélisée par un polynôme source [103]

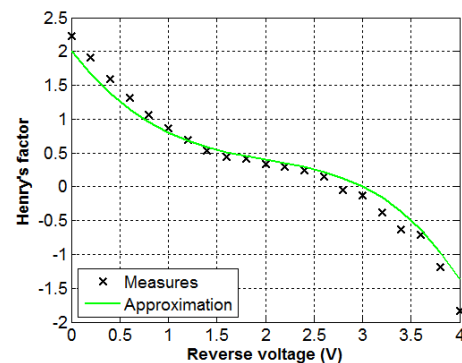


Figure 67 : Exemple de courbe de chirp modélisée par un polynôme source [103]

La méthode polynomiale permet une modélisation fidèle des courbes d'absorption et de chirp, mais uniquement pour un intervalle de tension donné. En effet, pour des valeurs de tensions trop grandes ou négatives, le modèle diverge. Lors des simulations il faut veiller à rester dans le domaine de définition des fonctions. Pour contrer ce phénomène une autre solution consisterait à utiliser des fonctions rationnelles, qui permettent de tendre vers des limites finies. Mais le logiciel n'offre pas cette possibilité [104].

Enfin, le modèle ne permet pas d'adapter la courbe au comportement dynamique du composant, il faut donc supposer que les caractéristiques statiques et dynamiques sont très proches les unes des autres.

#### II.6.4. Filtrés optiques à réseau de Bragg

Un filtre optique à réseau de Bragg, ou FBG (Fiber Bragg Grating), est une fibre optique de longueur réduite et dont le cœur a été exposé à un rayonnement ultraviolet selon un motif régulier. L'indice de réfraction est alors modifié périodiquement. Une structure résonante est alors créée, les variations d'indice entraînant de multiples réflexions et transmissions au sein de réseau. La fibre se comporte comme un filtre dont la longueur d'onde centrale est fonction du pas du réseau :

$$\lambda_{Bragg} = 2 \cdot n_{eff} \cdot \Lambda_0 \quad (47)$$

$\lambda_{Bragg}$  est la longueur d'onde centrale, en m.

$n_{eff}$  est l'indice effectif de la fibre (lorsqu'il n'y a pas de variation de n).

$\Lambda_0$  est le pas du réseau en m.

L'indice de modulation en fonction de la position  $z$  sur le réseau est donné par la relation :

$$n(z) = n_{eff} + \delta n_{eff} \cdot \cos(2 \cdot \beta_0 \cdot z) \quad (48)$$

$\beta_0$  est la constante de propagation dans le réseau :

$$\beta_0 = \frac{\pi}{\Lambda_0} \quad (49)$$

Lorsque la lumière passe dans la fibre, les longueurs d'onde proche de  $\lambda_{Bragg}$  sont réfléchies, alors que les autres sont transmises. Une FBG se comporte comme un filtre stop bande en transmission et comme un filtre passe bande en réflexion. Les architectures présentées (II.5.1.1 à II.5.1.5), emploient des filtres passes bandes, c'est donc le deuxième mode de fonctionnement qui sera adapté (Figure 68).

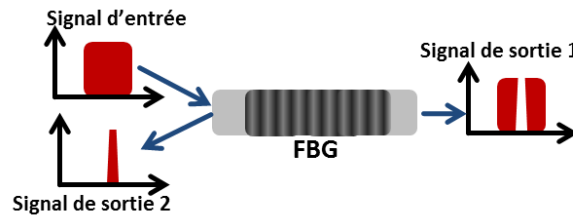


Figure 68 : Fonctionnement d'un filtre optique à réseau de Bragg

Le modèle utilisé considère que le pas du réseau est constant. Le coefficient de transmission de la fibre est donné par l'expression suivante :

$$S_{11} = - \frac{j \frac{k}{\gamma} \cdot \sinh(\gamma \cdot L)}{\cosh(\gamma \cdot L) + j \frac{k}{\gamma} \sinh(\gamma \cdot L)} \quad (50)$$

$k$  est le coefficient de couplage entre deux champs se propageant dans des sens opposés dans la fibre :

$$k = \frac{\beta_0}{2 \cdot n_{eff}} \cdot \delta n_{eff} \quad (51)$$

$L$  est la longueur totale du réseau.

Le coefficient  $\gamma$  est lié à la longueur d'onde  $\lambda$  par :

$$\gamma^2 = k^2 - \left( \frac{2 \cdot \pi \cdot n_{eff}}{\lambda} - \beta_0 \right)^2 \quad (52)$$

Pour terminer, le modèle est dit apodisé : les variations de l'indice de réfraction selon la position sur le guide, traduite par le paramètre  $\delta n_{eff}$ , ne sont pas constantes. Cette valeur est pondérée par le coefficient, défini par une fonction de Blackman, définie comme suit :

$$\alpha(z) = \frac{1 + (1 + \eta) \cdot \cos(2\pi z) + \eta \cos(4\pi z)}{2 \cdot (1 + \eta)} \quad (53)$$

$\eta$  est le paramètre d'apodisation, et vaut 0.19 pour le modèle utilisé [105].



## II.6.5. L'amplificateur à fibre dopée erbium ou EDFA

Cet amplificateur est constitué d'une fibre dopée erbium est d'un laser de pompe (Figure 69) :

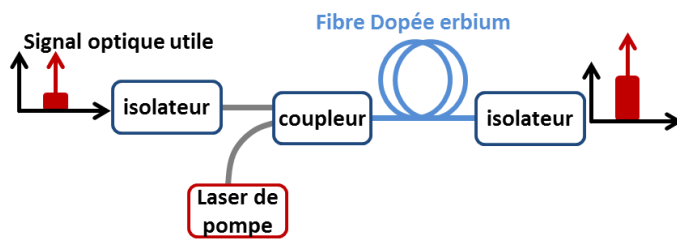


Figure 69 : Principe de fonctionnement d'un EDFA

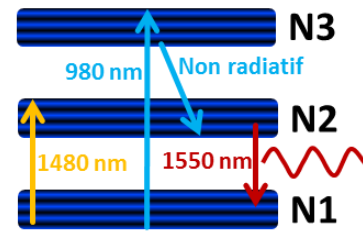


Figure 70 : Niveaux d'énergie dans la fibre dopée erbium

Le diagramme d'énergie des ions erbium est représenté sur la Figure 70. Il s'agit d'une configuration à trois niveaux, N1, N2 et N3. L'énergie nécessaire pour placer les électrons dans un état excité est apportée par un signal laser, dit de pompe. Afin d'atteindre la bande d'énergie N2, il y a deux possibilités : la longueur d'onde du laser de pompe peut être placée autour des 1480 nm (transition directe), ou alors à 980 nm environ : les porteurs seront dans un premier temps envoyés au niveau d'énergie N3, puis atteindrons le niveau N2 par désexcitation spontanée et non radiative. Dans les niveaux N1 et N2, il existe des sous-couches dont le différentiel énergétique correspond à une longueur d'onde de 1550 nm environ. Tout signal à cette longueur d'onde et se propageant dans la fibre dopée sera amplifié selon le principe de l'émission stimulée : lorsqu'un photon incident (1550 nm) entre en contact avec un électron de N2, il se crée un second photon identique au premier (même énergie, même direction de propagation, même phase).

L'amplificateur génère également du bruit : une partie des porteurs de N2 va se désexciter de façon spontanée et retourner à l'état N1, créant d'autres signaux lumineux à 1550 nm mais dont les directions de propagation et les phases sont différentes du signal utile. Ces signaux dit non-cohérents pourront à leur tour être amplifiés, et constituent le bruit d'ASE, pour Amplified Spontaneous Emission. [97]

Le modèle qui a été utilisé pour simuler ce dispositif est un amplificateur parfait. Il est défini par son gain petit signal et sa puissance de saturation. Tant que la puissance de sortie reste inférieure à cette dernière, le gain petit signal est égal au gain total. Quand la puissance de sortie dépasse celle de saturation, le gain est recalculé afin que les deux valeurs correspondent.

Ensuite, le bruit généré par l'amplificateur est ajouté électriquement après la photodiode. Il peut alors être modélisé par la somme de trois densités spectrales de puissance, la première étant l'ASE passée dans le domaine électrique, la seconde le battement entre l'ASE et le signal optique, et le troisième le battement de l'ASE avec elle-même. Ces trois DSP de courant de bruit peuvent être définie en fonction des caractéristiques de l'EDFA et de la façon suivante :

$$\langle I_{ASE}^2 \rangle = 2 \cdot q \cdot S \cdot BP \cdot NF_0 \cdot \left( 1 + \frac{P_{opt}}{P_{sat}} \right) \cdot (G_{EDFA} - 1) \cdot h\nu \quad (54)$$

$$\langle I_{Batt\ signal/ASE}^2 \rangle = 2 \cdot q \cdot S^2 \cdot P_{opt} \cdot NF_0 \cdot \left(1 + \frac{P_{opt}}{P_{sat}}\right) \cdot (G_{EDFA} - 1) \cdot h\nu \quad (55)$$

$$\langle I_{Batt\ ASE/ASE}^2 \rangle = 2 \cdot q \cdot S^2 \cdot BP \cdot NF_0 \cdot \left(1 + \frac{P_{opt}}{P_{sat}}\right) \cdot (G_{EDFA} - 1) \cdot h\nu \quad (56)$$

$q$  est la charge élémentaire d'un électron soit  $1,602 \cdot 10^{-19}$  C.

$S$  est la sensibilité de la photodiode en A/W.

$BP$  est la bande passante de l'EDFA, en Hz.

$P_{opt}$  est la puissance optique en entrée de l'EDFA, en W.

$P_{sat}$  est la puissance de saturation de l'EDFA.

$NF_0$  est le facteur de bruit petit signal de l'amplificateur.

$G_{EDFA}$  est le gain linéaire de l'amplificateur.

$h$  est la constante de Planck, soit  $6.626 \cdot 10^{-34}$  m<sup>2</sup> Kg s<sup>-1</sup>.

$\nu$  est la fréquence de la lumière en Hz.

Ces densités de bruit sont calculées à l'aide d'une boîte de calcul et des paramètres de l'EDFA selon le digramme suivant (Figure 71) :

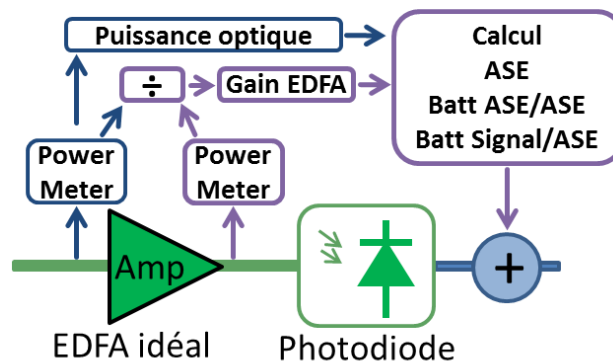


Figure 71 : Principe de modélisation de l'EDFA

## II.6.6. L'amplificateur optique à semi-conducteur : SOA

Un amplificateur optique à semi-conducteur est un composant semblable à un laser, mais privé de ses miroirs réfléchissants formant sa cavité résonante. Les matériaux qui le composent permettent d'aboutir à un diagramme d'énergie où les bandes de valence et de conduction sont séparées par une énergie dont la longueur d'onde équivalente est 1550 nm. Il amplifie les signaux qui traversent sa zone active selon le principe de l'émission stimulée et l'inversion de population, ou l'envoi des porteurs dans la bande de conduction, est réalisée grâce à un courant électrique.



Ce composant a été modélisé à l'aide du module de VPIphotonics® nommé component maker. Il permet de simuler tout type de composant semi-conducteur à l'aide de la méthode dite TLM pour Transmission Line Matrix/Method. Le SOA est alors représenté par un guide d'onde rectiligne continu qui traverse une section à gain. Cette section est divisée en un certain nombre de sous-sections, appelées TLM (Figure 72). Ce nombre de sous-sections dépend de la longueur de la section, de l'indice de groupe et du pas d'échantillonnage temporel retenu pour la simulation.

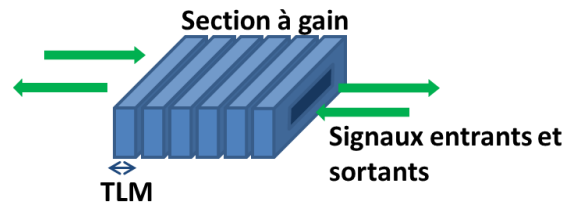


Figure 72 : Principe des TLM

La propagation des ondes à l'intérieur du guide est régie par les équations de Maxwell. Ces ondes se propagent de TLM en TLM et ces dernières sont supposées reliées entre elles par des lignes de transmission idéales. Chaque TLM représente donc un nœud de calcul. Elle affecte l'onde incidente et ses propriétés sont modifiées par cette dernière.

Les calculs sont réalisés en deux étapes. Chaque TLM voit d'abord ses propriétés établies en fonction des paramètres choisis et une première onde lui est affectée, ce qui correspond à l'établissement des conditions initiales. Par exemple, si un seul signal traverse le composant et dans un seul sens de propagation, alors la TLM n°1 recevra le signal incident et les autres TLM ne recevront rien. La deuxième étape de calcul correspond à la propagation des ondes de TLM en TLM. Elles peuvent se déplacer dans les deux sens possibles, et les propriétés de chaque TLM sont mises à jour à chaque itération. Les calculs se poursuivent jusqu'à ce que les résultats tendent vers une limite finie.

Dans chaque TLM, le signal est affecté par 3 paramètres correspondant au gain de la sous-section, aux pertes internes, au bruit généré (ASE).

Le gain de chaque TLM (émission stimulée) est conditionné par les densités de porteurs et de photons, la fréquence des signaux et la densité de porteurs à la transparence. La densité de porteur est supposée constante et uniformément répartie. Elle est définie en fonction du courant d'injection, du volume de la zone active, et des pertes de porteurs par émission thermionique et recombinaisons, radiatives et non radiatives (recombinaisons linéaires ou monomoléculaires et non radiatives, bimoléculaires qui produisent de l'ASE, et recombinaisons Auger). La densité de photon dépend de la puissance du signal optique incident, des dimensions de la zone active, de l'indice de groupe et du facteur de confinement optique.

Le modèle de bruit est défini par la densité de porteurs, le volume de la zone active, le taux de couplage entre les photons issus des recombinaisons radiatives et le signal utile et des séquences pseudo-aléatoires (sources de bruit de Langevin). Ces variables permettent de simuler le caractère aléatoire des recombinaisons entraînant le bruit optique.

Le modèle TLM est extrêmement complet et il permet de prendre en compte la plupart des effets connus dans les semi-conducteurs. Il a déjà fait l'objet d'études poussées au sein du laboratoire Xlim. Les très nombreuses équations associées ainsi que des explications plus détaillées sur les processus mis en jeu peuvent être trouvées dans [103].

### II.6.7. La photodiode PIN

La photodiode PIN est modélisée suivant le diagramme suivant (Figure 73) [106]:

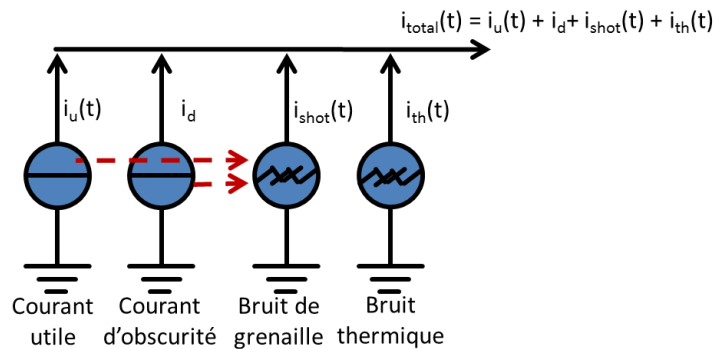


Figure 73 : Modélisation de la photodiode PIN

Le courant total de sortie est la somme de quatre courants : le courant utile, qui correspond à la conversion du signal optique en signal électrique, et les trois courants de bruit générés par la photodiode et correspondant au courant d'obscurité, au bruit de grenaille ou shot noise et au bruit thermique. Le courant utile (en A) est exprimé selon la formule suivante :

$$i_u(t) = S \cdot P_{opt}(t) \quad (57)$$

$P_{opt}(t)$  est la puissance optique sur le photorécepteur, en W.

S est la sensibilité de la photodiode en A/W. Ce paramètre est supposé constant : la caractéristique statique du composant est donc supposée linéaire (ou bien le composant est toujours polarisé en zone linéaire). Le phénomène de saturation n'est pas modélisé et il faut faire l'hypothèse que le composant ne sort pas de sa zone linéaire.

Le courant d'obscurité est considéré comme un offset qui se superpose au signal utile.

Le bruit thermique est représenté un bruit blanc : la densité spectrale de courant de bruit associée est constante.

Le bruit de grenaille, contrairement aux autres contributions en bruit, n'est pas indépendant et sa densité spectrale de courant de bruit dépend du courant d'obscurité et du signal utile. Elle est définie de la façon suivante (en A/Hz<sup>1/2</sup>) :

$$\langle i_{shot}(t) \rangle = \sqrt{2q \cdot (i_u(t) + i_d)} \quad (58)$$

Avec q la charge élémentaire d'un électron soit  $1,602 \cdot 10^{-19}$  C.

Avec ce modèle, il n'est pas possible de définir une bande passante optique et une bande passante électrique. Il faut donc faire l'hypothèse que ces deux paramètres sont supérieurs aux fréquences électriques et optiques mises en jeu. Il est également possible d'ajouter des filtres avant et après la photodiode afin de simuler les effets des bandes passantes.

## II.7. Méthode d'évaluation des performances d'un mélangeur optique à l'aide de VPIphotonics®

Les principaux composants ainsi que la façon dont ils ont été modélisés ayant été abordés dans la partie II.6, ce paragraphe va montrer les méthodes d'évaluation des performances des architectures étudiées et présentées dans la partie II.5. Elles ont été développées au sein du logiciel VPIphotonics®.

### II.7.1. Principe général :

Les opérations d'évaluation des performances sont effectuées suivant le synoptique suivant (Figure 74) :

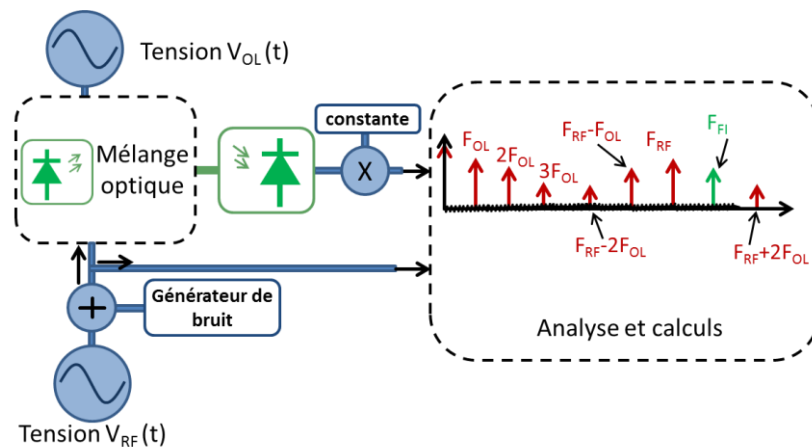


Figure 74 : Synoptique d'évaluation des performances des convertisseurs de fréquences

Tout d'abord, la plupart des modèles utilisés font abstraction des impédances d'entrée et de sortie des composants, généralement  $50 \Omega$ , et tout se passe comme si les adaptations d'impédance étaient réalisées sous  $1 \Omega$ . Les signaux sur lesquels le logiciel effectue les calculs sont des tensions ou bien des courants (mêmes grandeurs car  $R = 1 \Omega$ ). Les puissances sont obtenues en élevant ces grandeurs au carré. Cela doit être pris en compte dans les calculs.

Pour l'étude des mélangeurs, il est fréquent de définir les signaux d'entrée RF et OL par leur fréquence et leur puissance électrique, en dBm. Ici, les modèles de sources électriques sinusoïdales peuvent être contrôlés en fréquences, mais le paramètre de puissance n'est pas accessible. Seule la tension maximale peut être définie. Il faut donc employer la relation suivante qui permet de convertir une puissance RF sur  $50 \Omega$  exprimée en dBm, en une valeur de tension max en volt :

$$V_{max_{RF/OL}} = \sqrt{\frac{2.50 \cdot 10^{\frac{P_{dBm}}{10}}}{1000}} \quad (59)$$

Cette équation permet de commander les deux sources de tension sinusoïdales à l'aide d'un paramètre de puissance.

Après la source RF, un générateur de courant de bruit blanc est utilisé et son rôle est de modéliser le bruit thermique en entrée du dispositif. La puissance de bruit associée est généralement exprimée à l'aide de la relation suivante :



$$P_{th_{dBm}} = 10 \cdot \log\left(\frac{K \cdot T}{1000}\right) = -174 \text{ dBm} \quad (60)$$

K est la constante de Boltzmann, soit  $10.38 \cdot 10^{-23} \text{ m}^2 \text{ Kg s}^{-2} \text{ K}^{-1}$

T est la température de référence soit 290 K.

Cette valeur de puissance doit être convertie en une valeur de courant sur  $1 \Omega$  :

$$I_{th_{1\Omega}} = \sqrt{P_{th}} = 63 \text{ pA} \quad (61)$$

L'oscillateur local est quant à lui considéré idéal : il n'apporte pas de bruit ou d'harmoniques indésirables au mélangeur.

Le comportement d'une photodiode et de son circuit d'adaptation, d'impédance  $50 \Omega$ , reliés à un autre dispositif (analyseur ou composant suivant dans la chaîne de transmission) peut être schématisé de la façon suivante (Figure 75) :

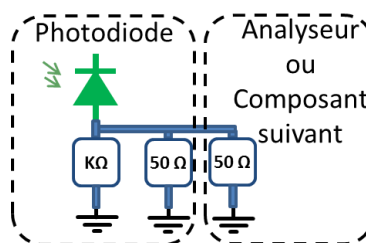


Figure 75 : Photodiode et son circuit d'adaptation reliés à un autre dispositif

Le photo-courant est donc partagé entre deux résistances de  $50 \Omega$  et seule la moitié du courant parviendra à l'analyseur (courant au carré divisé par 4). La valeur, en ampère et sur  $1 \Omega$ , à donner à la constante de la Figure 74 est donc  $\sqrt{50/4}$ .

## II.7.2. Calcul des grandeurs caractéristiques des mélangeurs

Toutes les grandeurs caractéristiques des mélangeurs, gain de conversion, facteur de bruit, isolations OL/FI et RF/FI, rapport  $C/I_3$  et  $IP_3$  sont calculés à partir des puissances des signaux RF (en entrée et en sortie), OL, Fi, et des produits d'intermodulation d'ordre 3. Ces puissances sont extraites des spectres électriques à l'aide de filtres passe-bandes rectangulaires idéaux, de bande passante très étroite et de très forte rejection (200 dB), couplés à des blocs powermeters (fonction de base de VPI). Il n'est pas possible de séparer de façon parfaite le signal utile et le bruit mais sur une bande très faible la puissance totale de bruit peut être considérée comme négligeable devant la puissance utile. Pour calculer le facteur de bruit, il faut également acquérir les densités spectrales de puissance de bruit, en entrée et en sortie, au plus proche des signaux utiles. Cette opération est également réalisée avec des filtres, comme le montre le synoptique de la Figure 76. Les rapports signal à bruit en entrée et en sortie sont calculés en extrayant les puissances des signaux utiles à l'aide de filtres de bande  $\epsilon$  (très faible), et les puissances de bruit sur une bande plus large, B (B et  $\epsilon$  sont exprimés en Hz).

Afin de simuler une adaptation sur  $50 \Omega$  en entrée de mélangeur, la valeur de puissance obtenue pour le signal RF d'entrée est divisée par 50 ( $P = V^2/R$ ). Les valeurs en sortie de mélangeur sont multipliées par  $\sqrt{50/4}$ .

$$SNR_{in} = P_{RF in} / P_{bruit in}(f) \cdot B \quad \text{et} \quad SNR_{out} = P_{FI} / P_{bruit out}(f) \cdot B \quad (62)$$

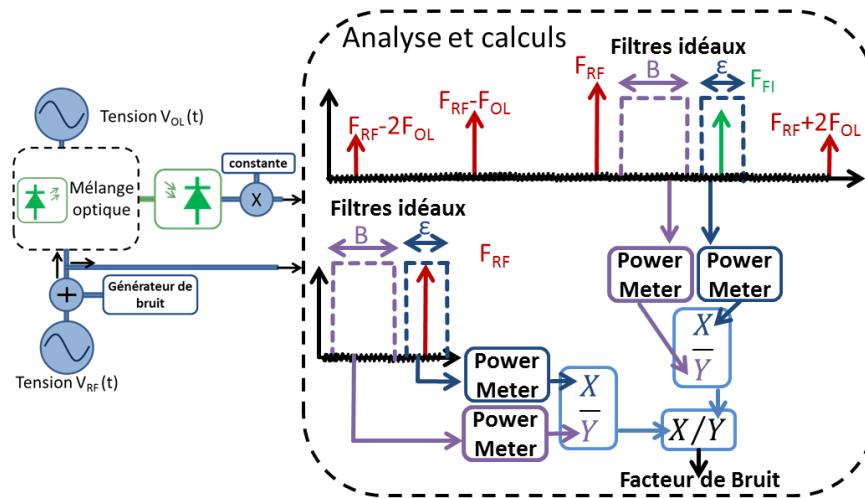


Figure 76 : Synoptique pour la détermination du facteur de bruit

$P_{RF in}$  et  $P_{FI}$  sont respectivement la puissance RF en entrée du mélangeur et la puissance FI en sortie du mélangeur, en W.

$P_{bruit in}(f)$  et  $P_{bruit out}(f)$  sont les densités spectrales de puissances de bruit en entrée et en sortie de dispositif, proches des signaux utiles.

En faisant le rapport des deux SNR, les facteurs B s'annulent et la bonne définition du NF est obtenue. Cependant, il s'agit d'un facteur de bruit moyen obtenu dans la bande spectrale B. Cette valeur doit être choisie de façon à obtenir suffisamment de signal (nombre d'échantillon significatif selon le taux d'échantillonnage choisi pour la simulation) tout en évitant un recouvrement avec des raies parasites.

Pour le calcul des rapports C/I<sub>3</sub>, deux filtres sont utilisés en sortie, afin de déterminer les puissances de la porteuse FI et d'un produit d'intermodulation d'ordre 3. Ces derniers sont souvent en dessous du plancher de bruit lorsque la puissance RF d'entrée est faible. Pour cette étape, les simulations sont donc effectuées en retirant toute source de bruit.

### II.7.3. Validation des méthodes d'évaluation des performances

Afin de vérifier la validité des modèles utilisés et des méthodes de calculs employées, les premières simulations ont porté non pas sur les modulateurs électro-absorbants ou sur les amplificateurs optiques à semi-conducteurs, mais sur des architectures réalisées à partir de MZM. Ces architectures ont déjà été étudiées par Thales Alenia Space (TAS), et à l'aide de modèles différents des nôtres. Elles ont donc servis de point de comparaison.

Les architectures testées ainsi que les paramètres associés ne seront pas définis dans ce manuscrit, pour des raisons de confidentialité de données. Néanmoins, voici des exemples de résultats obtenus (Tableau 3) :

Résultats	TAS	Xlim
Puissance RF [dBm]	-25	-25
Puissance OL en [dBm]	7	7
Puissance Fi en [dBm]	-49	-49
Gain de conversion [dB]	-24	-24
C/I <sub>3</sub> en [dBc]	105	104
NF en dB	28	29

Tableau 3 : Comparaison des résultats TAS et Xlim sur une architecture Mach Zehnder

Les résultats obtenus à l'aide des modèles développés par TAS sont similaires aux résultats obtenus au laboratoire Xlim via VPIphotonics®, à 1 dB près (résultats arrondis). Les modèles des photodiodes et lasers DFB, ainsi que les méthodes utilisées afin d'adapter le logiciel pour l'analyse de convertisseurs de fréquence RF ont donc été validés par TAS avant toute continuité des études.

Dans les deux cas, des spectres RF ont été tracés, et les résultats concordent parfaitement (Figure 77 et Figure 78).

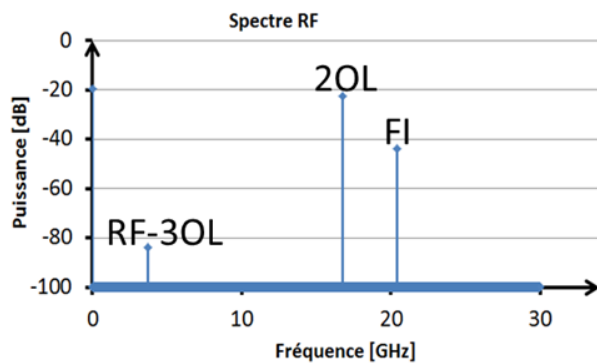


Figure 77: Spectre RF pour une architecture MZM : TAS

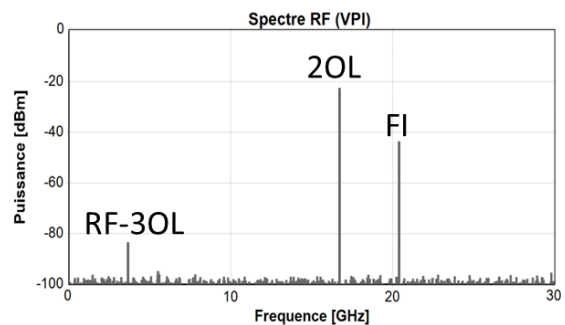


Figure 78 : Spectre RF pour une architecture MZM : Xlim

Les spectres RF tracés sous VPI étant corrects, l'analyse des raies parasites générées par chacune des architectures pourra être conduite.

## II.8. Résumé du chapitre II

Ce second chapitre a permis d'introduire les technologies optiques et de montrer leur potentiel d'intégration au sein des charges utiles des satellites de télécommunications. Il a été montré qu'elles pourraient assurer la plupart des fonctions de traitement de l'information : seules les amplifications faible bruit et de puissance doivent être réalisées dans le domaine électrique. Des amplificateurs optiques peuvent néanmoins permettre de diminuer les contraintes sur cette dernière.



Parmi les fonctions présentées, celle qui est au centre de ces travaux de thèse est la conversion de fréquence RF. Elle a donc été décrite en détail. Son principe de fonctionnement peut être scindé en deux étapes. La première consiste à moduler une porteuse optique avec les signaux RF et OL, ce qui permet d'aboutir à un mélange optique. Cette opération peut être effectuée à l'aide de lasers (modulation directe ou externe) couplés à des modulateurs optiques et placés selon différentes configurations, ou à un composant non-linéaire. La seconde étape correspond au passage vers le domaine électrique, via la détection quadratique d'une photodiode. Le spectre de sortie est alors composé de signaux dont les fréquences sont des combinaisons linéaires des fréquences d'entrée du système. Parmi ces fréquences, le signal utile est porté par la fréquence intermédiaire FI désirée.

Historiquement, la conversion de fréquence « photonique » a surtout été réalisée à l'aide du modulateur de Mach-Zehnder (MZM). Cependant, ces dispositifs dont le fonctionnement se base sur le dopage d'un des bras d'un interféromètre par du niobate de lithium, présentent des dimensions non-négligeables, de fortes tensions de polarisation, et un potentiel de miniaturisation réduit. Afin de correspondre au mieux aux contraintes liées au domaine spatial, il a été décidé de réaliser des mélangeurs construits à partir de modulateurs semi-conducteurs électro-absorbants (EAM). Ces derniers possèdent des dimensions très faibles (centaines de  $\mu\text{m}$ ), une très faible consommation et peuvent être intégrés sur puce avec d'autres composants comme des lasers et des photodiodes.

Une autre manière intéressante de réaliser le mélange optique consiste à utiliser les non-linéarités d'un amplificateur optique à semi-conducteur ou SOA. Elles peuvent affecter l'amplitude (XGM), la phase (XPM) ou la polarisation (XpolM) des signaux. Dans les deux derniers cas, un composant supplémentaire est nécessaire afin de se ramener à des variations d'intensité lumineuse, détectables par une photodiode standard. Ce ne sont pas des solutions retenues dans ces travaux.

7 architectures ont été développées : 5 sont basées sur l'utilisation d'EAM suivant différentes topologies. L'une d'entre elles utilise également la modulation directe d'un laser. Les deux dernières sont construites en combinant EAM et SOA, ce dernier faisant office de composant non-linéaire ou de modulateur.

Une fois les différentes architectures décrites, les modèles mathématiques associés aux composants qui seront employés dans les simulations ont été exposés. Les calculs seront effectués par le logiciel commercial VPIphotonics®.

Enfin, les méthodes développées afin d'évaluer les performances des mélangeurs ont été décrites, puis vérifiées en simulant des architectures mettant en jeu des MZM. Ces topologies ont déjà fait l'objet d'études chez Thales Alenia Space et ont servi d'étalon. Les résultats ont pu être comparés et une concordance parfaite a été obtenue, validant la méthodologie et les simulations développées dans cette thèse.





## Chapitre III. Nouvelles architectures de mélangeurs photoniques

---

### III.1. Introduction au chapitre III

Ce troisième chapitre présente les résultats de simulation obtenus pour les différentes architectures de convertisseur de fréquence RF, réalisées à partir de technologies semi-conductrices et décrites dans le chapitre II.

Il commence par donner l'ensemble des paramètres de simulation, à mettre en relation avec les modèles mathématiques présentés dans le chapitre précédent, ainsi que les critères d'optimisation des performances retenus. Les différents plans de fréquence testés sont également listés.

Les architectures basées sur le modulateur électro-absorbant et les topologies basées sur l'amplificateur optique à semi-conducteur sont traitées au sein de deux parties différentes. Dans chaque cas, la démarche d'optimisation est évoquée, puis l'ensemble des performances est donné : gain de conversion, facteur de bruit, rapport  $C/I_3$ , isolations RF/FI et OL/FI, point d'interception d'ordre 3. Les paramètres d'entrée des simulations qui ont permis d'aboutir à ces résultats sont également fournis.

Dans un second temps, une analyse spectrale est menée pour chacun des plans de fréquence étudiés. Les raies parasites gênantes dans le spectre électrique de sortie sont listées.

Pour les deux technologies envisagées, une étude de l'évolution des performances en fonction des paramètres d'entrée, comme par exemple la puissance optique ou encore la puissance de l'oscillateur local, est menée. Elle a pour but de montrer les possibilités d'amélioration des dispositifs simulés suivant différentes avancées technologiques qui pourraient être réalisées sur les composants mis en jeu. Si par exemple les performances augmentent significativement lorsque les pertes d'insertion des modulateurs diminuent, alors une des solutions pour proposer de meilleurs mélangeurs consisterait à travailler avec de nouvelles méthodes de fabrication ou avec de nouveaux matériaux dans le but de limiter ces dernières.

Enfin, une synthèse est proposée et permet de comparer les architectures étudiées entre elles et de mettre en évidence les avantages et inconvénients de chacune.

### III.2. Paramètres de simulations

Les simulations réalisées comportent de très nombreux paramètres, qui décrivent à la fois les composants employés et les signaux entrants.

L'un des avantages du simulateur est qu'il permet de faire varier l'ensemble des paramètres au-delà de toute contrainte technologique. Il permet par exemple d'injecter au montage des puissances RF importantes sans tenir compte des variations de température induites ou de la zone de claquage des composants. Ainsi chaque paramètre pourra évoluer dans des proportions importantes et les résultats montreront les améliorations technologiques ou les verrous à lever afin d'obtenir des performances toujours plus élevées.

Les paragraphes suivants donnent les valeurs ou les plages de valeurs des paramètres qui peuvent être considérées comme réalistes. Ces valeurs constituent les valeurs par défaut, et seront fixées lorsqu'une étude est réalisée sur un paramètre précis. Ce dernier sera le seul à varier.

### III.2.1. Critère d'optimisation

Le critère d'optimisation qui a été retenu pour l'ensemble des études est le facteur de bruit. Il s'agit du résultat le plus critique, le plus pénalisant, dont la valeur s'éloigne le plus de ce qui est actuellement obtenu à l'aide de mélangeurs hyperfréquences. Les différents paramètres des différentes simulations seront donc ajustés afin d'obtenir le NF le plus bas possible.

### III.2.2. Paramètres des signaux entrants, RF et OL

Les signaux électriques entrants sont caractérisés par leur puissance, exprimée en dBm et leur fréquence en Hz.

La puissance RF sera fixée à -25 dBm. Il s'agit d'une valeur typique présentée en entrée des mélangeurs hyperfréquences dans les chaînes RF de conversion de fréquence. Elle dépend du LNA ainsi que de tous les autres constituants de la charge utile placés en amont, de la puissance du signal émis depuis la terre et du canal de transmission, c'est-à-dire l'atmosphère. Elle est difficilement contrôlable, le gain des composants cités n'étant pas ajustable.

La puissance OL est plus facilement contrôlable et sera définie par sa valeur maximale soit 10 dBm. Il s'agit de la plus grande puissance qu'un oscillateur embarqué peut délivrer. Cette valeur peut par contre être atténuée.

En ce qui concerne les fréquences OL et RF, elles ont été choisies afin de correspondre à certains plans de fréquence réellement utilisés dans les télécommunications spatiales, et fournis par TAS. Ils sont détaillés dans les tableaux suivants (Tableau 4 à Tableau 6). Chaque plan de fréquence sera étudié, et les fréquences parasites générées par les mélangeurs seront listées dans chacun des cas.

OL [GHz]	Bande RF [GHz]	Fréquence RF centrale [GHz]	Bande FI [GHz]
2,05	12,75 - 13,25	13	10,7 - 11,2
2,3	13 - 13,25	13,125	10,7 - 10,95
2,3	13,75 - 14	13,875	11,45 - 11,7
2,55	13,75 - 14,25	14	11,2 - 11,7
2,8	13,75 - 14	13,875	10,95 - 11,2
2,8	14 - 14,5	14,25	11,2 - 11,7
3,05	13,75 - 14,75	14,25	10,7 - 11,7
3,3	14 - 14,8	14,4	10,7 - 11,5

Tableau 4 : Plans de fréquence étudiés en bande Ku/Ku

OL [GHz]	Bande RF [GHz]	Fréquence RF centrale [GHz]	Bande FI [GHz]
5,6	17,3 - 17,8	17,55	11,7 - 12,2
7,4	18,1 - 18,4	18,25	10,7 - 11

Tableau 5 : Plans de fréquence étudiés en bande Ku<sup>+</sup>/Ku

OL [GHz]	Bande RF [GHz]	Fréquence RF centrale [GHz]	Bande FI [GHz]
8,3	28 - 28,5	28,275	19,7 - 20,2
9,8	29,5-30	29,75	19,7 - 20,2
9,8	28 - 31	29,5	18,2 - 21,2
11,1	29,5 - 30	29,75	18,4 - 18,9

Tableau 6 : Plans de fréquence étudié en bande Ka/Ka



### III.2.3. Paramètres des lasers et des photodiodes

La puissance laser a été choisie de façon à ce que la puissance optique maximale en entrée des modulateurs électro-absorbants soit de 15 dBm. Il s'agit de la valeur limite, au-delà de laquelle il y a un risque de détérioration. Ainsi, pour une structure série, la puissance laser sera fixée à 15 dBm, et pour une architecture parallèle, elle sera de 18 dBm. Le faisceau laser étant séparé en deux, chaque modulateur recevra bien 15 dBm. Cette différence de traitement entre les architectures peut sembler peu conventionnelle : pour réaliser la comparaison entre plusieurs systèmes, des données d'entrée identiques sont généralement utilisées. Mais ici, une démarche différente a été adoptée : elle consiste à comparer les architectures selon les performances maximales qui peuvent être atteintes.

Les paramètres du laser et de la photodiode ont été déterminés afin de correspondre à des composants très performants, tout en restant réalistes. Ils sont listés dans le Tableau 7 :

Paramètres	valeurs
Courant de seuil laser	20 mA
Courant polarisation laser	80 mA
Facteur de Henry laser	3
Chirp adiabatique laser	$1.10^{10}$ Hz/W
Rendement laser	0.25 W/A
Longueur d'onde laser	Autour de 1550 nm
Linewidth laser	1 MHz
Bande passante laser	6 GHz
RIN laser	-165 dB/Hz
Transconductance laser	1/50 (A/V)
Sensibilité photodiode ( $\approx$ 1550 nm)	0.8 A/W
Bande passante photodiode	Supérieure à la bande Ka
Courant d'obscurité photodiode	10 nA
Bruit thermique photodiode	18 pA/Hz <sup>1/2</sup>

Tableau 7 : Paramètres laser et photodiode

Les 5 premiers paramètres liés au laser ne sont employés que dans le cas de la modulation directe. En modulation externe, le modèle permet de spécifier directement une puissance optique.

Les longueurs d'onde seront choisies en fonction des EAM : elles seront modifiées afin de correspondre au modèle de modulateur employé.

### III.2.4. Paramètres des EAM

Les EAM sont caractérisés par leurs pertes d'insertion, leur bande passante, leur courbe d'absorption et leur courbe de chirp.



### III.2.4.1. Pertes d'insertion et bande passante

Les EAM fibrés possèdent des pertes d'insertion très élevées, pouvant dépasser les 10 dB, et augmentant avec la bande passante électrique. Certains fabricants proposent néanmoins des modulateurs packagés affichant des pertes de 6 dB. Ces valeurs étant beaucoup trop importantes pour l'application visée, une perte optique de 10 dB engendrant une perte électrique et donc une dégradation du gain et du facteur de bruit de 20 dB, nous avons choisi de travailler avec un modèle d'EAM intégré sur puce. En considérant non pas un système composé d'éléments discrets, mais un système où tous les composants sont fabriqués sur le même substrat (intégration monolithique), les pertes des EAM peuvent être réduites aux seules pertes internes du composant. Les pertes de connexion, dues aux défauts d'alignement entre les fibres et les guides d'onde ne sont pas prises en compte. Les pertes totales peuvent alors être de 4 dB. C'est cette valeur qui a été choisie pour l'ensemble des travaux effectués. Les pertes des guides sont généralement faibles, très inférieures à 1 dB, et seront négligées. Une étude des performances en fonction des pertes d'insertion sera tout de même réalisée.

En ce qui concerne les bandes passantes électriques et optiques, elles ne seront pas modélisées. En effet, la plupart des EAM sont conçus pour fonctionner autour des 1550 nm et jusqu'à 40 GHz, ce qui englobe les bandes Ku et Ka, et ne devrait pas générer de pertes supplémentaires. [107] [108] [109]

### III.2.4.2. Choix des polynômes d'absorption

Afin d'obtenir les meilleures performances possibles, de nombreuses courbes ont été testées. Elles sont issues de la littérature, et ont été mesurées sur des composants réels pour une longueur d'onde des signaux d'entrée d'environ 1550 nm. Elles ont été reproduites à l'aide de polynômes d'ordre 9 ou 10 (Figure 79).

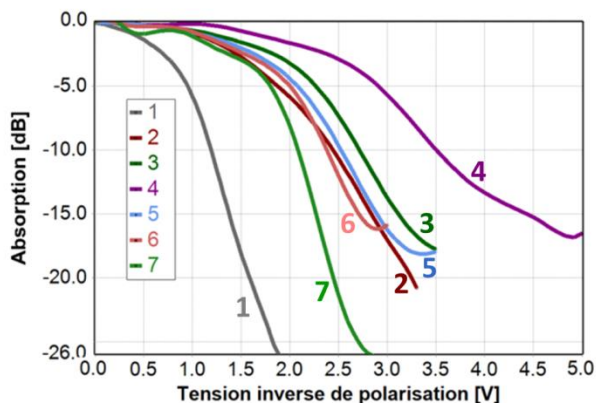


Figure 79 : Courbes d'absorption étudiées (1550 nm)

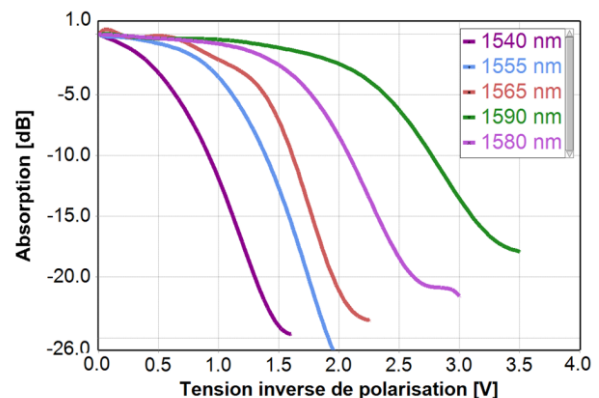


Figure 80 : Evolution de la courbe 1 avec la longueur d'onde

Le tableau suivant (Tableau 8) donne les coefficients des polynômes utilisés, de l'ordre 0 vers l'ordre le plus élevé, ainsi que le numéro de courbe auquel ils correspondent :



Coefficients du Polynôme												
Ordre0	Ordre1	Ordre2	Ordre3	Ordre4	Ordre5	Ordre6	Ordre7	Ordre8	Ordre9	Ordre10	N°courbe	Réf
-0,048	1,294	-43,451	265,719	-865,914	1558,942	-1614,854	948,172	-292,333	36,741	-	1	[110]
0,003	-0,490	6,136	-29,888	60,121	-64,710	39,090	-13,330	2,395	-0,176	-	2	[111]
-0,001	1,493	-15,091	43,534	-62,304	48,838	-21,987	5,619	-0,755	0,041	-	3	[112]
-0,006	3,628	-25,204	58,875	-66,962	41,931	-15,224	3,183	-0,355	0,0163	-	4	[113]
0,00	0,13406	-0,9224	-4,732	18,332	-28,925	24,163	-11,538	3,1359	-0,4495	0,0263	5	[103]
-0,00	5,845	-49,834	143,164	-201,512	154,191	-66,606	15,819	-1,851	0,0765	-	6	[114]
-0,025	25,552	-213,257	641,185	-975,785	840,198	-425,754	125,299	-19,769	1,292	-	7	[115]

Tableau 8: Coefficients des polynômes destinés à modéliser les courbes d'absorption

Nous avons également à notre disposition l'évolution de la courbe numéro 1 en fonction de la longueur d'onde du signal incident. Six courbes différentes correspondant à 6 longueurs d'onde différentes ont également été modélisées et testées (Figure 80). Les polynômes correspondant sont reportés dans Tableau 9 :

Coefficients du Polynôme de la courbe 1 en fonction de $\lambda$											
Ordre0	Ordre1	Ordre2	Ordre3	Ordre4	Ordre5	Ordre6	Ordre7	Ordre8	Ordre9	$\lambda$	Réf
0,000	-4,170	3,759	-14,020	-42,792	135,863	-156,962	84,326	-18,941	1,003	1540 nm	[110]
0,005	-5,669	54,412	-256,0168	614,065	-841,404	675,765	-315,805	79,379	-8,266	1555 nm	
-0,0190	15,484	-	777,399	-1652,117	1949,257	-1335,157	525,787	-110,164	9,504	1565 nm	
-0,002	-0,809	2,994	-16,497	40,566	-52,936	39,172	-16,698	3,771	-0,346	1580 nm	
0,007	1,265	-14,665	38,107	-45,228	27,545	-8,538	1,055	0,0378	-0,014	1590 nm	

Tableau 9 : Evolution du polynôme de la courbe 1 en fonction de la longueur d'onde

### III.2.4.3. Paramètre de Chirp

Pour la plupart des courbes d'absorption présentées dans la partie précédente, nous n'avons pas accès aux courbes de Chirp correspondantes. Seules celles correspondant aux courbes 5 et 6 (Figure 79) ont pu être obtenues (Figure 81 et Figure 82). Pour ces composants, en considérant une polarisation au maximum de la zone linéaire (zone offrant une puissance optique maximale et une relative linéarité), autour des 2 V, ainsi que des amplitudes peu élevées pour les signaux RF et OL (1 V max), la valeur moyenne de chirp devrait être de 0,5 environ. Au lieu d'utiliser un polynôme, la valeur constante de 0,5 a été employée, pour l'ensemble des modèles de composants testés. L'importance de cette grandeur est à relativiser : la longueur de transmission des signaux et donc la dispersion étant extrêmement faible, le chirp ne devrait pas avoir d'impact significatif sur les performances.

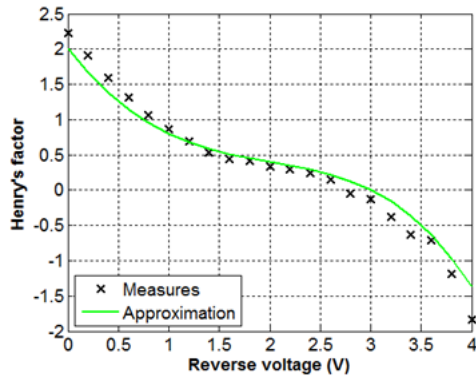


Figure 81 : Evolution du Chirp correspondant à la courbe d'absorption n°5 [103]

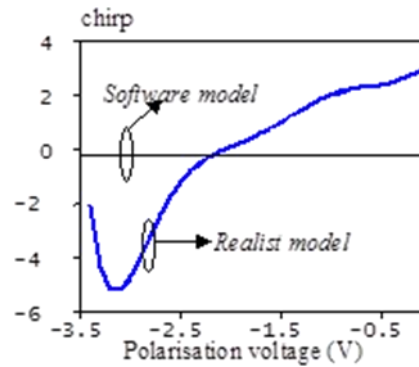


Figure 82 : Evolution du Chirp correspondant à la courbe d'absorption n°6 [114]

### III.2.4.4. Tensions de polarisation

Les tensions de polarisation seront fixées afin d'obtenir les meilleures performances possibles et en particulier, le NF le plus bas possible. Elles seront de quelques volts ou quelques dixièmes de volts et vont différer selon les architectures et selon la fonction du modulateur, au sein d'une topologie donnée (réception du signal OL ou RF).

### III.2.5. Filtres optiques

Après plusieurs tests avec le modèle de fibre à réseau de Bragg en réflexion sous VPI (fonction de Blackman), nous avons remarqué qu'il n'avait pas le comportement souhaité. Lorsque la bande passante du filtre est réduite à quelques GHz, la rejection des signaux hors-bandes augmente. Cette valeur est d'autant plus forte que l'éloignement par rapport à la fréquence centrale est important (Figure 83). Seule la bande passante peut être contrôlée convenablement avec ce modèle.

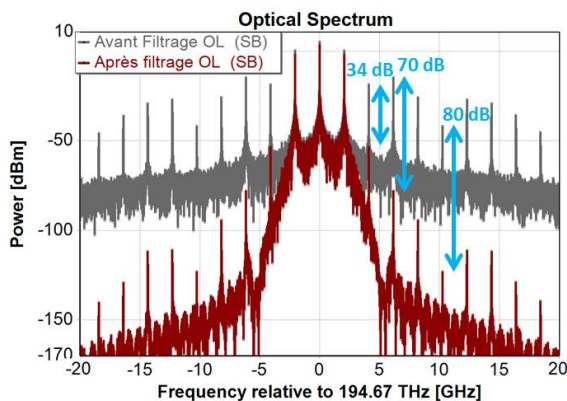


Figure 83 : Réponse d'un filtre à réseau de Bragg, modèle VPI

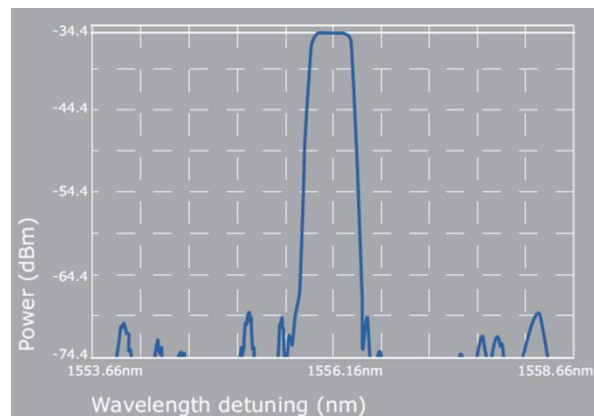


Figure 84 : Réponse d'un filtre à réseau de Bragg, fabricant ixFiber [55]

Il a néanmoins été conservé afin de représenter un cas très performant, où le filtre rejeterait de façon optimale les fréquences parasites dans le spectre optique. Dans les études qui vont suivre, ce modèle sera nommé filtre 1.



Pour simuler un filtrage plus réaliste, un filtre rectangulaire a été utilisé. Compte tenu des spectres présentés par certains fabricants (Figure 84 et [55]), dont la forme de la réponse en fréquence est proche d'un rectangle, ce modèle paraît adapté.

Avec ce modèle, il est possible de contrôler très simplement la bande passante et la réjection du filtre. Des valeurs réalistes issues de datasheet peuvent alors être rentrées dans le modèle. De par la simplicité de sa forme, il permet également de réduire de façon importante le temps de calcul lors des simulations. Il sera nommé filtre 2 dans la suite du rapport.

En associant les deux modèles de filtre aux mêmes pertes d'insertion, il ne devrait pas y avoir de différence de gain et de NF, mais seulement de pureté spectrale. Les signaux électriques utiles, en sortie de convertisseur, sont générés uniquement par battement de signaux optiques contenus dans les bandes passantes des filtres et atténués de la même valeur dans les deux cas (gain constant). La puissance de bruit est calculée au plus proche des signaux utiles et il n'existe aucun filtre capable de séparer très précisément une raie optique du bruit qui lui est accolée : la densité spectrale de bruit proche des signaux utiles sera la même quel que soit le filtre employé (NF constant).

Pour les topologies EAM 2, 3 et 5, le filtre permet de conserver les raies latérales OL et la porteuse optique. Les fréquences RF et OL en sortie de mélangeur sont générées par battement entre la porteuse et les raies RF et OL (fréquences fondamentales) dans le spectre optique. Les raies OL et la porteuse subissant les mêmes atténuations (pertes du filtre), et les raies RF ne subissant aucune atténuation, les isolations RF et OL ne seront pas affectées par le changement de filtre, ni la puissance de la raie à la fréquence 2OL (battement entre les deux raies latérales OL du spectre optique).

En ce qui concerne la topologie EAM 4, la situation est différente : les filtres ne servant à conserver qu'une seule raie latérale, la seconde fréquence RF ou OL et la porteuse optique ne vont pas être atténuées de la même valeur selon le modèle employé. Les isolations vont donc changer.

Pour l'architecture basée sur la modulation croisée du gain du SOA, les deux modèles de filtre vont générer des atténuations différentes sur les harmoniques d'OL, ce qui pourrait changer le comportement du SOA. Le modèle de filtre pourrait donc influencer les performances.

En bande Ku, la bande passante du filtre (filtre 1 et filtre 2) pour les architectures 2, 3 et 5, est de 6,9 GHz. En bande Ku<sup>+</sup>, elle est de 15 GHz et en bande Ka elle correspond à 22,4 GHz. Pour l'architecture 4, elle est toujours de 3 GHz. Dans tous les cas, la réjection des signaux hors-bandes, avec le filtre 2 est de 40 dB (valeur réaliste issue de [55]). Le filtre étant rectangulaire, cette rejection est définie comme étant l'écart en puissance entre la bande passante et la bande coupée lorsqu'on visualise la réponse du filtre (Figure 84). Tous les signaux dont les fréquences sont en dehors de la bande passante seront atténués de la même valeur.

Les pertes d'insertion ont été évaluées à 2 dB pour l'ensemble des filtres. Ces pertes incluent celles des réseaux de Bragg, généralement inférieures à 1 dB et les pertes d'un circulateur qu'il faudrait mettre en place afin d'extraire le signal réfléchi, qui sont de l'ordre du dB.

Pour terminer, les fibres à réseau de Bragg ne sont pas intégrables sur puce et sont incompatibles avec l'idée d'un composant unique réalisant la fonction de mélange. Ces modèles ont tout de même été conservés pour les simulations, en considérant qu'un réseau de Bragg sur guide d'onde pourrait atteindre des performances identiques.

### III.2.6. Paramètres des SOA

Sous VPIphotonics<sup>®</sup>, les paramètres des modèles de SOA de type TLM sont très nombreux. Le Tableau 10 dresse la liste des éléments les plus importants, et donne les valeurs associées, ou des ordres de grandeur.

Paramètre	valeurs
Longueur de la zone active	Quelques centaines de $\mu\text{m}$
Largeur de la zone active	Quelques centaines de nm
Epaisseur de la zone active	Quelques dizaines de nm
Coefficient de pertes internes	3000/m
Indice de group	3.7
Facteur de confinement	0,3
Densité de porteur à la transparence	$1,5 \cdot 10^{24}$
Densité de porteur sans courant	$1 \cdot 10^{24}$
Courant d'injection	Quelques centaines de mA
Bande passante optique	8 THz

Tableau 10 : Paramètres principaux des SOA

Les paramètres qui seront optimisés sont les dimensions de la zone active et le courant d'injection. Les autres paramètres seront fixés.

### III.2.7. Comparaison des résultats aux technologies hyperfréquences

Afin de mieux apprécier les résultats de simulation, il a été décidé de les mettre en regard de performances issues de mélangeurs RF classiques fonctionnant dans des gammes de fréquence proches. Les valeurs sélectionnées sont reportées dans le Tableau 11. Elles correspondent à des valeurs moyennes trouvées dans la littérature. [116] [117] [118] [119]

Résultats	valeurs
Gain de conversion (dB)	-10
$C/I_3$ (dBc) ( $P_{RF} = -10$ dBm)	60
Isolation RF/FI (dB)	-25
Isolation OL/FI (dB)	-35
NF en dB	10
$IIP_3$	Quelques dBm à une dizaine de dBm

Tableau 11 : Performances typiques de mélangeurs hyperfréquences

Les deux technologies ne sont pas réellement comparables, les mélangeurs photoniques étant des systèmes beaucoup plus jeunes, moins éprouvés et les principes physiques mis en jeu dans les deux cas étant très différents. Les valeurs présentées sont celles vers lesquelles il faudrait tendre lorsque les mélangeurs photoniques auront été d'avantage éprouvés.

Enfin, il faut garder à l'esprit que le mélangeur n'est qu'un élément de la charge utile. Ce n'est pas parce qu'un résultat est en dessous de la valeur attendue que le dispositif est forcément mauvais, la faiblesse pouvant être compensée par un autre élément de la chaîne de transmission. Si un mélangeur présente par exemple un gain de conversion faible, mais une excellente linéarité, alors ce défaut pourra être compensé grâce à un des amplificateurs de puissance de la charge utile, dont le gain aura été augmenté. La linéarité de l'amplificateur sera affectée car la tension de polarisation associée sera plus forte (plus d'effets non linéaires), mais le mélangeur présentant une excellente linéarité, la linéarité de l'ensemble mélangeur + amplificateur pourrait être acceptable.

### III.3. Simulations des architectures réalisées à partir d'EAM

Cette partie donne les résultats de simulation obtenus pour les architectures réalisées grâce à des combinaisons de modulateurs électro-absorbants. Ces topologies sont rappelées par les figures suivantes (Figure 85 à Figure 89). Pour les différencier, lors des études qui vont suivre, elles seront désignées par leur numéro.

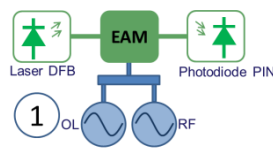


Figure 85 : Architecture EAM 1

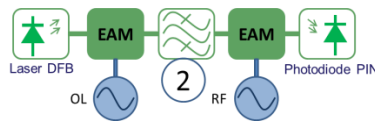


Figure 86 : Architecture EAM 2

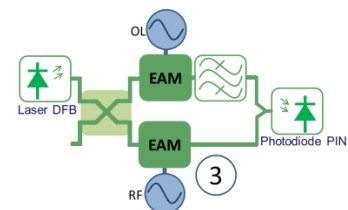


Figure 87 : Architecture EAM 3

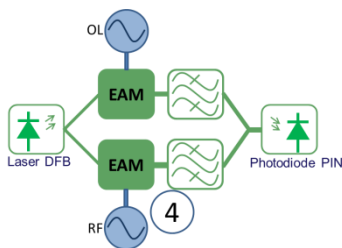


Figure 88 : Architecture EAM 4



Figure 89 : Architecture EAM 5

#### III.3.1. Détermination de la courbe d'absorption

Afin de déterminer la courbe d'absorption la mieux adaptée à l'application visée, chacun des modèles présentés a été testé. Les tensions de polarisation optimales des EAM (un EAM étant lié à l'OL et l'autre au signal RF), pour obtenir le NF le plus faible, ont été extraites dans chaque cas. Pour cela, pour chacune des tensions (EAM OL ou EAM RF), une liste de valeurs a été créée. Elle est caractérisée par un maximum, un minimum, et un pas d'incrément. Les calculs de gain de conversion et de NF ont été réalisés pour chacun des couples de valeurs possibles. Cette méthode permet d'aboutir à un réseau de courbes, comme le montre l'exemple suivant (Figure 90 et Figure 91) :





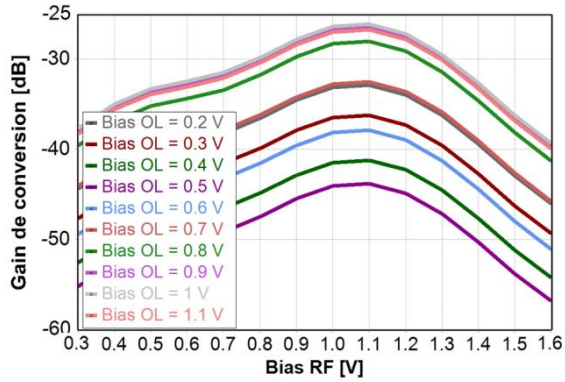


Figure 90: Gain de conversion en fonction des polarisations OL et RF, courbe 1 1550 nm, architecture 4

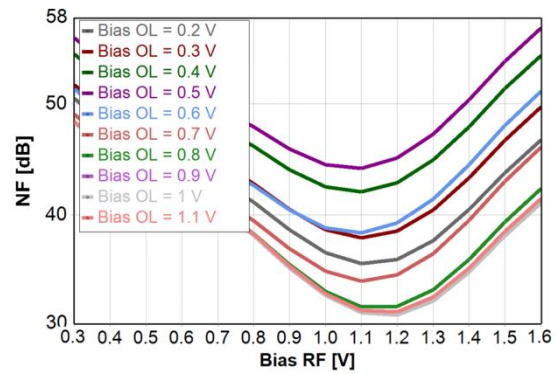


Figure 91 : NF en fonction des polarisations OL et RF, courbe 1 1550 nm, architecture 4

Pour chaque modèle testé, il existe un couple de tensions de polarisation qui permet d'aboutir à un gain de conversion maximum et un couple qui correspond à un NF minimum. Les deux couples de valeurs ne sont pas tout à fait identiques, le maximum de gain (bias RF = 1,1 V) n'étant pas tout à fait aligné sur le NF minimum (bias RF = 1,2 V). La valeur de NF étant la plus critique, c'est le couple qui lui est associé qui sera retenu pour optimiser chacune des architectures. Les résultats obtenus sont reportés dans les tableaux suivants (Tableau 12 à Tableau 14). La fréquence OL a été placée à 2,05 GHz et la fréquence RF à 13 GHz. Ces valeurs n'ont pas une grande importance ici, car les gains de conversion et les NF sont indépendants des fréquences d'entrées, tant que celles-ci sont contenues dans les bandes passantes des composants mis en jeu.

Architecture EAM 1				Architecture EAM 2				
Modèles d'EAM / $\lambda$	NF le plus faible [dB]	Gain associé [dB]	Bias EAM [V]	Modèles d'EAM / $\lambda$	NF le plus faible [dB]	Gain associé [dB]	Bias OL [V]	Bias RF [V]
1 (1540 nm)	29	-25	1,15	1 (1540 nm)	35	-32	0,65	0,5
1 (1550 nm)	29	-26	1,3	1 (1550 nm)	37	-35	0,95	0,95
1 (1555 nm)	29	-25	1,65	1 (1555 nm)	36	-34	0,95	1
1 (1565 nm)	29	-26	1,8	1 (1565 nm)	36	-34	1,05	1,45
1 (1580 nm)	31	-27	2,3	1 (1580 nm)	39	-36	1,5	1,7
1 (1590 nm)	33	-29	3	1 (1590 nm)	42	-40	2,1	2,4
2 (1550 nm)	37	-32	2,4	2 (1550 nm)	44	-41	1,7	1,5
3 (1550 nm)	34	-30	2,9	3 (1550 nm)	44	-41	2	2,2
4 (1550 nm)	37	-33	3,6	4 (1550 nm)	47	-44	2,5	2,8
5 (1550 nm)	35	-31	2,75	5 (1550 nm)	43	-41	1,75	2,0
6 (1550 nm)	31	-28	2,7	6 (1550 nm)	42	-40	1,7	2,1
7 (1550 nm)	30	-27	2,4	7 (1550 nm)	39	-37	1,6	1,9

Tableau 12 : NF et gain de conversion en fonction du modèle d'EAM, architectures 1 et 2

Architecture EAM 3				Architecture EAM 4				
Modèles d'EAM / $\lambda$	NF le plus faible [dB]	Gain associé [dB]	Bias OL [V]	Modèles d'EAM / $\lambda$	NF le plus faible [dB]	Gain associé [dB]	Bias OL [V]	Bias RF [V]
1 (1540 nm)	29	-21	0,5	1 (1540 nm)	32	-28	0,8	0,95
1 (1550 nm)	28	-19	0,9	1 (1550 nm)	31	-27	1	1,2
1 (1555 nm)	29	-21	0,9	1 (1555 nm)	32	-28	0,9	1,4
1 (1565 nm)	28	-18	1,3	1 (1565 nm)	30	-26	1,4	1,6
1 (1580 nm)	31	-22	1,6	1 (1580 nm)	33	-30	1,8	2
1 (1590 nm)	33	-25	2,4	1 (1590 nm)	36	-32	2,4	2,6
2 (1550 nm)	36	-28	1,9	2 (1550 nm)	39	-36	1,9	2,4
3 (1550 nm)	34	-26	2,2	3 (1550 nm)	38	-34	2,3	2,6
4 (1550 nm)	37	-30	2,8	4 (1550 nm)	40	-37	2,9	3,1
5 (1550 nm)	34	-36	2,0	5 (1550 nm)	38	-35	2	2,5
6 (1550 nm)	32	-24	1,9	6 (1550 nm)	35	-32	1,9	2,3
7 (1550 nm)	29	-21	1,8	7 (1550 nm)	32	-28	1,8	2,1

Tableau 13 : NF et gain de conversion en fonction du modèle d'EAM, architectures 3 et 4

Architecture EAM 5			
Modèles d'EAM / $\lambda$	NF le plus faible [dB]	Gain correspondant [dB]	Bias EAM [V]
1 (1540 nm)	34	-30	0,55
1 (1550 nm)	34	-30	1
1 (1555 nm)	35	-31	1,1
1 (1565 nm)	35	-31	1,45
1 (1580 nm)	36	-32	1,8
1 (1590 nm)	38	-35	2,45
2 (1550 nm)	40	-35	1,5
3 (1550 nm)	39	-35	2,3
4 (1550 nm)	40	-37	2,9
5 (1550 nm)	40	-37	2,2
6 (1550 nm)	38	-35	2,1
7 (1550 nm)	36	-33	1,9

Tableau 14 : NF et gain de conversion en fonction du modèle d'EAM, architecture 5

Les caractéristiques offrant les NF les plus faibles sont les courbes qui portent le numéro 1. Les deux meilleurs résultats sont surlignés en vert (en comptant les doublons). Pour les architectures 1, 2, et 5, le meilleur NF est obtenu à l'aide de la courbe à 1540 nm. Pour les architectures 3 et 4, ce sont les modèles à 1550 et 1565 nm qui sont les plus intéressants.

Pour l'ensemble des études qui vont suivre, il a été choisi de travailler avec la courbe correspondant à 1540 nm. En plus d'être performante, elle est aussi à associer aux tensions de polarisation les plus faibles, soit à la consommation la plus faible. En ne tenant pas compte de ce paramètre, les courbes à 1565 nm et à 1550 nm auraient été des choix appropriés.

Enfin, une autre solution aurait pu consister à faire du cas par cas, et à choisir pour chaque architecture la courbe qui offre le meilleur NF, mais nous avons choisi de ne pas complexifier d'avantage les simulations. De plus, les résultats présentés sont ici arrondis au dB, les différences minimales entre résultats sont donc à relativiser.

Cette étude a été réalisée à l'aide filtre 1.

### III.3.2. Performances des architectures EAM

Une fois la courbe d'absorption choisie, l'ensemble des performances des mélangeurs construits à partir d'EAM a été calculé. De nombreuses simulations ont été menées pour aboutir aux résultats les plus pertinents qui sont reportés dans le Tableau 15. Les valeurs très favorables, par rapport aux technologies RF, ont été écrites en vert.

Architecture	EAM 1	EAM 2	EAM 3	EAM 4	EAM 5	Hyperfréquence
Puissance RF (dBm)	-25					-
Puissance OL (dBm)	10					-
Puissance laser (dBm)	15		18		13	-
Bias OL (V or mA)	1.14	0,65	0,60	0.68	80 mA	-
Bias RF (V)		0,47	1,00	0.95	0.54	-
Puissance sur la photodiode (dBm)	2	-1	3	-1	3	-
Gain de conversion (dB)	-25	-32	-20	-28	-31	-10
C/I3 (dBc)	75	68	71	71	69	60
Isolation RF/FI (dB)	2,6	3	-3	-31 / ∞	10	-25
Isolation OL/FI (dB)	34	33	28	1 / -25	32	-35
NF (dB)	29	34	29	33	36	10

Tableau 15 : Performances des 5 architectures EAM

Les résultats obtenus avec les deux modèles de filtre ont été les mêmes, à 2 dB près (valeurs arrondies), sauf pour l'architecture 4. Les résultats les plus défavorables ont été conservés. En ce qui concerne le mélangeur n°4, et conformément aux explications du paragraphe III.2.5, les valeurs des isolations diffèrent selon le modèle de filtre utilisé. La première valeur correspond au filtre 2 et la seconde au filtre 1.

Avec un gain de conversion de -20 dB et un NF de 29 dB, l'architecture 3 offre les meilleures performances. L'emploi du coupleur en X permet également une meilleure réjection des fréquences RF et OL en sortie, en comparaison des architectures 1, 2 et 5. La fréquence RF est même en dessous du signal utile FI.

La topologie ayant les moins bonnes performances est la topologie 2. Les importantes pertes introduites par la mise en série des EAM conduisent au gain de conversion le plus faible : -32 dB. Elle présente également un fort NF : 34 dB. Cependant, cette valeur est presque l'opposé du gain de conversion. La différence entre le NF et le gain de conversion correspond à la puissance de bruit ajoutée par le dispositif testé. Le mélangeur 2 est donc celui qui introduit le moins de bruit électrique (2 dB). Pour les autres, les valeurs de gain et de NF en valeurs absolues sont beaucoup plus éloignées.

L'architecture 4 possède un NF important, 33 dB, et un gain faible, mais montre les meilleures isolations. Avec le modèle de filtre 2 la fréquence RF est rejetée de 31 dB par rapport à la fréquence FI, et la raie OL se trouve presque au même niveau que cette dernière (1 dB d'écart).



Avec le modèle de filtre 1, la raie OL dans le spectre de sortie se trouve 25 dB en dessous du signal utile et la fréquence RF est totalement supprimée. L'isolation est alors parfaite, dans le cas où le filtrage est optimal.

Les autres topologies ne peuvent pas empêcher les signaux RF et OL d'apparaître fortement en sortie de convertisseur. La plupart des valeurs d'isolation sont positives alors qu'elles devraient être négatives ce qui traduit une très mauvaise rejection des signaux entrants.

La structure 5 est la plus bruitée, avec un NF de 36 dB. Le gain de conversion est le moins favorable après l'architecture 2 : -31 dB. Ces performances relativement faibles sont à associer à la modulation directe du laser, et à son faible rendement de modulation. Seulement 25 % (rendement du laser) du signal OL est converti en signal optique et participe à la génération du signal FI par battement. Ainsi le gain et le NF sont fortement pénalisés.

La première topologie, présente le NF le plus intéressant (avec l'architecture 3), ainsi qu'un gain de conversion de -25 dB. L'utilisation d'un seul modulateur permet de réduire les pertes en ligne.

Dans tous les cas, les rapports  $C/I_3$  sont excellents, et dépassent ceux des technologies RF. Les produits d'intermodulation sont rejetés de 75 à 68 dB par rapport à la porteuse, ce qui traduit un bon fonctionnement lorsque plusieurs signaux RF sont envoyés dans le mélangeur, ainsi qu'une excellente linéarité. Les contraintes en matière de linéarité sur les amplificateurs de puissance au sein de la charge utile pourraient donc être abaissées, les rapports  $C/I_3$  des mélangeurs réalisés à partir d'EAM étant supérieurs à ceux des mélangeurs hyperfréquences.

Pour terminer, il a été décidé de faire figurer la puissance optique sur la photodiode parmi les résultats. Cette valeur permet de choisir le photorécepteur le plus adapté à chaque structure, en connaissant la puissance de saturation minimale. Elle permet aussi d'identifier les topologies les plus impactées par le bruit de grenaille (proportionnel à la puissance détectée). Ici, des photorécepteurs standards (PIN) peuvent être utilisés.

### III.3.3. Analyse de la pureté spectrale des architectures EAM, filtre 2

Les spectres de sortie, pour une fréquence OL de 2,05 GHz et une fréquence RF de 13 GHz (conversion de fréquence en bande Ku) sont donnés par les Figure 92 à Figure 96. Les Figure 93 à Figure 96 ont été obtenues avec le modèle de filtre 2 et l'architecture 1 (Figure 92) n'emploie pas de technique de filtrage. Dans chaque cas, la bande utile, 10,7-12,75 GHz, est représentée en vert.

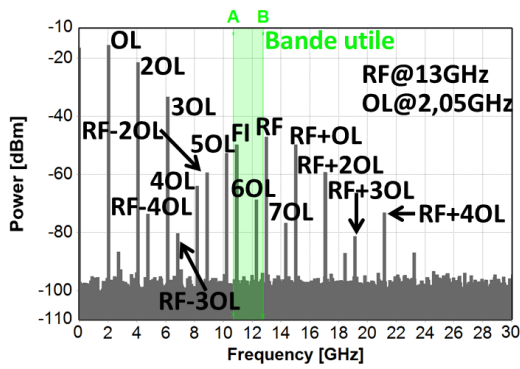


Figure 92: Spectre de l'architecture 1, bande Ku/Ku

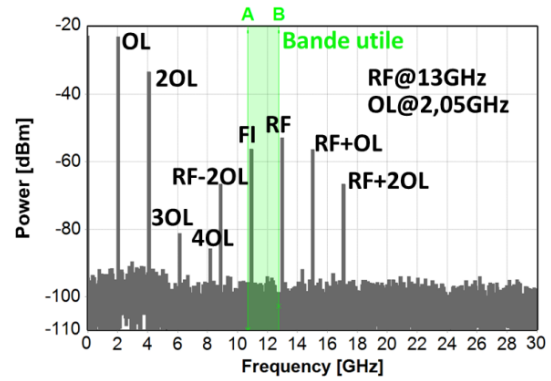


Figure 93 : Spectre de l'architecture 2, bande Ku/Ku, filtre 2

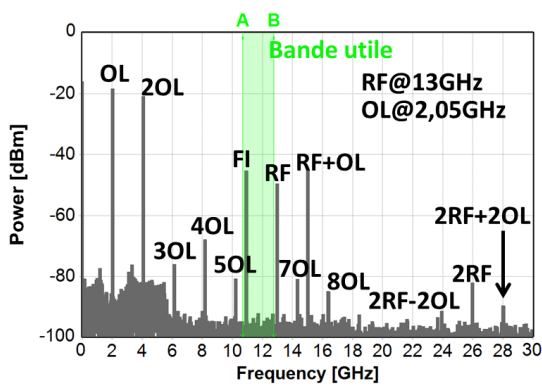


Figure 94 : Spectre de l'architecture 3, bande Ku/Ku, filtre 2

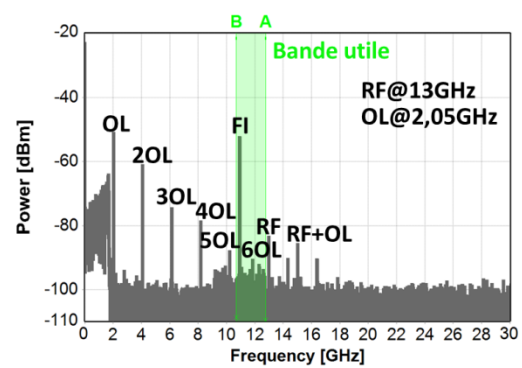


Figure 95 : Spectre de l'architecture 4, bande Ku/Ku, filtre 2

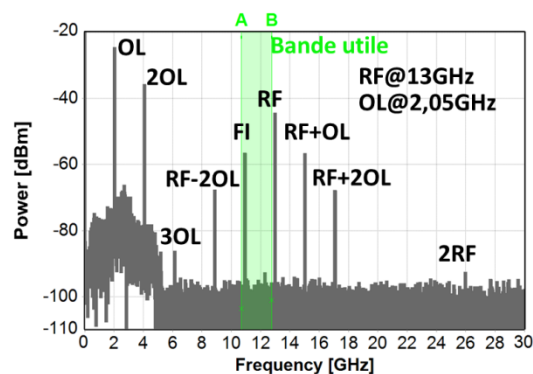


Figure 96 : Spectre de l'architecture 5, bande Ku/Ku, filtre 2

La première topologie possède la pureté spectrale la plus défavorable : elle génère un très grand nombre d'harmoniques d'OL (jusqu'à 8OL) et de combinaisons de type  $RF \pm nOL$  (jusqu'à  $n=5$ ). En particulier la fréquence 6OL se trouve dans la bande utile, et est donc très fortement pénalisante : On ne peut pas utiliser cette architecture pour ce plan de fréquence.

Les mélangeurs 2 et 5, étant tous deux constitués de deux modulateurs en série, ils présentent des spectres RF quasi-identiques. Ils comprennent les trois premières harmoniques d'OL, ainsi que la fréquence RF et les combinaisons  $RF \pm nOL$ , avec  $n \leq 2$ .

L'architecture 5 possède aussi la raie 2RF et la topologie 2 la raie 4OL, mais leurs niveaux de puissance sont faibles. Dans les deux cas, la pureté spectrale est intéressante, et aucune raie parasite ne se trouve dans la bande utile.

La topologie 3 met en jeu un très grand nombre d'harmoniques d'OL, jusqu'à l'ordre 8, mais l'ordre 6 est fortement atténué et se situe au niveau du plancher de bruit. Les fréquences OL et 2OL ont des niveaux élevés, puis les autres harmoniques décroissent rapidement. Par rapport aux architectures 2 et 5, les fréquences  $RF \pm 2OL$  sont annulées. Les raies  $2RF \pm nOL$ , avec  $n \in [0 ; 2]$ , apparaissent mais leur niveau est extrêmement faible.

L'architecture 4 offre une pureté spectrale proche de la n°3, sauf que la raie RF et la fréquence image,  $RF+OL$ , sont énormément atténuées de par la technique de filtrage utilisée. Elle est la seule à présenter cette propriété.

Enfin, pour les topologies 2, 3, et 5, et bien qu'il n'y ait pas de parasite dans la bande utile, la présence de la raie RF de forte puissance, accolée à cette dernière, est problématique. Ce signal doit impérativement être filtré pour assurer un fonctionnement normal de la charge utile. L'isolation des mélangeurs doit être améliorée.

Afin d'analyser en détail la pureté spectrale, il convient d'étudier tous les plans de fréquence présentés dans le paragraphe III.2.2. Contrairement au cas des mélangeurs RF, les amplitudes des signaux ne varient pas avec les fréquences des signaux RF et OL tant qu'on travaille dans la bande passante électrique des EAM. On peut admettre que les différentes raies ne subissent qu'une translation dans le spectre, suivant les fréquences d'entrée. Partant de ce principe, un programme sous Excel a été écrit afin de calculer la position des raies créées, en fonction des différents plans de fréquence étudiés. Il indique dans chaque cas la présence de signaux parasites dans la bande utile. Pour ne pas alourdir le corps du document, tous les spectres correspondants ne seront pas reportés ici. Mais à titre d'exemple, les Figure 97 et Figure 98, représentent le spectre de sortie de l'architecture qui génère le plus de spurious (EAM 1), pour deux plans de fréquence Ku<sup>+</sup>/Ku et Ka/Ka. Elles donnent une bonne idée de la position des raies parasites pour ces plans de fréquence.

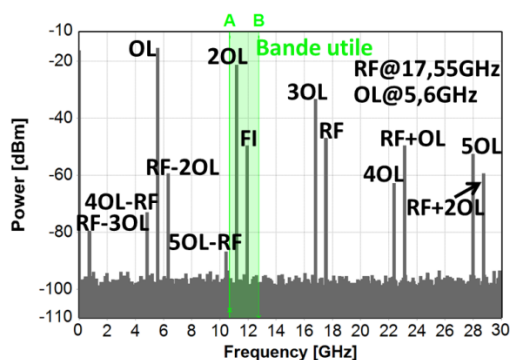


Figure 97 : Spectre de l'architecture 1, Ku<sup>+</sup>/Ku

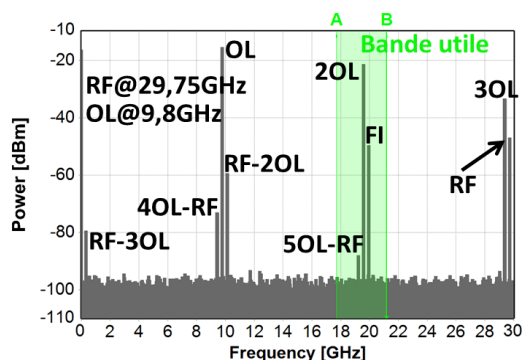


Figure 98 : Spectre de l'architecture 1, Ka/Ka

Le Tableau 16 liste les raies parasites qui apparaissent dans la bande pour l'ensemble des architectures et des plans de fréquence étudiés. Leurs amplitudes sont données en dBm, s'il s'agit d'harmoniques d'OL et en dBc dans le cas contraire (convention). Les niveaux du signal utile FI sont également reportés pour une meilleure compréhension.



Architecture 1 FI@-50 dBm					Architecture 2 FI@-57 dBm				
Parasite in-band	Amplitude	Plan de fréquence			Parasite in-band	Amplitude	Plan de fréquence		
		type	OL [GHz]	Plage RF [GHz]			type	OL [GHz]	Plage RF [GHz]
2OL	-21 dBm	Ku <sup>+</sup> /Ku	5,6	17,3 – 17,8	2OL	-34 dBm	Ku <sup>+</sup> /Ku	5,6	17,3 – 17,8
2OL	-21 dBm	Ka/Ka	9,8	29,5 - 30	2OL	-34 dBm	Ka/Ka	9,8	29,5 - 30
2OL	-21 dBm	Ka/Ka	9,8	28 - 31	2OL	-34 dBm	Ka/Ka	9,8	28 - 31
4OL	-64 dBm	Ku/Ku	2,8	13,75 - 14	4OL	-86 dBm	Ku/Ku	2,8	13,75 - 14
4 OL	-64 dBm	Ku/Ku	2,8	14 – 14,5	4OL	-86 dBm	Ku/Ku	2,8	14 – 14,5
4 OL	-64 dBm	Ku/Ku	3,05	13,75 – 14,75	4OL	-86 dBm	Ku/Ku	3,05	13,75 – 14,75
5 OL	-53 dBm	Ku/Ku	2,3	13 – 13,25	Architecture 3 FI@-45 dBm				
5 OL	-53 dBm	Ku/Ku	2,3	13,75 - 14	Parasite in-band	Amplitude	Plan de fréquence		
6 OL	-69 dBm	Ku/Ku	2,05	12,75 – 13,25			type	OL [GHz]	Plage RF [GHz]
RF-4OL	-24 dBc	Ku <sup>+</sup> /Ku	7,4	18,1 – 18,4	2OL	-21 dBm	Ku <sup>+</sup> /Ku	5,6	17,3 – 17,8
RF-5OL	-37 dBc	Ka/Ka	9,8	29,5 - 30	2OL	-21 dBm	Ka/Ka	9,8	29,5 - 30
RF-5OL	-37 dBc	Ka/Ka	9,8	28 - 31	2OL	-21 dBm	Ka/Ka	9,8	28 - 31
Architecture 4 FI@-53 dBm					4OL	-68 dBm	Ku/Ku	2,8	13,75 - 14
Parasite in-band	Amplitude	Plan de fréquence			4 OL	-68 dBm	Ku/Ku	2,8	14 – 14,5
		type	OL [GHz]	Plage RF [GHz]	4 OL	-68 dBm	Ku/Ku	3,05	13,75 – 14,75
2OL	-61 dBm	Ku <sup>+</sup> /Ku	5,6	17,3 – 17,8	5 OL	-81 dBm	Ku/Ku	2,3	13 – 13,25
2OL	-61 dBm	Ka/Ka	9,8	29,5 - 30	5 OL	-81 dBm	Ku/Ku	2,3	13,75 - 14
2OL	-61 dBm	Ka/Ka	9,8	28 - 31	Architecture 5 FI@-56 dBm				
4OL	-78 dBm	Ku/Ku	2,8	13,75 - 14	Parasite in-band	Amplitude	Plan de fréquence		
4 OL	-78 dBm	Ku/Ku	2,8	14 – 14,5			type	OL [GHz]	Plage RF [GHz]
4 OL	-78 dBm	Ku/Ku	3,05	13,75 – 14,75	2OL	-37 dBm	Ku <sup>+</sup> /Ku	5,6	17,3 – 17,8
5 OL	-87 dBm	Ku/Ku	2,3	13 – 13,25	2OL	-37 dBm	Ka/Ka	9,8	29,5 - 30
5 OL	-87 dBm	Ku/Ku	2,3	13,75 - 14	2OL	-37 dBm	Ka/Ka	9,8	28 - 31
6 OL	-92 dBm	Ku/Ku	2,05	12,75 – 13,25	Tableau 16 : Fréquences parasites apparaissant dans la bande utile, architectures 1 à 5, filtre 2				

L'architecture 1, de par la présence de nombreux harmoniques d'OL de fortes puissances, est très pénalisante. La bande Ku/Ku est parasitée par les fréquences 4OL, 5OL et 6OL et la bande Ka/Ka par les fréquences 2OL et RF-5OL. En ce qui concerne la bande Ku<sup>+</sup>/Ku, l'architecture 1 est totalement inutilisable, à cause des fréquences parasites 2OL et RF-4OL. En bande Ku/Ku elle n'est compatibles qu'avec les OL à 2,55 GHz et 3,3 GHz, et avec en bande Ka/Ka elle ne convient que pour les OL à 8,3 et 11,1 GHz.

Les topologies 3 et 4 font également intervenir de nombreuses harmoniques d'OL, jusqu'aux ordres 5 et 6 respectivement. Même si leurs niveaux sont plus faibles que dans le cas de l'architecture 1, ils restent problématiques et elles ne peuvent pas être mise en œuvre dans les plans de fréquence associés. La fréquence RF-4OL n'étant plus présente, la bande Ku<sup>+</sup>/Ku, devient utilisable, avec un OL à 7,4 GHz. L'architecture 3, en bande Ku/Ku avec l'OL à 2,05 GHz, devient compatible.

L'architecture 2 possède une pureté spectrale plus intéressante, et seules les fréquences 2OL et 4OL posent problème. La moitié des plans de fréquence en bandes Ku<sup>+</sup>/Ku et Ka/Ka sont disponibles ainsi que la plupart des plans de fréquence en bande Ku/Ku.



La topologie 5 présente ici la meilleure pureté spectrale, avec une seule harmonique critique : 2OL. Cette architecture est donc autorisée pour la moitié des plans de fréquence en bandes Ku<sup>+</sup>/Ku et Ka/Ka, et pour la totalité de la bande Ku/Ku. En considérant que le problème de la proximité de la fréquence RF avec la bande utile a été résolu, cela permettrait d'intégrer aux charges utiles un mélangeur Ku/Ku très large bande, compatible avec la volonté de converger vers une charge utile universelle.

Enfin, il faut noter que lorsqu'une fréquence apparaît dans la bande utile et dans certaines conditions, il est tout de même possible de la filtrer. En contrepartie la taille de la bande passante sera considérablement réduite. Cette opération est très rare, et dans la majorité des cas une double conversion de fréquence lui est préférée.

### III.3.4. Analyse de la pureté spectrale des architectures EAM, filtre 1

Dans les mêmes conditions que précédemment (fréquence OL de 2,05 GHz et fréquence RF de 13 GHz : bande Ku), les Figure 99 à Figure 102 reportent les résultats obtenus avec le modèle de filtre 1. Dans chaque cas, la bande utile, 10,7-12,75 GHz, est représentée en vert. Ici, le spectre de l'architecture 1 n'a pas été reporté, car elle n'emploie aucun filtre optique.

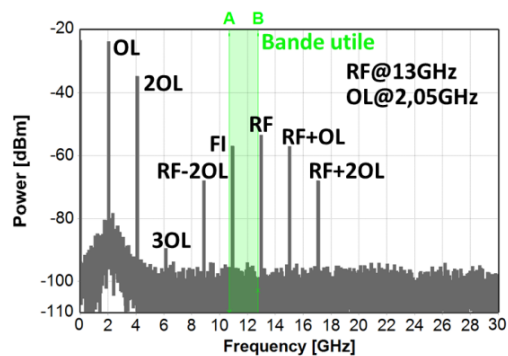


Figure 99 : Spectre de l'architecture 2, bande Ku/Ku, filtre 1

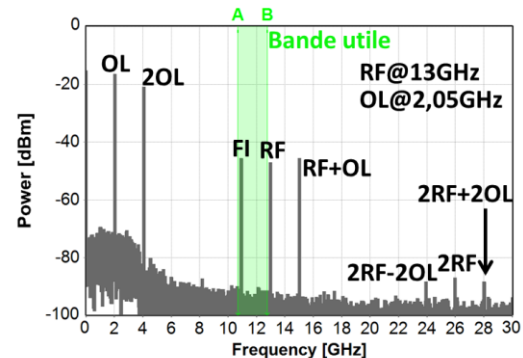


Figure 100 : Spectre de l'architecture 3, bande Ku/Ku, filtre 1

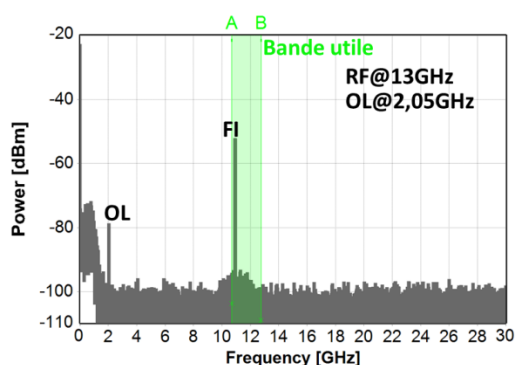


Figure 101 : Spectre de l'architecture 4, bande Ku/Ku, filtre 1

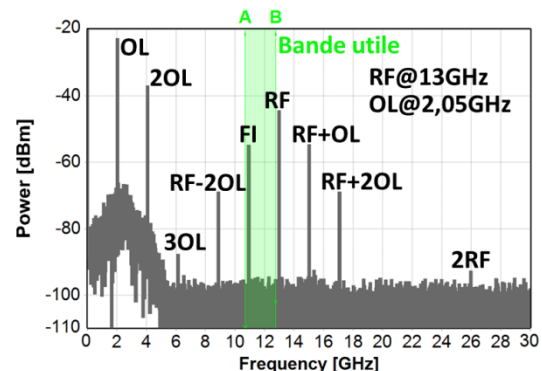


Figure 102 : Spectre de l'architecture 5, bande Ku/Ku, filtre 1

Pour tous les cas étudiés, la plupart des harmoniques d'OL ont été supprimées et l'ordre maximum est maintenant l'ordre 3 pour les architectures 2 et 5.

L'architecture 4 bénéficie maintenant de la meilleure pureté spectrale, car seulement les fréquences OL et FI apparaissent dans le spectre électrique.

La topologie 3 possède la meilleure pureté spectrale, après l'architecture 4. Par rapport aux architectures 2 et 5, les raies 3OL et  $RF \pm 2OL$  sont annulées. Les raies  $2RF \pm nOL$ , avec  $n \in [0 ; 2]$ , apparaissent mais leur niveau est extrêmement faible.

Le Tableau 17 présente la mise à jour de la liste des fréquences parasites, obtenue à l'aide du modèle de filtre 1 :

Architecture 2 FI@-57 dBm					Architecture 3 FI@-45 dBm				
Parasite in-band	Amplitude	Plan de fréquence			Parasite in-band	Amplitude	Plan de fréquence		
		type	OL [GHz]	Plage RF [GHz]			type	OL [GHz]	Plage RF [GHz]
2OL	-34 dBm	Ku <sup>+</sup> /Ku	5,6	17,3 – 17.8	2OL	-21 dBm	Ku <sup>+</sup> /Ku	5,6	17,3 – 17.8
2OL	-34 dBm	Ka/Ka	9,8	29,5 - 30	2OL	-21 dBm	Ka/Ka	9,8	29,5 - 30
2OL	-34 dBm	Ka/Ka	9,8	28 - 31	2OL	-21 dBm	Ka/Ka	9,8	28 - 31
Architecture 4 FI@-53 dBm					Architecture 5 FI@-56 dBm				
Parasite in-band	Amplitude	Plan de fréquence			Parasite in-band	Amplitude	Plan de fréquence		
		type	OL [GHz]	Plage RF [GHz]			type	OL [GHz]	Plage RF [GHz]
Aucun	-	-	-	-	2OL	-37 dBm	Ku <sup>+</sup> /Ku	5,6	17,3 – 17.8
					2OL	-37 dBm	Ka/Ka	9,8	29,5 - 30
					2OL	-37 dBm	Ka/Ka	9,8	28 - 31

Tableau 17: Fréquences parasites apparaissant dans la bande utile, architectures 2 à 5, filtre 1

Pour les architectures 2, 3 et 5, la raie 2OL pose problème et perturbe la bande utile, en bande Ku<sup>+</sup>/Ku quand l'OL vaut 5,6 GHz et en bande Ka/Ka quand l'OL vaut 9,8 GHz. Ces plans de fréquence sont donc à éviter. Ces topologies sont destinées à être employées en bande Ku<sup>+</sup>/Ku et Ka/Ka lorsque les fréquences d'OL valent 7,4 8,3 et 11,1 GHz. La bande Ku/Ku peut être utilisée intégralement et ces topologies pourraient servir de mélangeur universel, si la raie RF peut être suffisamment réduite par la charge utile.

Enfin, en considérant un filtrage optimal (réjection non disponible pour le moment) l'architecture 4 serait capable de fonctionner avec toutes les bandes étudiées, et ne présenterait plus aucune raie parasite. En choisissant judicieusement les fréquences centrales des filtres, elle permettrait d'obtenir un mélangeur universel pour chacune des bandes. Par contre, il est impossible d'avoir un seul mélangeur qui fonctionnerait avec l'ensemble des bandes de façon simultanée ou un design unique qui serait adapté à toutes les bandes. Les fréquences centrales et les largeurs de bande des filtres doivent être réajustées selon la configuration visée : Ku/Ku, Ku<sup>+</sup>/Ku ou Ka/Ka.

### III.3.5. Rejection optimale des filtres optiques

Après l'étude des deux modèles de filtre, il est logique de se demander quelles seraient les améliorations à apporter au modèle 2 (réaliste) afin d'obtenir des résultats semblables au modèle 1 (optimal). Une étude des fréquences parasites a donc été menée en fonction de la réjection du filtre 2 (facilement contrôlable). Le filtre étant rectangulaire, cette rejection est définie comme l'écart de puissance entre le centre du filtre et les signaux hors bandes, tous atténués de la même valeur.

Le Tableau 18 indique, pour les architectures 2 à 5, quelles seraient les réjections de filtre qui permettraient de maintenir la raie à la fréquence 4OL en dessous du plancher de bruit. Il s'agit de la première harmonique d'OL qui est pénalisante en bande Ku/Ku. Pour les bandes Ku<sup>+</sup>/Ku et Ka/Ka, la fréquence la plus critique est 2OL, mais celle-ci ne peut pas être supprimée via les architectures 2, 3 et 5 et est très difficilement atténuable avec la topologie 4.

Architecture	Réjection optimale [dB]
2	48
3	65
4	60
5	45

Tableau 18 : Réjections optimales pour le filtre 2

Les architectures 2 et 5 requièrent des filtres très performants, mais réalisables, alors que les topologies 3 et 4 nécessitent des composants qui ne sont pas encore disponibles commercialement.

### III.3.6. Point d'interception d'ordre 3

Les tracés des points d'interception d'ordre 3 sont illustrés par les Figure 103 à Figure 107 :

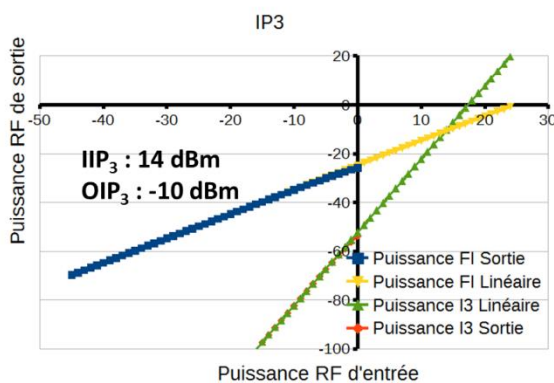


Figure 103 : IP<sub>3</sub> de l'architecture 1

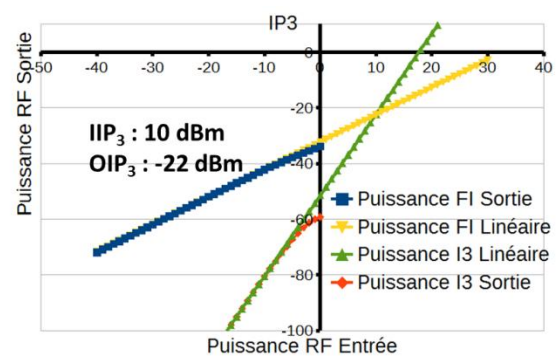


Figure 104 : IP<sub>3</sub> de l'architecture 2

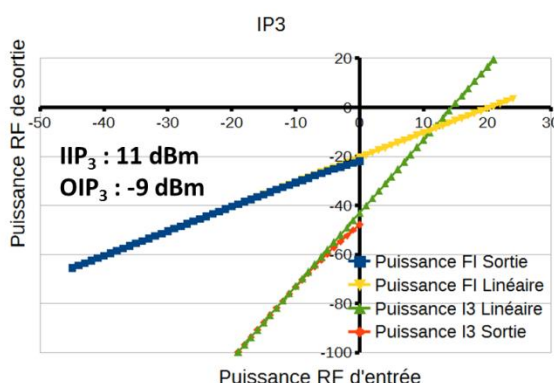


Figure 105 : IP<sub>3</sub> de l'architecture 3

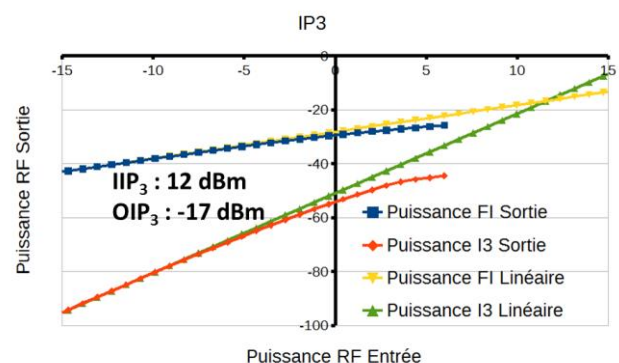


Figure 106 : IP<sub>3</sub> de l'architecture 4



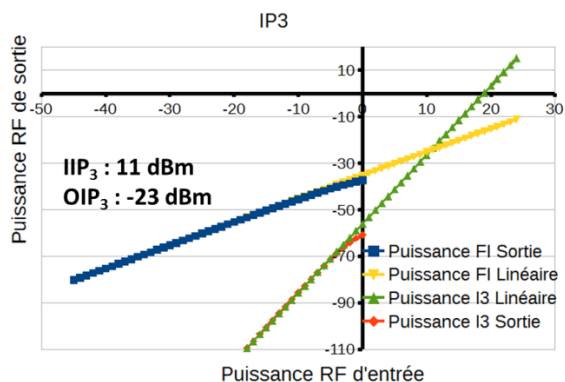


Figure 107 IP3 de l'architecture 5

Les  $IIP_3$  des architectures EAM sont tous compris entre 10 dBm et 14 dBm. Les mélangeurs photoniques présentés ont donc une linéarité égale à celle des mélangeurs hyperfréquences, voire meilleure. Cependant, les  $OIP_3$  sont faibles : ils évoluent entre -9 dBm et -23 dBm. Cela est dû aux faibles gains de conversion des topologies EAM et ce paramètre doit être amélioré.

Dans tous les cas, les puissances des produits d'intermodulation d'ordre 3 croissent trois fois plus vite que la puissance utile, comme c'est le cas pour les mélangeurs électriques. La différence entre l' $OIP_3$  et l' $IIP_3$  correspond, à quelques dB près au gain de conversion, comme le prévoit la théorie.

Enfin, pour valider les résultats présentés, le tracé des points d'interception d'ordre trois et le calcul des coordonnées de l' $IP_3$  via le rapport  $C/I_3$  et le gain de conversion ont été comparés. Ces derniers sont reportés dans le Tableau 19 et montrent que des résultats similaires ont été obtenus.

Architecture	1	2	3	4	5
Gain de conversion [dB]	-25	-32	-20	-28	-31
$OIP_3-IIP_3$ [dB]	-24	-32	-20	-29	-34
$0,5.(C/I_3)$ -Gain de conversion [dB]	12,5	9	10,5	10,5	9,5
$IIP_3$ [dB]	14	10	11	12	11

Tableau 19 : Comparaison IP3 / Analyse des performances, architectures EAM

Les quelques différences observées viennent du fait qu'il est difficile de tracer avec précision les extrapolations linéaires des courbes de la puissance utile et des produits d'intermodulation et donc de déterminer où se situe la zone linéaire et où commence la zone de saturation. Toute variation de la pente ou de l'ordonnée à l'origine de ces courbes induit un grand déplacement de l' $IP_3$ .



### III.3.7. Etude paramétrique

Les études précédentes ont montré que les architectures basées sur le modulateur électro-absorbant sont compatibles avec certains plans de fréquence en bandes Ku/Ku, Ku<sup>+</sup>/Ku et Ka/Ka. Cependant, les gains de conversion sont plutôt faibles et les facteurs de bruit élevés. Les parties suivantes montrent les études qui ont été réalisées sur ces deux paramètres, en fonction de la puissance optique délivrée par le laser DFB, de la puissance de l'oscillateur local, de la puissance du signal RF, des pertes d'insertion des modulateurs et de la sensibilité de la photodiode. Les résultats aiguilleront sur les améliorations technologiques à apporter aux divers composants afin d'améliorer les performances.

Lorsqu'un paramètre évolue (puissance, pertes...), les autres sont fixées et correspondent aux valeurs présentées dans le paragraphe III.2.

#### III.3.7.1. Etude en fonction de la puissance optique

Ces études ont montré que le gain de conversion augmente linéairement avec la puissance laser et que le NF décroît jusqu'à tendre vers une valeur finie. Le gain de conversion peut donc être amélioré de façon significative, alors que le NF ne peut pas descendre en dessous d'une limite physique, où le gain ne compense plus le bruit ajouté. Ce bruit correspond ici au bruit de grenaille, qui est directement proportionnel à la puissance optique sur le photodétecteur. Les Figure 108 et Figure 109 montrent un exemple de tracé, pour l'architecture 2.

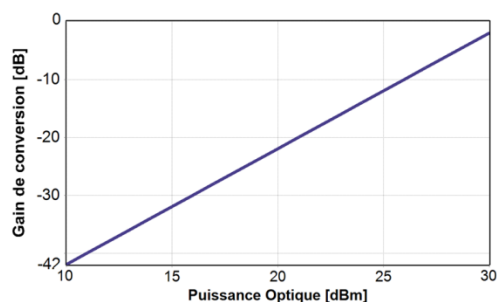


Figure 108 : Gain de conversion en fonction de la puissance optique, architecture 2

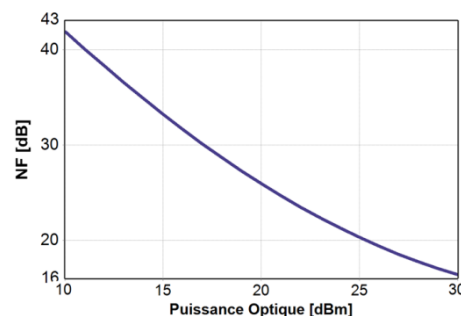


Figure 109 : NF en fonction de la puissance optique, architecture 2

Pour cette étude, l'architecture 5 a été traitée séparément des autres, car elle emploie la modulation directe du laser.

Le Tableau 20 donne l'ensemble des résultats, pour des puissances optiques de 15 dBm, 20 dBm et 25 dBm, dont le choix est justifié ci-après. La première valeur correspond aux résultats déjà obtenus lors des études précédentes. La seconde correspond à la puissance maximale que peut délivrer par un laser DFB commercial. Cette puissance est pour le moment trop grande en entrée d'un EAM mais est compatible avec la plupart des MZM. La dernière valeur représente une amélioration technologique importante.



Architecture	Puissance optique à 15 dBm		Puissance optique à 20 dBm		Puissance optique à 25 dBm	
	Gain [dB]	NF [dB]	Gain [dB]	NF [dB]	Gain [dB]	NF [dB]
1	-25	29	-15	24	-5	22
2	-32	34	-22	25	-12	20
3	-20	29	-10	28	0	28
4	-28	33	-18	30	-8	29

Tableau 20 : Evolution du gain et du NF en fonction de la puissance laser, architectures 1, 2, 3, 4

Une augmentation de la puissance laser de 5 dB permet d'améliorer le gain de conversion de 10 dB. Si les EAM pouvaient supporter la même puissance optique que les MZM, les gains de conversion pourraient être proches des gains de conversion des mélangeurs hyperfréquences. En particulier, l'architecture 3 pourrait présenter un gain identique. En ce qui concerne les facteurs de bruit, ils pourraient être améliorés de 5 et 10 dB respectivement pour les topologies 1 et 2, ce qui n'est pas négligeable. En revanche, sur les architectures 3 et 4, la diminution du NF serait moins significative : 1 dB et 3 dB.

En ce qui concerne l'architecture 5, une autre démarche a été suivie : c'est le rendement du laser qui varie. Ce paramètre lie la puissance électrique entrante et la puissance optique sortante du laser. Il conditionne la puissance des raies OL dans le spectre optique et donc la valeur du gain de conversion et du NF. Les résultats sont visibles via la Figure 110 et la Figure 111. En considérant une amélioration importante du rendement du laser, 10 % (intégration parfaite avec l'EAM), de faibles améliorations seraient obtenues : le gain de conversion augmenterait de 5 dB, et le NF diminuerait de 2 dB. Des tests ont également été réalisés sur le courant de polarisation du laser et n'ont pas permis d'améliorer les performances.

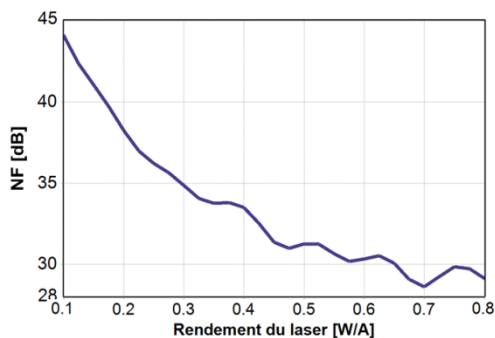


Figure 110 : Evolution du NF en fonction du rendement laser, architecture 5

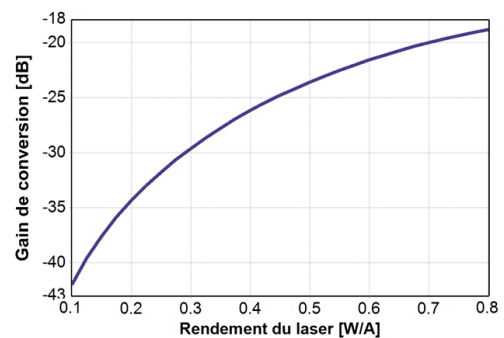


Figure 111 : Evolution du gain en fonction du rendement laser, architecture 5



### III.3.7.2. Etude en fonction de la puissance OL

Lorsque la puissance OL évolue, les architectures 1, 2, 3 et 4 présentent un comportement similaire. A titre d'exemple, les Figure 112 et Figure 113 montrent les évolutions du gain et du NF pour l'architecture 4 :

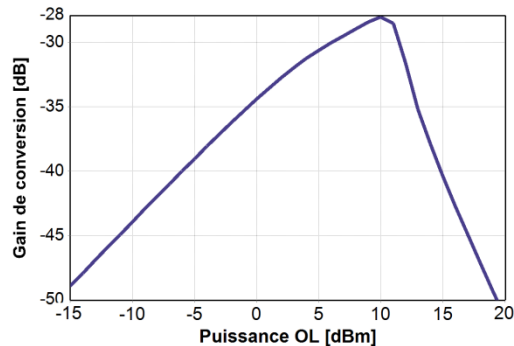


Figure 112 : Gain de conversion en fonction de la puissance OL, architecture 4

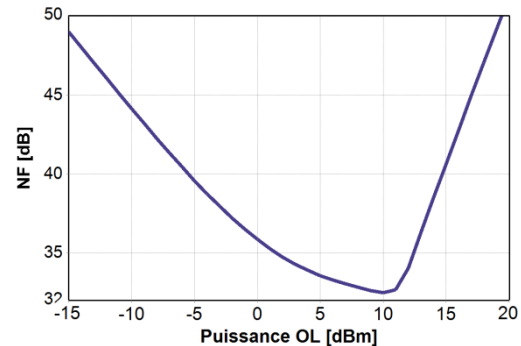


Figure 113 : NF en fonction de la puissance OL, architecture 4

La saturation des EAM est atteinte pour une puissance OL de 10 dBm. S'éloigner de cette valeur revient à dégrader les performances. Ces dernières ne peuvent être améliorées en augmentant la puissance OL.

Cette étude peut également nous renseigner sur l'évolution des performances des mélangeurs suivant le vieillissement des OL : au cours du temps leur puissance électrique diminue. Ici, et pour les 4 premières topologies, une baisse de la puissance de sortie de 5 dB entrainerait une dégradation des gains de conversion et des facteurs de bruit de 2 à 3 dB environ.

Pour l'architecture 5, la situation est différente, et la puissance OL peut être augmentée jusqu'à ce que le courant instantané minimum du laser soit égal au courant de seuil (ici 20 mA). La puissance correspondante est d'environ 19 dBm, et cette valeur permettrait d'améliorer le gain de conversion et le NF de 6 dB (Figure 114 et Figure 115), mais au détriment d'une augmentation significative de la consommation et des contraintes sur les OL.

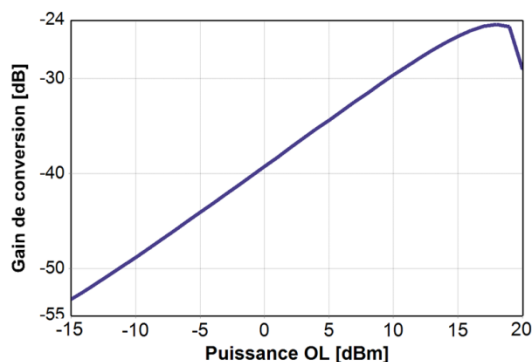


Figure 114 : Gain de conversion en fonction de la puissance OL, architecture 5

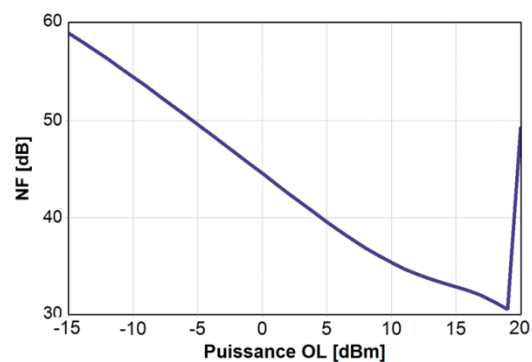


Figure 115 : NF en fonction de la puissance OL, architecture 5





### III.3.7.3. Etude en fonction de la puissance RF

Cette étude a montré que lorsque la puissance RF reste faible, elle n'a pas d'incidence sur le gain de conversion et le NF, quelle que soit l'architecture considérée. Les figures suivantes montrent des exemples de tracé, pour l'architecture 1 (Figure 116 et Figure 117).

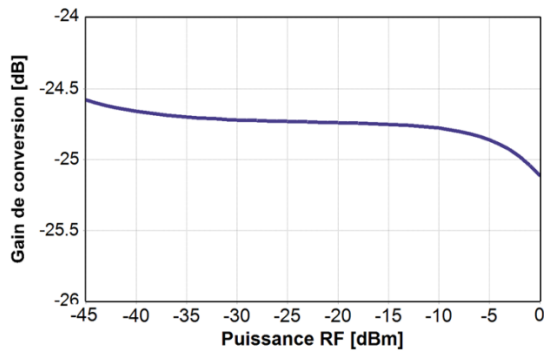


Figure 116 : Gain de conversion en fonction de la puissance RF, architecture 2

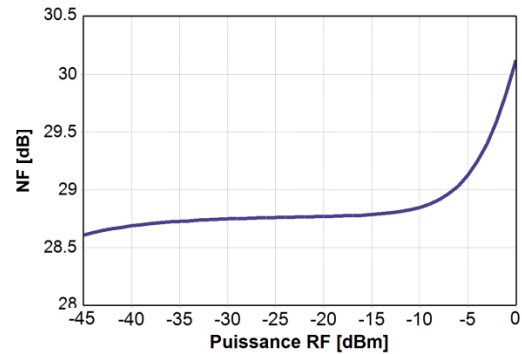


Figure 117 : NF en fonction de la puissance RF, architecture 2

Ainsi, il n'est pas possible d'améliorer les performances en augmentant la puissance RF. Cependant, celle-ci pourrait être diminuée sans que le gain et le NF ne soient affectés, par exemple jusqu'à -35 dBm. Cela permettrait de réduire les contraintes sur les LNA, mais il faut veiller à ce que la puissance FI soit tout de même suffisante avant l'étape d'amplification de puissance.

Lorsque la puissance RF augmente, l'EAM associé passe progressivement en zone non-linéaire. La puissance RF d'entrée génère alors les raies RF utiles dans le spectre optique, mais également des harmoniques dont la puissance ne participe pas à la création du signal utile. Cela entraîne une diminution du gain de conversion et une légère augmentation de la puissance optique sur le photodétecteur : le NF augmente.

### III.3.7.4. Etude en fonction des pertes d'insertion

Une étude détaillée de l'évolution des performances en fonction des pertes d'absorption des EAM a été réalisée pour chacune des architectures. Ici, le terme « pertes d'insertion » désigne les pertes internes du composant associées aux pertes de connexion.

Les 5 topologies ont un comportement similaire, et les Figure 118 et Figure 119 sont un exemple de tracé pour l'architecture 1. Le gain évolue linéairement avec les pertes d'insertion tandis que le NF présente une caractéristique parabolique.



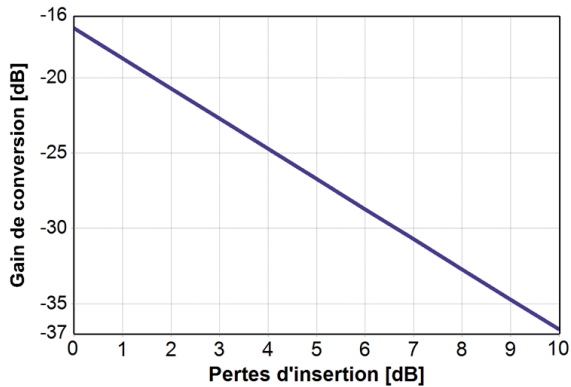


Figure 118 : Gain de conversion en fonction des pertes d'insertion des EAM, architecture 1

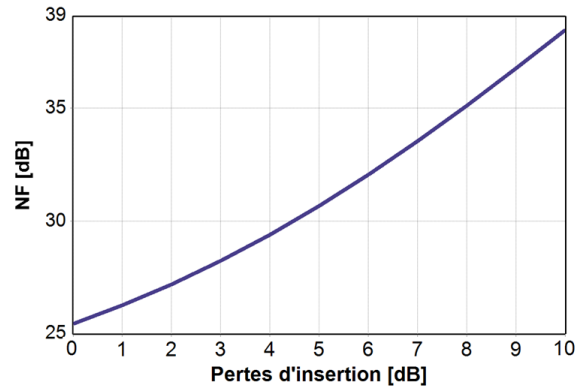


Figure 119 : NF en fonction des pertes d'insertion des EAM, architecture 1

Le Tableau 21 regroupe les résultats obtenus pour des pertes d'insertion de 0 dB, 2 dB, 4 dB, 6 dB et 10 dB. 0 dB correspond à des modulateurs idéaux, 4 dB est la valeur retenue pour les études précédentes et correspond à des modulateurs intégrés sur puce, 6 dB est une valeur réalisable pour des composants packagés (10 GHz) et enfin 10 dB correspond à des composants fibrés fonctionnant au-delà des 10 GHz.

Architecture	Pertes d'insertion [dB]									
	10		6		4		2		0	
	Gain [dB]	NF [dB]	Gain [dB]	NF [dB]	Gain [dB]	NF [dB]	Gain [dB]	NF [dB]	Gain [dB]	NF [dB]
1	-37	38	-29	32	-25	29	-21	27	-17	25
2	-48	56	-40	42	-32	34	-24	29	-16	23
3	-32	35	-25	31	-20	29	-16	29	-13	28
4	-39	39	-31	34	-28	33	-23	31	-19	31
5	-42	44	-34	38	-31	36	-26	33	-22	32

Tableau 21 : Evolution des performances en fonction des pertes d'insertion, architectures 1 à 5

L'architecture 2, de par la mise en série des deux EAM, est la plus sensible aux pertes d'insertion : le NF et le gain se dégradent de 6 à 8 dB à chaque fois que les pertes augmentent de 2 dB.

Les autres topologies, composées soit d'un seul EAM soit de deux modulateurs en parallèle, résistent mieux, avec une dégradation des performances de 1 à 4 dB environ lorsque les pertes sont augmentées de 2 dB. Cette valeur reste cependant élevée.

A 10 dB et dans tous les cas les performances se trouvent fortement dégradées, avec des NF allant de 35 à 56 dB et des gains allant de -32 à -48 dB. Ces valeurs ne sont pas acceptables pour des applications spatiales, à moins d'une excellente linéarité et d'augmenter significativement les contraintes sur les autres composants de la chaîne. Les modulateurs doivent donc obligatoirement être intégrés, afin de réduire au maximum les pertes.

Enfin, réduire de quelques dB les pertes sur les modulateurs permettrait d'améliorer le gain et le NF et surtout pour l'architecture 2, mais malheureusement la valeur de 4 dB (pertes internes de 4 dB et aucune perte de connexion dans le cas de modulateurs intégrés) correspond à la limite technologique.



### III.3.7.5. Etude en fonction de la sensibilité de la photodiode

Les cinq architectures ont un comportement similaire lorsque la sensibilité de la photodiode augmente : le gain augmente et le NF diminue légèrement. Les Figure 120 et Figure 121 montrent cette évolution pour l'architecture 1.

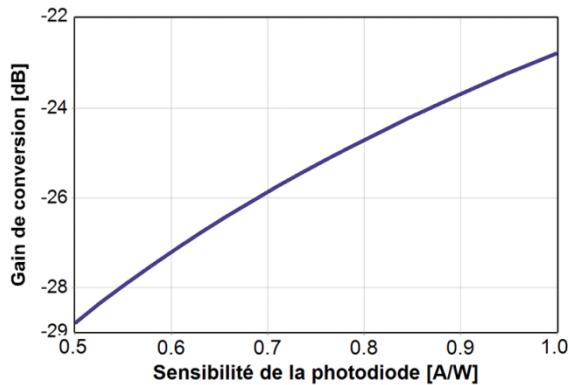


Figure 120 : Gain de conversion en fonction de la sensibilité de la photodiode, architecture 1

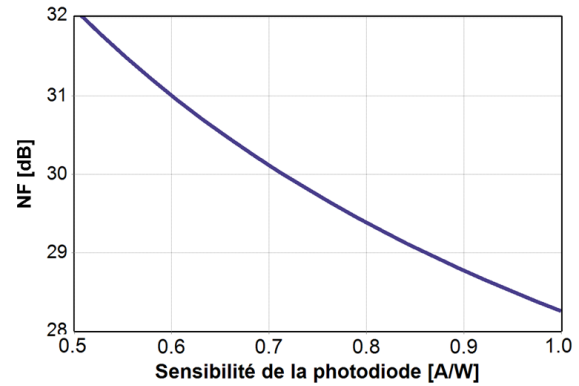


Figure 121 : NF en fonction de la sensibilité de la photodiode, architecture 1

Utiliser une photodiode plus performante, avec une sensibilité égale à 0.9 A/W ou légèrement plus forte, ne permettrait pas d'améliorer significativement les performances. Le gain et le NF serait amélioré d'1 dB tout au plus.

### III.3.7.6. Déséquilibre des architecture 3 et 4

Les architectures 3 et 4 sont constituées de deux voies, qui divisent le faisceau laser en deux signaux identiques, puis modulent chacun d'eux à l'aide d'un signal électrique différent. Les deux signaux sont ensuite additionnés avant la photodiode, ce qui crée une structure interférométrique. Dans les études précédentes, les guides d'onde ont été négligés car ils apportent peu de perte en comparaison des modulateurs. Cependant, ils peuvent modifier la phase des signaux. Dans le cas des topologies série ce phénomène n'a pas d'influence car le photorécepteur détecte uniquement les variations d'amplitude. En revanche, pour les topologies parallèles, modifier la phase du signal de l'une des voies avant l'étape d'addition peut conduire à une baisse des performances.

Un guide d'onde sans perte (indice de réfraction 1,5) et de longueur contrôlable a été ajouté dans les schémas de simulation des topologies 3 et 4, sur une des voies et avant recombinaison des signaux. Les évolutions de gain et du NF en fonction des dimensions du guide sont reportées sur les figures suivantes :



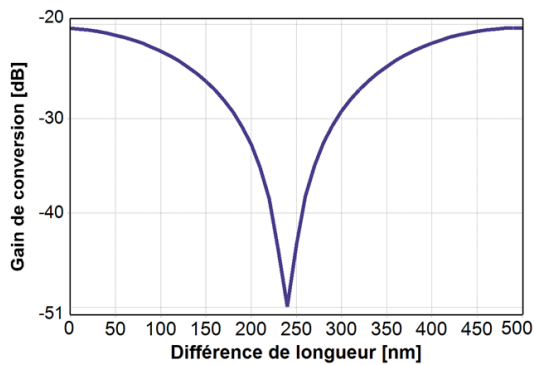


Figure 122 : Gain de conversion en fonction du déséquilibre des voies, architecture 3

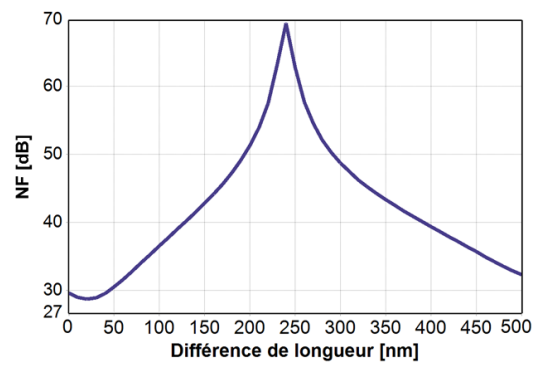


Figure 123 : NF en fonction du déséquilibre des voies, architecture 3

Le déséquilibre des voies sur l'architecture 2 conduit à une très forte dégradation des performances : pour un écart de  $0.25 \mu\text{m}$ , le NF augmente d'une quarantaine de dB et le gain diminue d'une trentaine de dB. Il est indispensable d'ajuster les longueurs des guides avec une très grande précision, de l'ordre de la dizaine de nm, pour pouvoir conserver l'état de phase apporté par le coupleur en X et bénéficier des meilleures performances. Cette valeur est extrêmement faible mais peut être atteinte par les fabricants de composants sur silicium, notamment lorsqu'il faut ajuster la longueur des bras d'un MZM.

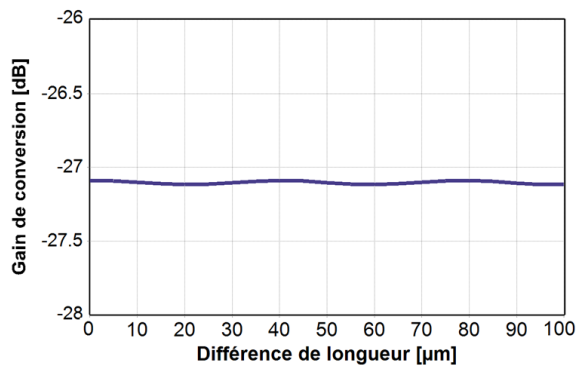


Figure 124 : Gain de conversion en fonction du déséquilibre des voies, architecture 4

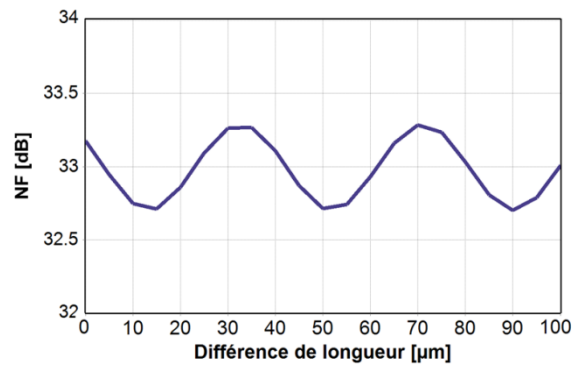


Figure 125 : NF en fonction du déséquilibre des voies, architecture 4

Déséquilibrer l'architecture 4 n'affecte pas ses performances. Dans ce cas il n'existe pas de relation de phase particulière entre les signaux.

### III.3.8. Ajout d'un amplificateur optique avant la photodiode

Une autre solution pour augmenter significativement les performances des architectures, sans apporter d'amélioration technologique aux composants employés, consiste à placer un amplificateur optique à fibre dopée erbium avant le photorécepteur. Ce composant permet d'augmenter fortement le niveau du signal optique avant la photodiode et donc le gain de conversion. Si ce gain parvient à compenser le bruit apporté par le phénomène d'ASE, le facteur de bruit devrait aussi être amélioré. Enfin, de par la longue durée de vie des porteurs, la pureté spectrale ne devrait pas être affectée.

Cette amélioration se fait au détriment de la consommation (3 W environ), de la masse, de l'encombrement et de la complexité du mélangeur.



Les paramètres choisis pour l'EDFA sont reportés dans le tableau suivant :

Paramètres de l'EDFA	Valeur
Gain petit signal	25 dB
Puissance de saturation	17 dBm
Facteur de bruit	5 dB
Bande passante	Plusieurs nm autour de 1540 nm

Tableau 22 : Paramètres de l'EDFA

Afin de se ramener à un cas plus réaliste, la sensibilité de la photodiode a été ramenée à 0.65 A/W, afin de correspondre à une photodiode de puissance. Cette dernière doit maintenant recevoir 17 dBm.

### III.3.8.1. Evolution des performances

Les performances obtenues à l'aide des EDFA sont listées dans le tableau suivant (Tableau 23). Les chiffres entre parenthèse correspondent aux variations obtenues, par rapport au cas précédent, où l'EDFA n'était pas employé. Ici, le modèle de filtre 1 a été utilisé.

Architecture	EAM 1	EAM 2	EAM 3	EAM 4	EAM 5	Hyperfréquence (pas d'amplification)
RF power (dBm)	- 25					-
LO Power (dBm)	10					-
Puissance laser (dBm)	15		18		13	-
Bias OL (V or mA)	1.14	0,65	0,60	0.68	80 mA	-
Bias RF (V)		0,47	1,00	0.95	0.54	-
Puissance sur la photodiode (dBm)	17	17	17	17	17	-
Gain de conversion (dB)	3 (+28)	2 (+34)	6 (+26)	7 (+35)	-3 (+28)	-10
C/I3 (dBc)	77 (+2)	68	71	70 (-1)	68 (-1)	60
Isolation RF/FI (dB)	3	3	-2 (+1)	$\infty$	10	-25
Isolation OL/FI (dB)	34	33	29 (+1)	-27 (-2)	32	-35
NF (dB)	22 (-7)	15 (-19)	28 (-1)	30 (-3)	29 (-7)	10

Tableau 23 : Performances des architectures EAM avec EDFA

L'EDFA permet d'améliorer très significativement les performances. Les architectures 2 et 4 bénéficient des plus fortes augmentations du gain de conversion : 34 et 35 dB. Les topologies 1 et 5 voient également leur gain croître de 28 dB. La plus faible amélioration est obtenue pour le mélangeur 3, mais elle est tout de même de 26 dB. Dans tous les cas, les gains de conversion sont améliorés. L'ajout d'amplificateur permettrait donc de répondre aux critères de gain pour la charge utile mais en augmentant les coûts et de la consommation.



Les facteurs de bruit sont aussi améliorés, et en particulier dans le cas de l'architecture 2 puisque celui-ci chute de 19 dB. Cette topologie permet d'atteindre des NF plus proches de ceux qui sont mis en jeu par les mélangeurs électriques. Les architectures 1 et 5 voient aussi leur NF diminuer de façon significative, de 7 dB, et pour les topologies 3 et 4, les variations sont moins importantes : 1 et 3 dB respectivement.

Les isolations ne sont pas, ou très peu affectées par l'EDFA. Les raies OL et RF apparaissent toujours fortement dans le spectre de sortie. Ce point reste donc à améliorer et en particulier pour les plans de fréquence où elles sont proches de la bande utile.

Les rapports  $C/I_3$  sont très peu affectés par l'ajout de l'EDFA. Pour les topologies 2 et 3 ils sont inchangés, pour l'architecture 1 il augmente de 2 dB et pour les mélangeurs 4 et 5 ils diminuent d'un dB. Ils restent très élevés et supérieurs aux rapports  $C/I_3$  des mélangeurs hyperfréquences.

Mettre en jeu un EDFA permettrait de diminuer fortement les contraintes sur les amplificateurs de puissance. De plus, étant donné que la puissance RF d'entrée peut être diminuée sans influencer sur les performances, c'est l'ensemble des amplificateurs de la charge utile qui pourrait présenter des performances moindres. Cependant, employer un EDFA revient à augmenter la complexité, la taille, le poids et la consommation des mélangeurs, et un compromis avec les modifications à apporter aux autres équipements de la chaîne de transmission devrait être trouvé.

### III.3.8.2. Evolution de la pureté spectrale

Les spectres de sortie, après ajout des EDFA sont reportés sur les Figure 126 à Figure 130. Les fréquences OL et RF sont toujours de 2.05 GHz et 13 GHz.

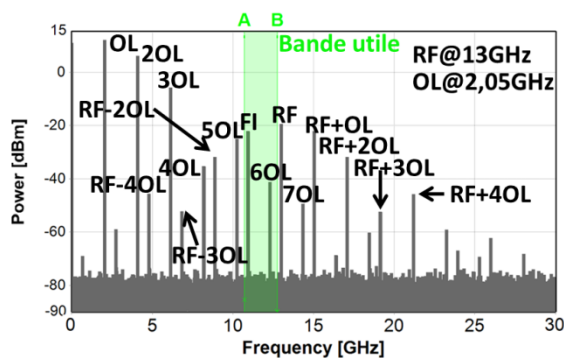


Figure 126 : Spectre de l'architecture 1, bande Ku/Ku, filtre 1, EDFA

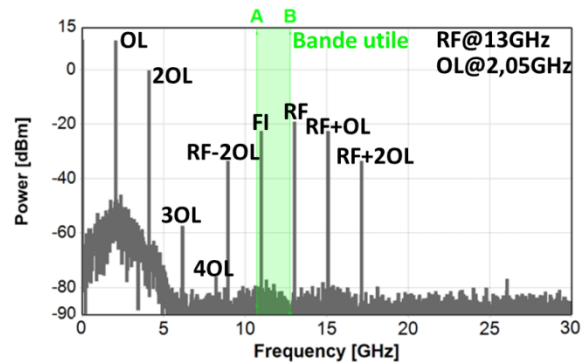


Figure 127 : Spectre de l'architecture 2, bande Ku/Ku, filtre 1, EDFA



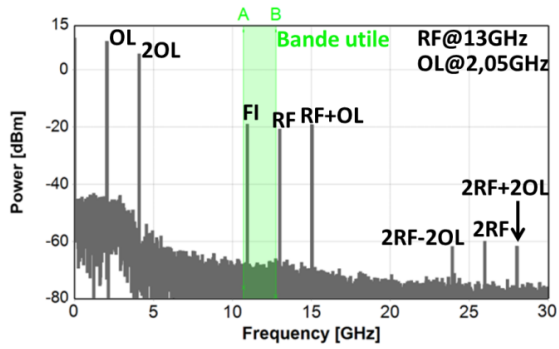


Figure 128 : Spectre de l'architecture 3, bande Ku/Ku, filtre 1, EDFA

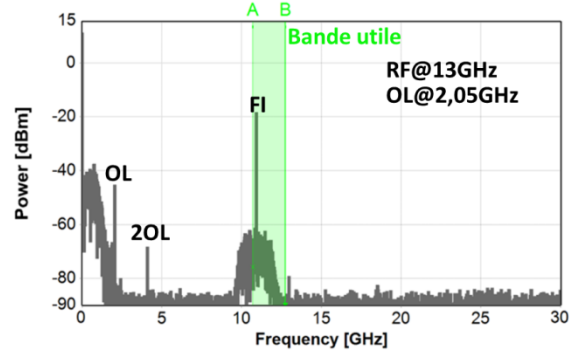


Figure 129 : Spectre de l'architecture 4, bande Ku/Ku, filtre 1, EDFA

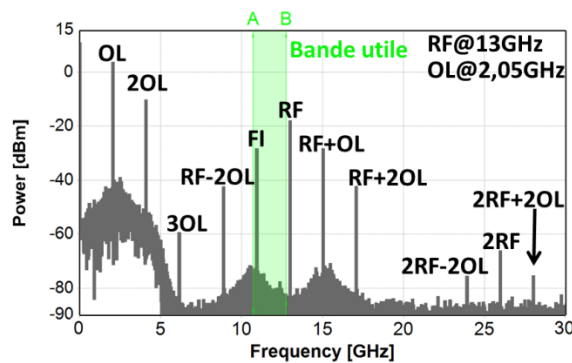


Figure 130 : Spectre de l'architecture 5, bande Ku/Ku, filtre 1, EDFA

Les spectres RF ne sont que très peu modifiés, et dans la plupart des cas seules les amplitudes des différentes raies augmentent. Cependant, quelques différences fondamentales interviennent. Pour l'architecture 2, et bien que son niveau soit extrêmement faible, la raie à la fréquence  $4OL$  apparaît. La fréquence  $2OL$  apparaît dans le spectre de la topologie 4.

Le nouveau récapitulatif des raies parasites est reporté dans le Tableau 24 :





Architecture 1 FI@-22 dBm					Architecture 2 FI@-27 dBm				
Parasite in-band	Amplitude	Plan de fréquence			Parasite in-band	Amplitude	Plan de fréquence		
		type	OL [GHz]	Plage RF [GHz]			type	OL [GHz]	Plage RF [GHz]
2OL	6 dBm	Ku <sup>+</sup> /Ku	5,6	17,3 – 17,8	2OL	0 dBm	Ku <sup>+</sup> /Ku	5,6	17,3 – 17,8
2OL	6 dBm	Ka/Ka	9,8	29,5 - 30	2OL	0 dBm	Ka/Ka	9,8	29,5 - 30
2OL	6 dBm	Ka/Ka	9,8	28 - 31	2OL	0 dBm	Ka/Ka	9,8	28 - 31
4OL	-35 dBm	Ku/Ku	2,8	13,75 - 14	4OL	-76 dBm	Ku/Ku	2,8	13,75 - 14
4OL	-35 dBm	Ku/Ku	2,8	14 – 14,5	4OL	-76 dBm	Ku/Ku	2,8	14 – 14,5
4OL	-35 dBm	Ku/Ku	3,05	13,75 – 14,75	4OL	-76 dBm	Ku/Ku	3,05	13,75 – 14,75
5OL	-25 dBm	Ku/Ku	2,3	13 – 13,25	Architecture 3 FI@-19 dBm				
5OL	-25 dBm	Ku/Ku	2,3	13,75 - 14	Parasite in-band	Amplitude	Plan de fréquence		
6OL	-41 dBm	Ku/Ku	2,05	12,75 – 13,25			type	OL [GHz]	Plage RF [GHz]
RF-4OL	-24 dBc	Ku <sup>+</sup> /Ku	7,4	18,1 – 18,4	2OL	5 dBm	Ku <sup>+</sup> /Ku	5,6	17,3 – 17,8
RF-5OL	-37 dBc	Ka/Ka	9,8	29,5 - 30	2OL	5 dBm	Ka/Ka	9,8	29,5 - 30
RF-5OL	-37 dBc	Ka/Ka	9,8	28 - 31	2OL	5 dBm	Ka/Ka	9,8	28 - 31
Architecture 4 FI@-18 dBm					Architecture 5 FI@-28 dBm				
Parasite in-band	Amplitude	Plan de fréquence			Parasite in-band	Amplitude	Plan de fréquence		
		type	OL [GHz]	Plage RF [GHz]			type	OL [GHz]	Plage RF [GHz]
2OL	-69 dBm	Ku <sup>+</sup> /Ku	5,6	17,3 – 17,8	2OL	-10 dBm	Ku <sup>+</sup> /Ku	5,6	17,3 – 17,8
2OL	-69 dBm	Ka/Ka	9,8	29,5 - 30	2OL	-10 dBm	Ka/Ka	9,8	29,5 - 30
2OL	-69 dBm	Ka/Ka	9,8	28 - 31	2OL	-10 dBm	Ka/Ka	9,8	28 - 31

Tableau 24 : Fréquences parasites apparaissant dans la bande utile, architectures 1 à 5, filtre 1, EDFA

Toutes les amplitudes ont augmenté et dans le cas des parasites de type nRF±mOL, l'écart de puissance par rapport au signal FI est conservé.

Pour la topologie 2, la raie à la fréquence 4OL intervient et il devient difficile de mettre en œuvre les oscillateurs locaux à 2,8 GHz et 3,05 GHz (bande Ku/Ku). Tous les autres plans de fréquence en bande Ku/Ku et la moitié des plans de fréquence en bandes Ku<sup>+</sup>/Ku et Ka/Ka restent néanmoins accessibles.

L'architecture 4 génère maintenant la raie à 2OL. L'OL à 9,8 GHz en bande Ka/Ka et l'OL à 5,6 GHz en bande Ku<sup>+</sup>/Ku sont à éviter, mais la totalité de la bande Ku/Ku reste exploitable.

### III.3.8.3. Evolution du point d'interception d'ordre 3 :

Les tracés des points d'interception d'ordre 3 pour les 5 architectures EAM étudiées et dotées d'EDFA sont reportés sur les figures suivantes (Figure 131 à Figure 135).

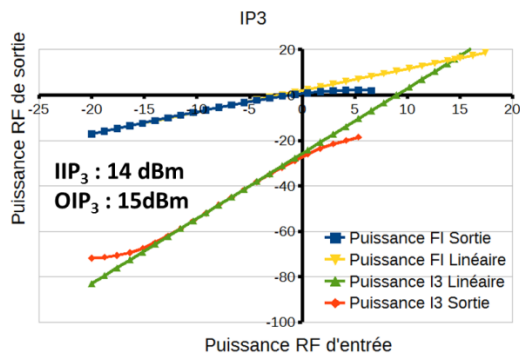


Figure 131 :  $IP_3$  de l'architecture 1 avec EDFA

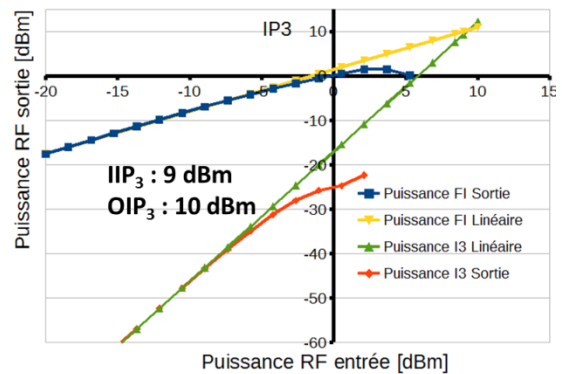


Figure 132 :  $IP_3$  de l'architecture 2 avec EDFA

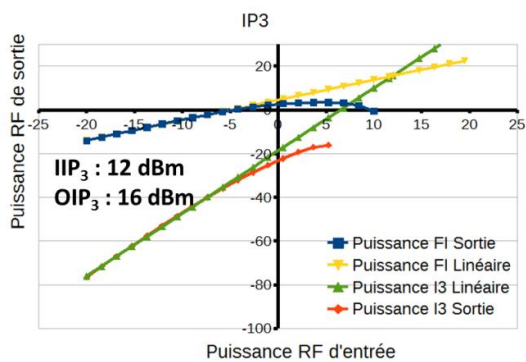


Figure 133 :  $IP_3$  de l'architecture 3 avec EDFA

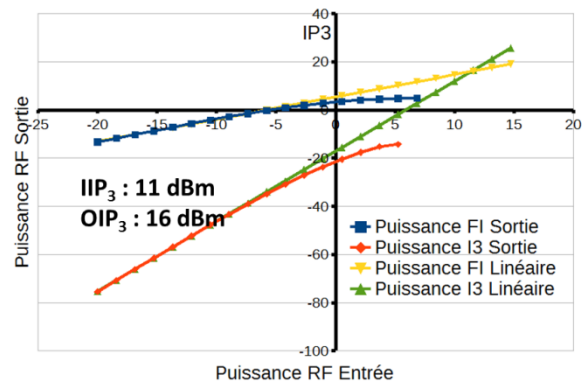


Figure 134 :  $IP_3$  de l'architecture 4 avec EDFA

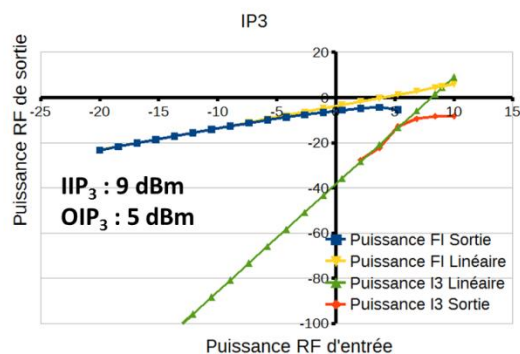


Figure 135 :  $IP_3$  de l'architecture 5 avec EDFA

L'EDFA permet d'augmenter significativement le gain de conversion sans affecter la linéarité des mélangeurs photoniques. Ainsi les  $IIP_3$  sont très proches de ceux obtenus sans amplificateur et les  $OIP_3$  sont réhaussés grâce à l'augmentation de la puissance du signal la fréquence utile.



Comme dans le cas sans EDFA, une bonne corrélation est obtenue entre les résultats issus de l'analyse des performances et les résultats déduits des tracés des  $IP_3$ . La comparaison est visible dans le Tableau 25.

Architecture	1	2	3	4	5
Gain de conversion [dB]	3	2	6	7	-3
OIP <sub>3</sub> -IIP <sub>3</sub> [dB]	1	1	4	5	-4
0,5.(C/I <sub>3</sub> )-Gain de conversion [dB]	13,5	9	10,5	10	9
IIP <sub>3</sub> [dB]	14	9	12	11	9

Tableau 25 : Comparaison  $IP_3$  / Analyse des performances, architectures EAM avec EDFA

### III.4. Simulations des architectures réalisées à partir d'un SOA

Cette partie présente les résultats des études réalisées sur les architectures qui emploient un SOA. La première topologie met en jeu la modulation du gain d'un SOA (Figure 136) tandis que la seconde utilise ce composant en tant que modulateur (Figure 137).

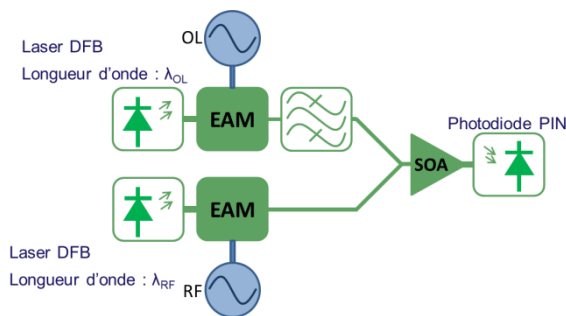


Figure 136 : Architecture XGM

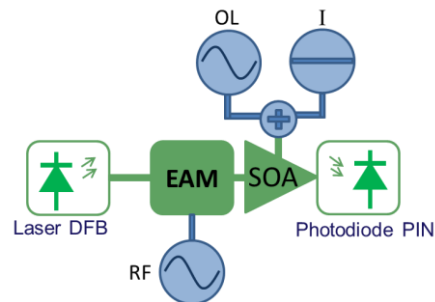


Figure 137 Architecture série

#### III.4.1. Détermination des dimensions de la zone active du SOA

Pour chacune des architectures, le tracé du NF en fonction des dimensions de la zone active du SOA montre qu'il existe un ensemble optimal de 3 valeurs, longueur, largeur, épaisseur, permettant d'accéder au facteur de bruit le plus faible. Les courbes suivantes (Figure 138 à Figure 140) illustrent ces observations, pour l'architecture XGM :

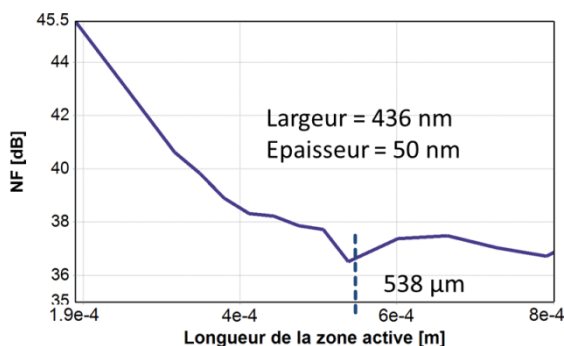


Figure 138 : NF en fonction de la longueur de la zone active du SOA, architecture SOA XGM

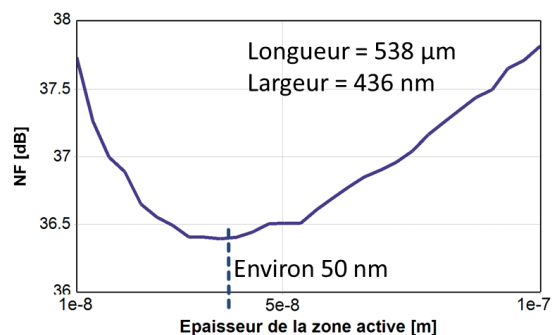


Figure 139 : NF en fonction de l'épaisseur de la zone active du SOA, architecture SOA XGM



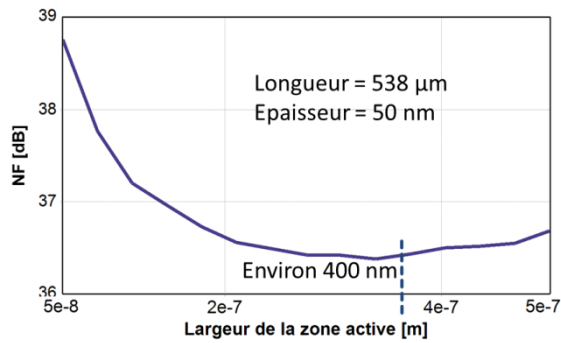


Figure 140 : NF en fonction de la largeur de la zone active du SOA, architecture SOA XGM

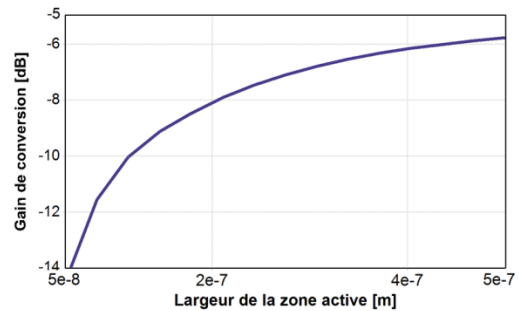


Figure 141 : Gain de conversion en fonction de la largeur de la zone active du SOA, architecture SOA XGM

Pour certaines dimensions, comme ici la largeur, le minimum n'est pas extrêmement marqué et il existe un intervalle assez large qui permet d'obtenir des performances identiques. Dans cette situation, c'est le gain de conversion qui est observé et la dimension est choisie afin de maximiser cette valeur tout en gardant le NF le plus bas (Figure 141).

Les dimensions sélectionnées sont reportées dans le tableau suivant (Tableau 26) :

Dimensions	Architecture XGM	Architecture série
Longueur zone active [ $\mu\text{m}$ ]	538	601
Largeur zone active [nm]	436	263
Épaisseur zone active [nm]	50	60

Tableau 26 : Dimensions de la zone active sélectionnées pour les architectures basées sur le SOA

Les longueurs et les épaisseurs sont proches des valeurs standards, souvent utilisées par les fabricants et les laboratoires, et la largeur est plus petite mais reste réalisable. Cette dimension est généralement de l'ordre du  $\mu\text{m}$ . [120]

### III.4.2. Performances des architectures SOA

Le modèle de modulateur utilisé est identique à celui utilisé dans le cas des architectures EAM. Il correspond à une longueur d'onde de 1540 nm et a été choisi car il présente le meilleur rendement de conversion électrique/optique. La sensibilité de la photodiode, bien que la puissance sur ce composant soit élevée, a été placée à 0,8 A/W et non à 0,65 A/W. Les résultats seront ainsi comparables avec ceux des topologies basées sur les EAM sans amplificateurs. De plus, il a été montré dans le paragraphe III.3.7.5 que le gain et le NF ne varient que de 1 à 2 dB entre ces deux valeurs.

Les résultats, une fois l'ensemble des paramètres optimisés, sont donnés dans le Tableau 27. Ici, les résultats ne sont pas indépendants des fréquences OL et RF. Lorsqu'une case comporte deux chiffres, le premier correspond à la bande Ku/Ku et le second aux bandes Ku<sup>+</sup>/Ku et Ka/Ka. Le modèle de filtre n'influe pas sur les résultats.



Architecture	XGM	Série	Hyperfréquence
RF power (dBm)	- 25	-25	-
LO Power (dBm)	10	10	-
Puissance laser OL (dBm)	14	-	-
Puissance laser RF (dBm)	14	15	
Bias OL (V)	0.61	-	-
Bias RF (V)	0.73	0,81	-
Courant SOA [mA]	142	25	
Longueur zone active [µm]	538	601	
Largeur zone active [nm]	436	263	
Epaisseur zone active [nm]	50	60	
Puissance sur la photodiode (dBm)	17	9	-
Gain de conversion (dB)	-6	-16 / -24	-10
C/I3 (dBc) @ PRF=-15 dBm	49	52	60
Isolation RF/FI (dB)	7	11/20	-25
Isolation OL/FI (dB)	26 / 32	32	-35
NF (dB)	37	41 / 47	10

Tableau 27 : Performances des architectures SOA

L'architecture basée sur la XGM possède un gain de conversion assez élevé, de -6 dB, mais également un NF fort : 37 dB. Cette valeur est presque égale au NF le plus défavorable parmi les architectures EAM. Pour cette topologie, les résultats sont quasi-constants en fonction des fréquences des signaux électriques et seuls les niveaux des raies OL varient. Ainsi l'isolation OL/FI passe de 26 dB en bandes Ku/Ku et Ku<sup>+</sup>/Ku à 32 dB en bande Ka/Ka. L'isolation RF/FI est constante et égale à 7 dB. Les puissances optiques ont été placées à 14 dBm au lieu de 15 dBm, afin de limiter la puissance sur le photodétecteur à 17 dBm, ce qui correspond à une puissance de saturation maximale pour un SOA.

De toutes les architectures simulées, celle qui utilise le SOA en tant que modulateur présente le NF le plus fort : 41 dB en bandes Ku/Ku et Ku<sup>+</sup>/Ku. Lorsque la fréquence OL augmente, cette valeur se dégrade et atteint 47 dB. Le gain de conversion est quant à lui compris entre -16 et -24 dB. Cette topologie, tout comme la précédente, ne permet pas de rejeter efficacement les fréquences OL et RF dans le spectre de sortie : l'isolation OL/FI est de 32 dB et l'isolation RF/FI varie entre 11 et 20 dB. Ici, ce sont les niveaux de la raie RF et des parasites de type mRF±nOL qui varient avec les fréquences d'entrée.

La seconde topologie consomme beaucoup moins que la première, son courant d'injection optimal étant de 25 mA pour la première, contre 140 mA pour la seconde.



Enfin et dans les deux cas étudiés, les rapports  $C/I_3$  ne pouvaient être déterminés avec précision lorsque la puissance RF d'entrée était de -25 dBm. Avec ces architectures, il est impossible de réaliser des simulations sans bruit, et les produits d'intermodulation d'ordre 3 sont le plus souvent confondus avec le plancher de bruit. La puissance RF a donc été augmentée jusqu'à -15 dBm afin d'obtenir une lecture correcte des résultats. Les rapports  $C/I_3$  sont, dans ces conditions, égaux respectivement à 49 et 52 dBc, ce qui traduit une excellente réjection des produits d'intermodulation. Ces valeurs correspondent à des  $C/I_3$  de 69 et 72 dBc lorsque la puissance RF vaut -25 dBm. Elles sont équivalentes à celles obtenues dans le cas des topologies EAM.

### III.4.3. Analyse de la pureté spectrale des architectures SOA

Les spectres de sortie obtenus en bande Ku/Ku pour une fréquence OL de 2,05 GHz et une fréquence RF de 13 GHz sont les suivants (Figure 142 et Figure 143). La bande utile est toujours représentée en vert. Pour la topologie XGM, le modèle de filtre 1 est utilisé.

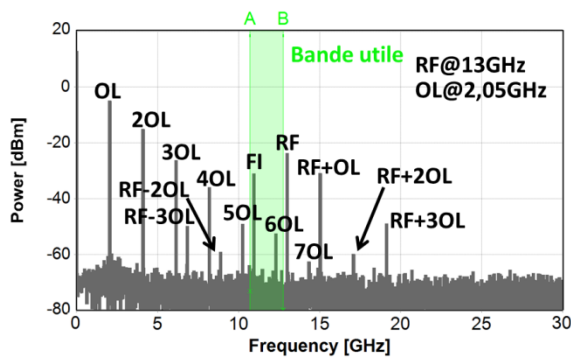


Figure 142 : Spectre de l'architecture SOA XGM, bande Ku/Ku

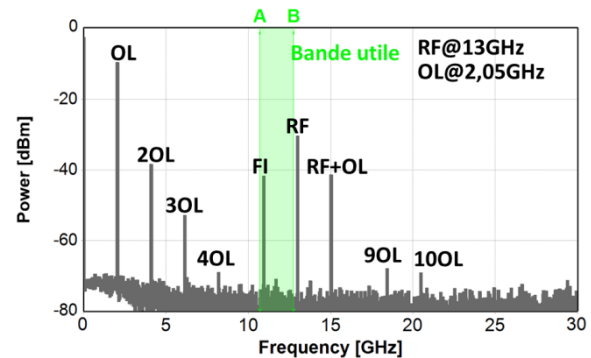


Figure 143 : Spectre de l'architecture SOA série, bande Ku/Ku

L'architecture basée sur la XGM possède un spectre semblable à celui de l'architecture EAM 1, avec un grand nombre d'harmoniques d'OL et de fréquence de type  $RF \pm nOL$ .

Le spectre de l'architecture SOA série se compose des 4 premières harmoniques d'OL de la RF, de la FI et de la fréquence image  $RF+OL$ . Les fréquences  $RF \pm 2OL$  n'apparaissent pas. Les fréquences 9OL et 10OL sont aussi présentes et sortent clairement du plancher de bruit mais ne sont pas gênantes, pour aucun des plans de fréquence étudiés. Les fréquences parasites ainsi que leurs niveaux de puissance dans le spectre de sortie pour les différents plans de fréquence testés sont listés dans le tableau suivant (Tableau 28) :



Architecture XGM FI@-31 dBm						Architecture série FI@-41 dBm / -49 dBm				
Parasite in-band	Amplitude		Plan de fréquence			Parasite in-band	Amplitude	Plan de fréquence		
	Filtre 2	Filtre 1	type	OL [GHz]	Plage RF [GHz]			type	OL [GHz]	Plage RF [GHz]
2OL	-10 dBm	-12 à -10 dBm	Ku <sup>+</sup> /Ku	5,6	17,3 – 17,8	2OL	-38 dBm	Ku <sup>+</sup> /Ku	5,6	17,3 – 17,8
2OL	-10 dBm	-10 dBm	Ka/Ka	9,8	29,5 - 30	2OL	-60 dBm	Ka/Ka	9,8	29,5 - 30
2OL	-10 dBm	-10 dBm	Ka/Ka	9,8	28 - 31	2OL	-60 dBm	Ka/Ka	9,8	28 - 31
4OL	-37 dBm	-36 dBm	Ku/Ku	2,8	13,75 - 14	4OL	-68 dBm	Ku/Ku	2,8	13,75 - 14
4OL	-37 dBm	-36 dBm	Ku/Ku	2,8	14 – 14,5	4OL	-68 dBm	Ku/Ku	2,8	14 – 14,5
4OL	-37 dBm	-36 dBm	Ku/Ku	3,05	13,75 – 14,75	4OL	-68 dBm	Ku/Ku	3,05	13,75 –
5OL	-45 dBm	-49 dBm	Ku/Ku	2,3	13 – 13,25	6OL	-72 dBm	Ku/Ku	2,05	12,75 –
5OL	-45 dBm	-49 dBm	Ku/Ku	2,3	13,75 - 14					
6OL	-57 dBm	-52 dBm	Ku/Ku	2,05	12,75 – 13,25					

Tableau 28 : Fréquences parasites apparaissant dans la bande utile, architectures SOA

Pour l'architecture SOA XGM, le niveau de la raie à 2OL est de -15 dBm lorsque la fréquence OL d'entrée est faible (2.05 GHz). Ensuite lorsque cette fréquence augmente, le niveau de l'harmonique augmente progressivement jusqu'à se stabiliser à -11 dBm. Cette harmonique à 2OL est pénalisante pour les plans de fréquence en bande Ku<sup>+</sup>/Ku lorsque la fréquence OL vaut 5,6 GHz et en bande Ka/Ka lorsque  $F_{OL}$  vaut 9,8 GHz. Seuls les OL à 7,4 GHz (Ku<sup>+</sup>/Ku), 8,3 GHz et 11,1 GHz (Ka/Ka) sont compatibles.

En bande Ku/Ku, les fréquences 4OL, 5OL et 6OL rendent la plupart des plans inutilisables. Seuls les OL à 2,55 et 3,3 GHz peuvent être utilisés. Les niveaux de ces harmoniques d'OL n'évoluent pas en fonction de la fréquence des signaux d'entrée.

Cette étude a été menée avec les deux modèles de filtre et aucune différence notable n'est à signaler, tant que la réjection du filtre 2 est supérieure ou égale à 40 dB. Le filtrage n'a pas autant d'impact que pour les topologies EAM et augmenter la rejection permet seulement de diminuer de quelques dB les harmoniques d'OL.

Pour la seconde architecture, les niveaux de certaines raies dépendent des fréquences électriques entrantes. Les raies à 6OL, 7OL, 8OL et  $RF \pm 2OL$  apparaissent dans certains cas, mais seule la fréquence 6OL pose problème. Cette topologie possède les mêmes limitations que la précédente, sauf que la raie à 5OL n'apparaît jamais. Ainsi les deux plans de fréquence mettant en jeu un OL à 2,3 GHz deviennent accessibles. Les niveaux de puissance des raies parasites sont inférieurs à ceux générés par l'architecture basée sur la XGM et surtout en bande Ka/Ka où le niveau de l'harmonique 2OL est de -60 dBm. Il est de -11 dBm pour la topologie XGM. Enfin, et toujours en bande Ka/Ka, l'harmonique 3OL disparaît et un spectre très épuré est obtenu, malgré la présence de la raie à 2OL dans la bande utile. En voici un exemple (Figure 144) :



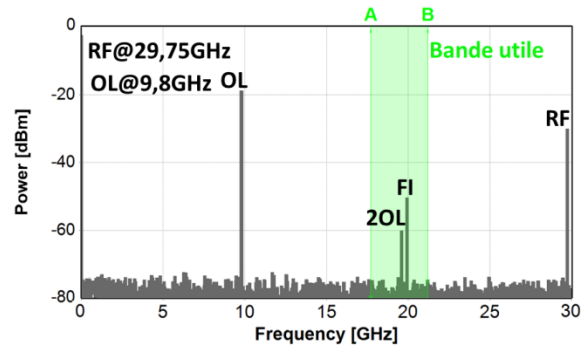


Figure 144 : Spectre de l'architecture SOA série, bande Ka/Ka

### III.4.4. Point d'interception d'ordre 3

Les tracés des points d'interception d'ordre 3 d'obtenus sont représentés sur les figures suivantes (Figure 145 et Figure 146).

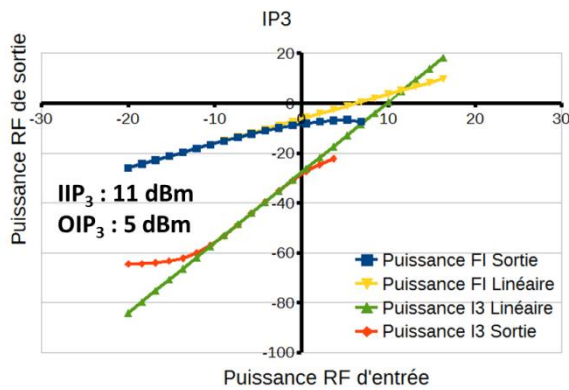


Figure 145 : IP<sub>3</sub> de l'architecture SOA XGM

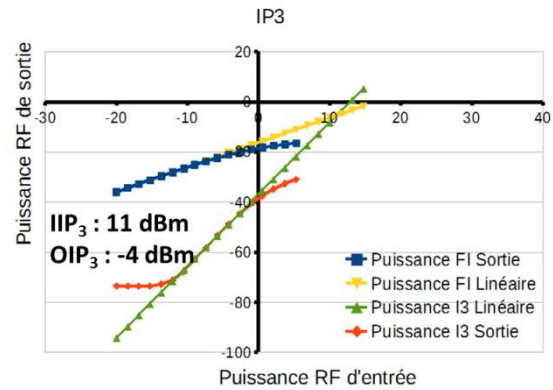


Figure 146 : IP<sub>3</sub> de l'architecture SOA série

Dans les deux cas et pour de faibles puissances RF d'entrée, les niveaux des produits d'intermodulation sont confondus avec le plancher de bruit. Ils ne sont mesurables qu'à partir de puissances RF supérieures à -15 dBm environ.

Avec des IIP<sub>3</sub> respectivement égaux à 10 et 11 dBm, ces deux architectures présentent d'excellentes linéarités. Elles sont également du même ordre de grandeur que ce qui peut être obtenu avec les architectures EAM.

L'architecture XGM présentant un gain élevé, son OIP<sub>3</sub> est plutôt fort : 5 dBm. La seconde topologie possède un gain plus faible, donc l'OIP<sub>3</sub> est moins important : -4 dBm.

La comparaison des résultats, obtenus selon l'analyse des performances et selon les tracés des IP<sub>3</sub>, est reportée dans le Tableau 29. Les résultats sont quasi-identiques.

Architecture	XGM	Série
Gain de conversion [dB]	-6	-16
OIP <sub>3</sub> -IIP <sub>3</sub> [dB]	-6	-15
0,5.(C/I <sub>3</sub> )-Gain de conversion [dB]	9,5	11
IIP <sub>3</sub> [dB]	11	11

Tableau 29 : Comparaison IP<sub>3</sub> / Analyse des performances, architectures SOA

### III.4.5. Etude paramétrique

Comme dans le cas des architectures EAM, les études réalisées ont montré que les topologies basées sur le SOA pouvaient être compatibles avec certains plans de fréquence en bandes Ku/Ku, Ku<sup>+</sup>/Ku et Ka/Ka. Cependant, les facteurs de bruit sont très élevés et il serait intéressant de voir si une amélioration technologique réalisée sur un composant ou sur un ensemble de composant permettrait d'obtenir de meilleures performances. Une étude paramétrique a donc été menée afin de déterminer si des grandeurs d'entrée plus fortes permettraient de diminuer le NF ou d'augmenter le gain.

Lorsqu'un paramètre est modifié (courant, pertes...), les autres sont fixes et correspondent aux valeurs du paragraphe III.2. Les différentes études ont été menées en bande Ku/Ku, et avec le modèle de filtre 1 pour l'architecture XGM.

#### III.4.5.1. Etude en fonction de la puissance optique

L'architecture basée sur la XGM emploie deux lasers DFB, la première porteuse optique étant modulée par le signal OL et la seconde par le signal RF. Les évolutions du NF et du gain de conversion ont été visualisées pour chacune des deux puissances associées. Les résultats sont visibles sur les figures suivantes (Figure 147 à Figure 152) :

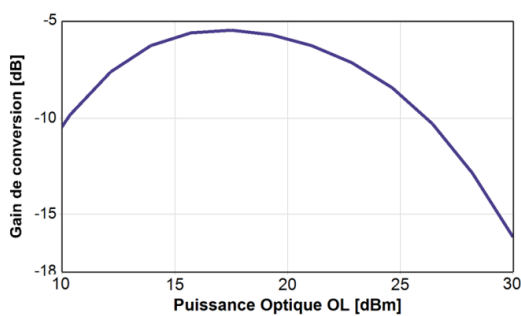


Figure 147 : Gain de conversion en fonction de la puissance optique OL, architecture SOA XGM

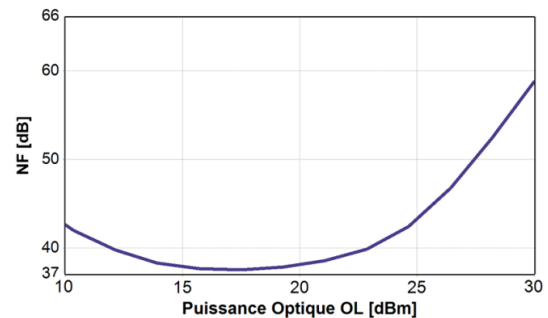


Figure 148: NF en fonction de la puissance optique OL, architecture SOA XGM

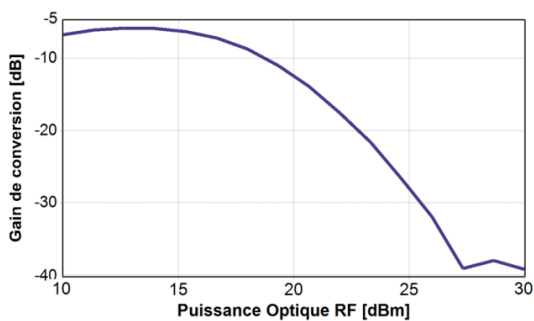


Figure 149 : NF en fonction de la puissance optique RF, architecture SOA XGM

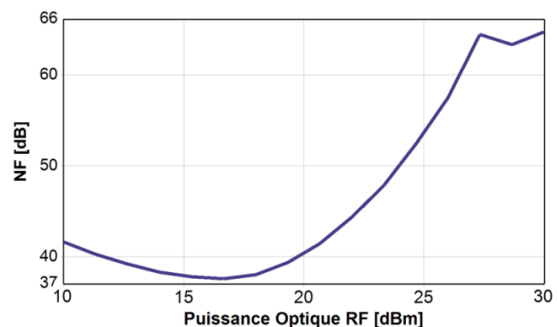


Figure 150 : NF en fonction de la puissance optique RF, architecture SOA XGM



Contrairement aux architectures EAM, augmenter les puissances optiques au-delà des 15 dBm, valeur maximale acceptable pour des modulateurs électro-absorbants, ne permettrait pas d'augmenter significativement les performances. Lorsque la puissance optique associée au signal OL (signal pompe) varie entre 15 et 20 dBm, le gain et le NF sont constants, puis se dégradent au-delà de 20 dBm. Quand la puissance optique associée au signal RF (signal sonde) varie, le gain se dégrade après 15 dBm. Le NF est quant à lui constant entre 15 et 20 dBm et augmente une fois passée cette dernière valeur.

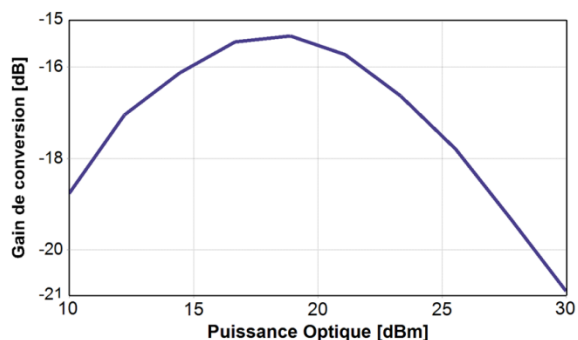


Figure 151 : Gain de conversion en fonction de la puissance optique, architecture SOA série

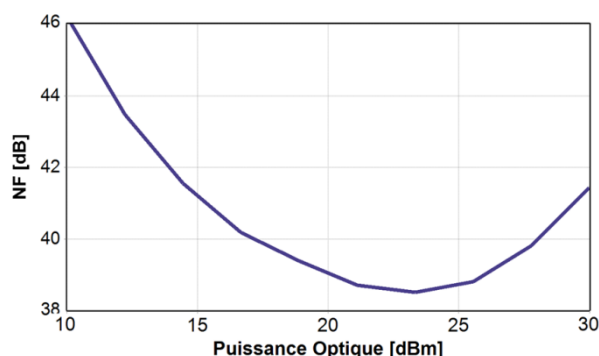


Figure 152 : NF en fonction de la puissance optique, architecture SOA série

Pour l'architecture SOA série, la situation est différente. Si l'EAM pouvait accepter 22 dBm de puissance optique en entrée, le NF pourrait être diminué de 3 dB environ. Le gain, lui, ne peut être amélioré significativement (augmentation inférieure à 1 dB). Ensuite pour des valeurs de puissance supérieures à 22 dBm, les performances se dégradent à nouveau.

### III.4.5.2. Etude en fonction de la puissance OL

Les évolutions du NF et du gain de conversion en fonction de la puissance OL, pour les architectures qui emploient un SOA, sont représentées par les Figure 153 à Figure 156 :

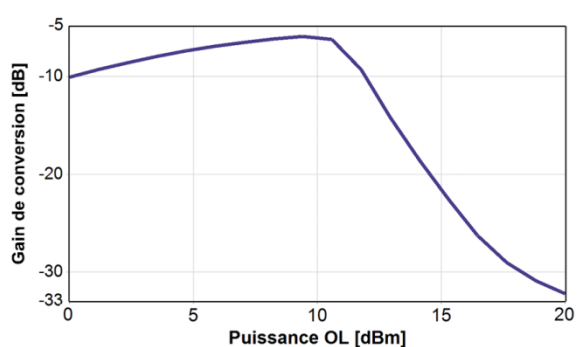


Figure 153 : Gain de conversion en fonction de la puissance OL, architecture SOA XGM

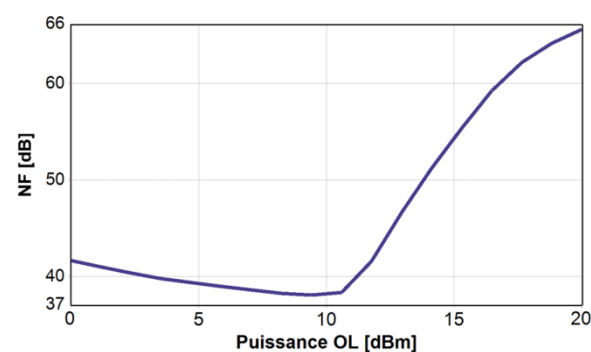


Figure 154 : NF en fonction de la puissance OL, architecture SOA XGM

Augmenter la puissance OL en entrée de la topologie XGM ne permet pas d'améliorer les performances. Après 10 dBm le modulateur est saturé, le gain de conversion chute et le NF augmente. Pour obtenir de meilleurs résultats il faudrait utiliser un modulateur dont la zone de saturation se situe au-delà des 10 dBm.



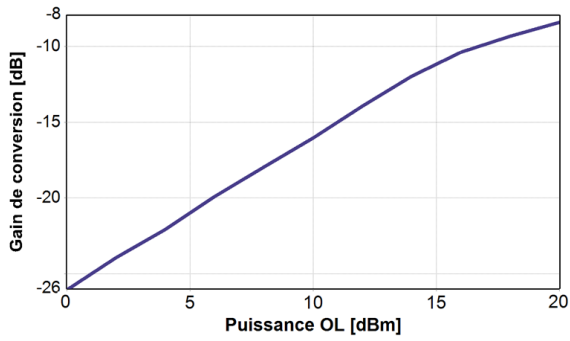


Figure 155 : Gain de conversion en fonction de la puissance OL, architecture SOA série

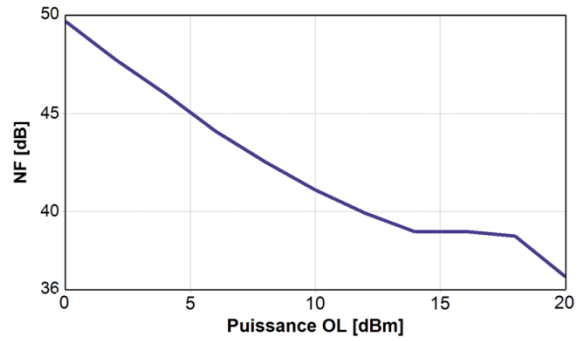


Figure 156 : NF en fonction de la puissance OL, architecture SOA série

Dans le cas de l'architecture série, c'est le SOA et non l'EAM qui reçoit le signal OL, et les 10 dBm peuvent être dépassés. En augmentant la puissance OL jusqu'à 20 dBm, le gain de conversion pourrait égaler celui des mélangeurs hyperfréquences. En revanche, le NF, même réduit de 6 dB, resterait très élevé et égal à 36 dB.

### III.4.5.3. Etude en fonction de la puissance RF

Les performances suivant l'évolution de la puissance RF sont représentées sur les courbes suivantes (Figure 157 à Figure 160) :

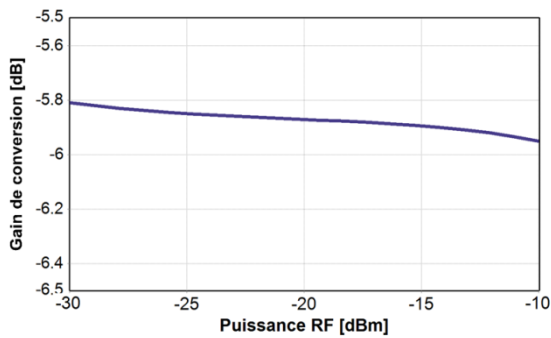


Figure 157 : Gain de conversion en fonction de la puissance RF, architecture SOA XGM

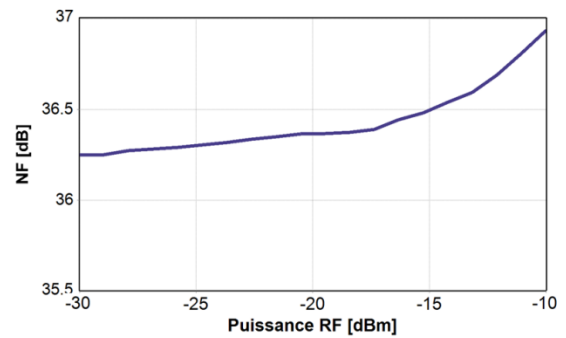


Figure 158 : NF en fonction de la puissance RF, architecture SOA XGM

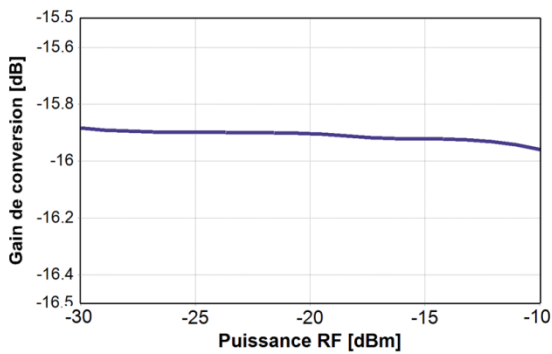


Figure 159 : Gain de conversion en fonction de la puissance RF, architecture SOA série

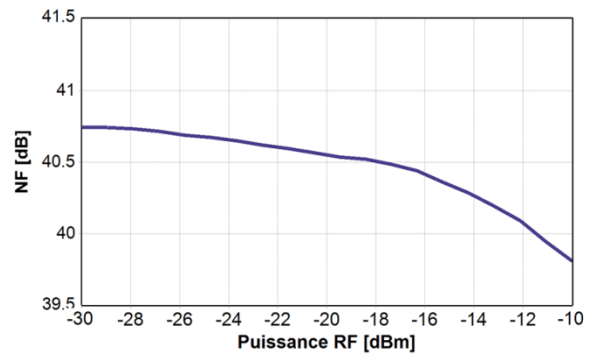


Figure 160 : NF en fonction de la puissance RF, architecture SOA série

Comme dans le cas des architectures EAM, augmenter ou diminuer la puissance RF n'entraîne pas de modification importante sur les performances. Pour la topologie série, le NF pourrait néanmoins être réduit d'un dB en augmentant fortement  $P_{RF}$ . Afin de réduire les contraintes sur les LNA, la puissance RF peut être abaissée, en veillant à ce que le niveau de puissance du signal FI après mélangeur soit suffisant du point de vu des amplificateurs de puissance.

#### III.4.5.4. Etude en fonction du courant d'injection

Les tracés de l'évolution du gain de conversion et du facteur de bruit en fonction du courant d'injection du SOA sont visibles sur les Figure 161 à Figure 164 :

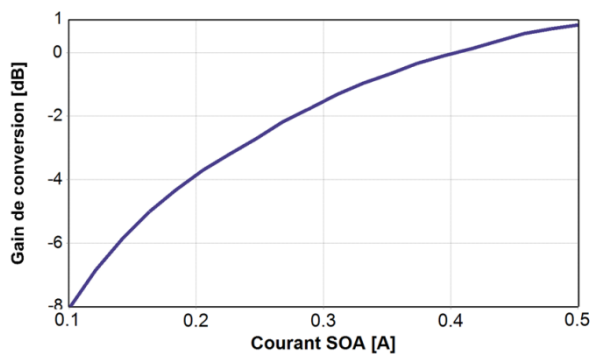


Figure 161 : Gain de conversion en fonction du courant d'injection, architecture SOA XGM

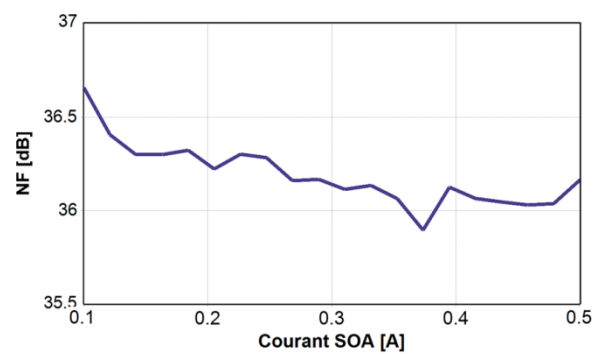


Figure 162 : NF en fonction du courant d'injection, architecture SOA XGM

Pour l'architecture XGM, et suivant le modèle TLM, augmenter l'intensité du courant d'injection permettrait d'augmenter fortement le gain de conversion : une amélioration de 9 dB pourrait être obtenue. Ce résultat est tout de même à relativiser : en délivrant un courant plus grand que 140 mA au SOA la puissance optique moyenne en sortie du composant croit également, et dépasse les 17 dBm qui est la valeur maximale obtenue en pratique. Avec de forts courants d'injection, le modèle TLM avec les dimensions de la zone active choisies, n'est plus réaliste. Quant au NF, il n'évolue pas avec le courant d'injection.

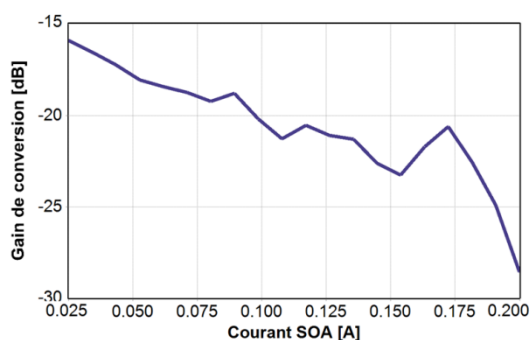


Figure 163 : Gain de conversion en fonction du courant d'injection, architecture SOA série

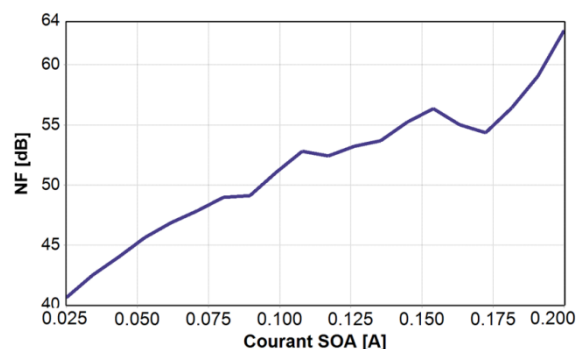


Figure 164 : NF en du courant d'injection, architecture SOA série



Dans le cas de la topologie série, le fait d'augmenter le courant d'injection entraîne une chute du gain de conversion et une augmentation du NF. Pour que le SOA fonctionne en tant que modulateur, il faut que son comportement soit le plus linéaire possible. Avec une puissance optique d'entrée relativement forte, le courant doit donc être très bas afin de ne pas entrer en régime saturé.

### III.4.5.5. Etude en fonction des pertes d'insertion des EAM

Les évolutions du gain de conversion et du NF pour les architectures SOA en fonction des pertes d'insertion des EAM sont reportées sur les figures suivantes Figure 165 à Figure 168 :

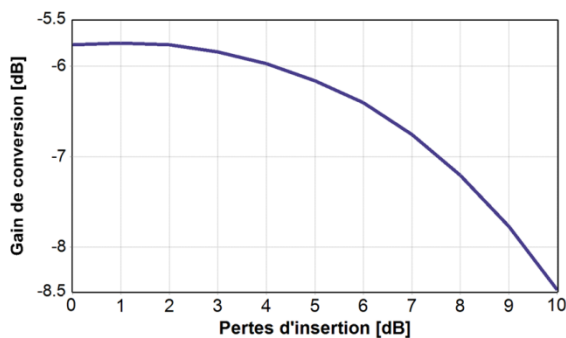


Figure 165 : Gain de conversion en fonction des pertes d'insertion, architecture SOA XGM

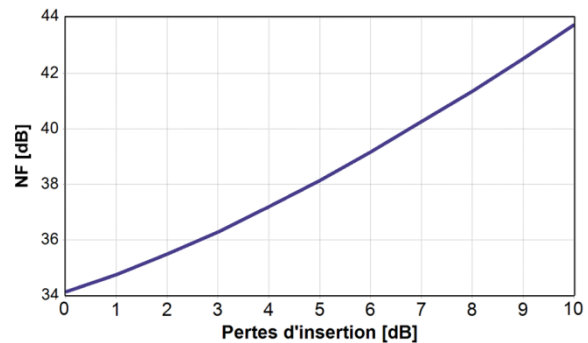


Figure 166 : NF en fonction des pertes d'insertion, architecture SOA XGM

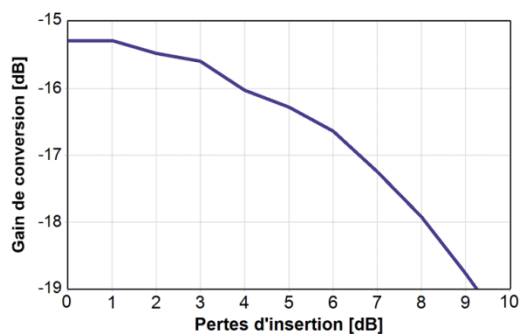


Figure 167 : Gain de conversion en fonction des pertes d'insertion, architecture SOA série

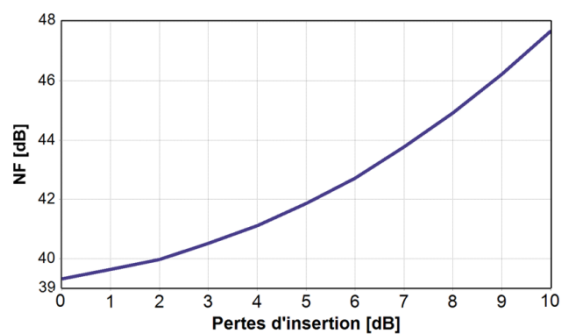


Figure 168 : NF en fonction des pertes d'insertion, architecture SOA série

Dans les deux cas, réduire d'avantage les pertes d'insertion des EAM et passer en dessous des 4 dB (intégration monolithique) ne permettrait pas d'améliorer le gain de conversion de façon satisfaisante. En réduisant totalement les pertes, les NF seraient diminués de 3 dB seulement.

En considérant des pertes d'insertion de 10 dB, correspondant à des modulateurs fibrés, les gains ne chuteraient que de 3 dB environ, mais les NF augmenteraient de 10 dB. Comme pour les architectures EAM, il est indispensable d'intégrer les composants sur puce afin de limiter au maximum les pertes d'énergie.

### III.5. Résumé du chapitre III

Ce troisième chapitre a permis de présenter l'ensemble des résultats de simulation associés aux convertisseurs de fréquence RF développés. Après avoir détaillé l'ensemble des paramètres d'entrée (puissance optique, puissance OL, puissance RF, pertes d'insertion...) la performance de chaque topologie a été évaluée au travers du gain de conversion, du facteur de bruit, des isolations RF/FI et OL/FI et du spectre RF de sortie. Plusieurs plans de fréquence en bandes Ku/Ku, Ku<sup>+</sup>/Ku et Ka/Ka ont été testés et dans chaque cas les fréquences parasites gênantes, qui apparaissent dans la bande utile du satellite, ont été listées. Cet exercice a été mené avec deux modèles de filtre différents, l'un possédant une réjection optimale des signaux hors-bandes et l'autre ayant des propriétés réalistes. Le Tableau 30 est un résumé qualitatif des performances obtenues et permet de comparer les architectures entre elles, et avec les mélangeurs hyperfréquences (cas où tous les paramètres sont positifs).

Architecture		Critères d'évaluation								
		Gain	NF	Pureté spectrale	IIP <sub>3</sub>	Isolation	Contraintes sur le filtrage	Consommation	Mise en œuvre	Potentiel d'amélioration
Architectures EAM	1	☹️	☹️	☹️	😊	☹️	-	😊	☹️	😊
	2	☹️	☹️	😊	😊	☹️	😊	😊	😊	😊
	3	☹️	☹️	😊	😊	☹️	☹️	😊	☹️	😊
	4	☹️	☹️	😊	😊	😊	☹️	😊	😊	😊
	5	☹️	☹️	😊	😊	☹️	😊	😊	😊	😊
Architectures EAM + EDFA	1	😊	☹️	☹️	😊	☹️	-	☹️	☹️	☹️
	2	😊	😊	😊	😊	☹️	😊	☹️	😊	☹️
	3	😊	☹️	😊	😊	☹️	☹️	☹️	☹️	☹️
	4	😊	☹️	😊	😊	😊	☹️	☹️	😊	☹️
	5	😊	☹️	😊	😊	☹️	😊	☹️	😊	☹️
Architectures SOA	XGM	😊	☹️	☹️	😊	☹️	😊	☹️	😊	☹️
	Série	☹️	☹️	😊	😊	☹️	-	☹️	😊	☹️

Tableau 30 : résumé des performances des architectures développées

Les architectures EAM seules possèdent des gains de conversion plutôt faibles et des facteurs de bruit assez élevés. Les topologies SOA présentent des gains plus élevés, et en particulier la structure XGM, qui permet d'aboutir à une valeur plus forte que celle des mélangeurs classiques. Les NF restent élevés.



La consommation des architectures EAM est faible. Les besoins en énergie des modulateurs et des photodiodes étant très faibles devant ceux des lasers DFB, la consommation peut être réduite à ce seul composant. Dans le cas des structures basées sur le SOA, ce paramètre augmente fortement, le courant de polarisation nécessaire à ces amplificateurs allant de quelques dizaines à quelques centaines de mA.

Les études réalisées ont montré que les performances des architectures EAM pourraient être améliorées si des modulateurs capables de résister à des puissances lasers supérieures à 15 dBm existaient. S'ils supportaient 20 dBm, comme c'est le cas pour les modulateurs MZM, le gain de conversion augmenterait de 10 dB et le NF diminuerait de 10 dB. Un tel changement des performances ne peut être atteint avec les topologies SOA.

Lorsqu'un amplificateur optique à fibre dopée erbium est placé devant la photodiode pour les architectures EAM, le gain de conversion est amélioré de façon significative, et est même supérieur à celui des mélangeurs hyperfréquences (sans amplification). Le NF diminue de quelques dB, sauf pour la topologie 2, qui voit ce paramètre être amélioré de 19 dB. Il est alors de 16 dB et tend à se rapprocher de celui des mélangeurs électriques (environ 10 dB). Ces améliorations se font cependant au détriment de la consommation, de la masse et de l'encombrement des dispositifs.

La pureté spectrale est très dégradée pour les architectures EAM 1 et SOA XGM. Pour les autres mélangeurs, elle est intéressante, en bande Ku/Ku, en particulier si des filtres à très forte réjection sont employés. Les topologies EAM 2 et 5 pourraient même couvrir l'intégralité de cette bande, ce qui est compatible avec le principe de charge utile universelle. Pour les autres, les filtres présents actuellement sur le marché ne permettent pas encore de tels résultats.

Sur l'ensemble des structures étudiées, la raie à 2OL pose encore problème en bandes Ku<sup>+</sup>/Ku et Ka/Ka, rendant la moitié des plans de fréquence associés difficile à mettre en place.

La plupart de ces topologies sont facilement réalisables. Cependant quelques contraintes interviennent pour les mélangeurs EAM 1 et 3. Sur le premier, réaliser un couplage des signaux RF et OL sur le port électrique du modulateur tout en limitant les pertes et les coefficients de réflexion (S11) peut être compliqué. Pour le troisième, et de par sa structure interférométrique, il est nécessaire d'ajuster avec une grande précision les longueurs des guides d'onde, afin de conserver la relation de phase induite par le coupleur en X.

En ce qui concerne les isolations RF/FI et OL/FI, il n'est pour l'instant pas possible d'obtenir avec les architectures EAM un comportement similaire à celui des mélangeurs équilibrés ou doublement équilibrés, qui permettent d'annuler efficacement les signaux d'entrée. Les raies OL et RF apparaissent fortement dans le spectre électrique de sortie. La topologie 4 permet néanmoins une réjection importante, si des filtres très performants sont mis en jeu.

Dans tous les cas, les IIP<sub>3</sub> obtenus sont très élevés et traduisent une excellente réjection des produits d'intermodulation d'ordre 3, ainsi qu'une bonne linéarité. Elles sont égales voire supérieures à celle engendrés par les convertisseurs hyperfréquences.





## Chapitre IV. Réalisations expérimentales de convertisseurs de fréquence RF à partir de modulateurs électro-absorbants

### IV.1. Introduction au chapitre IV

Afin de valider les résultats de simulation, des manipulations ont été entreprises. Pour cela nous avons approvisionné plusieurs EAM et nous disposons, au sein du laboratoire de deux EML (Electroabsorption Modulated Laser). Il s'agit de modulateurs électro-absorbants intégrés à des lasers. Ils ne disposent pas d'entrée optique, mais seulement d'un port de sortie. Malheureusement, les EAM présentaient de faibles performances, et seulement l'un d'entre eux a permis d'obtenir des résultats.

A partir de ces composants nous avons pu mettre en place trois architectures. La première est constituée de deux EML en parallèle, la seconde d'un EML en série avec un EAM et la troisième d'un seul EML qui reçoit à la fois les signaux RF et OL sur son port électrique. L'objectif n'était pas d'obtenir les meilleures performances possibles, mais de confronter la réalité aux modèles de simulation afin de valider le travail accompli avec VPIphotonics®, et présenté dans le chapitre III. Les deux premières architectures ont pu être testées dans un laboratoire de Thales Alenia Space alors que la troisième a été mise en œuvre au laboratoire Xlim.

Ne disposant pas de SOA, l'ensemble des simulations réalisées sur ce composant n'a pas pu être confronté à l'expérimentation.

### IV.2. Caractérisation et modélisation des EML et de l'EAM disponibles

La première étape des manipulations réalisées correspond à la caractérisation et à la modélisation des modulateurs disponibles.

L'EAM que nous avons utilisé est un composant prototype, non disponible commercialement. Sa caractéristique statique est donnée par la Figure 169.

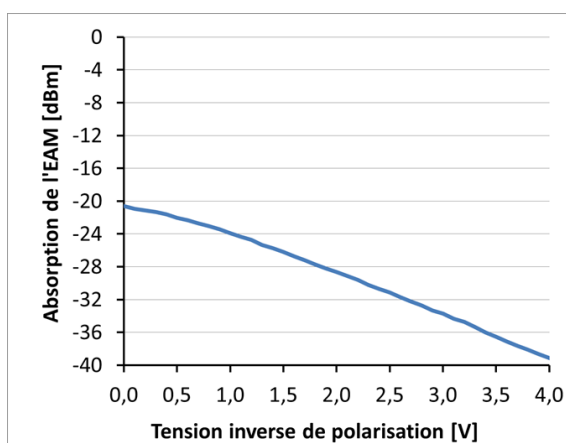


Figure 169 : Caractéristique statique de l'EAM (mesures)

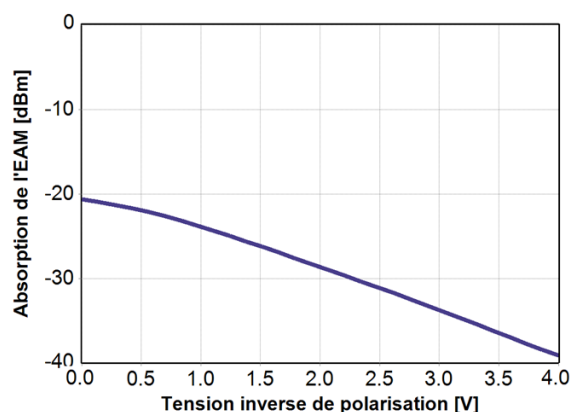


Figure 170 : Caractéristique statique de l'EAM (VPI)

Les pertes d'insertion pour ce composant sont extrêmement importantes : 20 dB. La courbe d'absorption est très linéaire, mais la pente est peu marquée, ce qui traduit un faible rendement de conversion électrique / optique.

Cette courbe a été reproduite sous VPI à l'aide d'un polynôme d'ordre 9 et le résultat est visible sur la Figure 170. Une très bonne concordance est obtenue avec les résultats expérimentaux.

Les EML disponibles sont des Alcatel 1915 LMM (10 Gbit/s). En ce qui concerne ces composants, il n'est pas possible de caractériser séparément les parties lasers et électro-absorbantes et seul le signal optique en sortie de l'ensemble peut être analysé. Ainsi la puissance optique de sortie, lorsque la tension de polarisation est égale à zéro et que le composant est passant, correspond à la puissance du laser à laquelle il faut soustraire les pertes d'insertion du modulateur. Lorsque la tension de polarisation de l'EAM varie, le composant absorbe la puissance lumineuse disponible, fixée par le courant d'alimentation du laser. Des exemples de caractéristiques statiques et dynamiques que nous avons mesurées sont visibles sur la Figure 171.

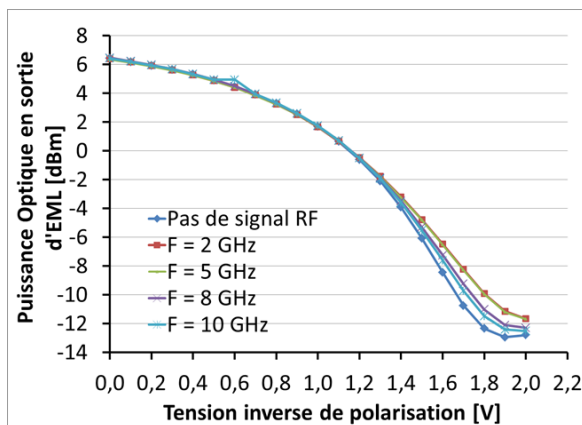


Figure 171 : Caractéristiques statiques et dynamiques des EML, pour  $I_{\text{laser}} = 90 \text{ mA}$  et  $P_{\text{RF}} = 0 \text{ mW}$  ou  $1 \text{ mW}$

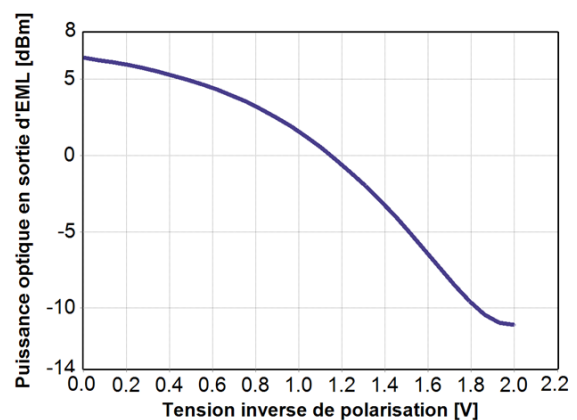


Figure 172 : Caractéristique statique des EML (VPI)

Elles ont été obtenues pour un courant de polarisation du laser de 90 mA. La courbe bleu foncé correspond à la caractéristique statique du composant car la puissance RF appliquée est nulle. Les autres correspondent à des caractéristiques dynamiques, pour différentes fréquences et lorsque la puissance électrique vaut 0 dBm. Dans tous les cas, les composants ont été maintenus à 25°C, à l'aide de leur module Peltier intégré.

Pour une tension inverse de polarisation inférieure à 1,3 V, toutes ces courbes sont quasiment superposées. Au-delà de cette valeur, les courbes se séparent et une variation de fréquence de quelques GHz peut entraîner une variation de la puissance optique de sortie de 3 dB.

Sous VPI, la méthode qui a été employée afin de modéliser les EML consiste à associer un laser DFB à un EAM et à supprimer toute perte entre ces deux composants. La courbe d'absorption de l'EAM correspond à la courbe statique des EML et est modélisée grâce à un polynôme. La puissance maximale du laser est ensuite fixée et correspond à la valeur (mesurée) maximale de puissance optique délivrable par l'EML (6.4 dBm sur la Figure 171). Le résultat est visible sur la Figure 172. La simulation concorde parfaitement avec les manipulations.

Cette première approche est une approximation, et fait l'hypothèse que la courbe d'absorption est toujours la même : elle ne fait que se translater de haut en bas lorsque le courant et donc la puissance laser varie. Dans la réalité, ce n'est pas tout à fait exact, et la courbe subit quelques transformations comme le montre les résultats de mesure de la Figure 173.

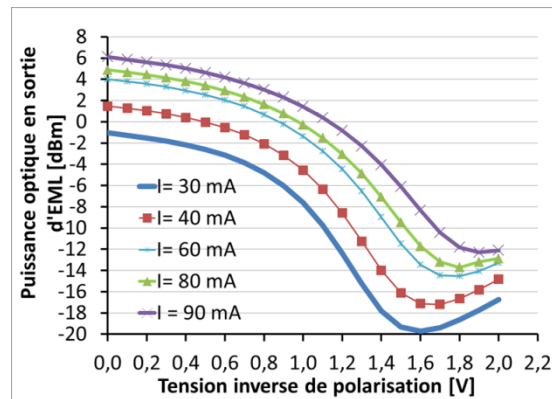


Figure 173 : Courbe d'absorption (statique) de l'EML pour plusieurs courants de polarisation

Pour prendre en compte ce phénomène ainsi que les variations de la courbe d'absorption, et donc de perte de puissance, en fonction de la fréquence des signaux d'entrée, la puissance optique envoyée au modulateur, dans la simulation, est en permanence corrigée. Les références prises afin d'ajuster cette valeur sont les raies RF et OL dans le spectre électrique de sortie. La puissance laser est fixée afin que les niveaux de puissance de ces signaux soient égaux en manipulation et en simulation. Si c'est le cas, et étant donné que les niveaux de puissance des signaux électriques d'entrée, en simulation, sont corrects (pertes mesurées), cela signifie que la valeur de puissance optique entrante est correctement estimée. Cette méthode, bien que permettant de réduire un grand nombre d'erreurs dues aux incertitudes sur la valeur d'absorption, reste approximative. Elle corrige en effet le niveau de puissance optique entrant, mais les légères variations des pentes locales sur les courbes d'absorption sont ignorées. Les courbes de la Figure 171, entre 1,4 et 1,6 V présentent par exemple des pentes différentes. Ainsi des erreurs interviennent tout de même lors des simulations.

Un autre paramètre à prendre en compte, et qui aura son importance pour le reste des manipulations est la température. Toute variation entraîne des déformations des composants et donc une modification de leur comportement. En particulier toute variation des dimensions de la cavité laser engendre des variations de longueur d'onde. Le fonctionnement de l'EAM étant basé sur une translation du pic d'absorption en fonction de cette grandeur, son comportement va aussi être affecté. L'évolution de la courbe d'absorption mesurée (statique) en fonction de la température, pour un courant de polarisation de 90 mA est reportée sur la Figure 174. Les longueurs d'onde associées sont aussi mentionnées.



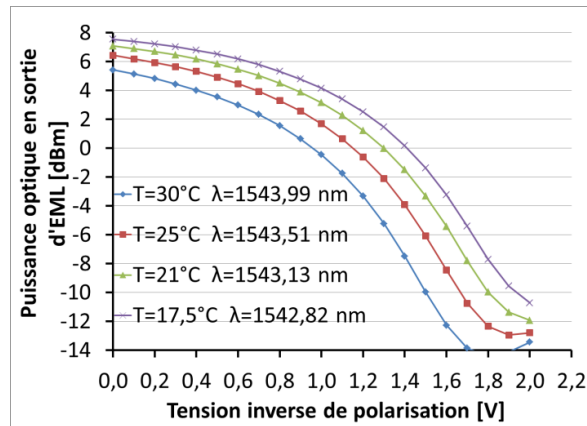


Figure 174 : Evolution de la courbe d'absorption d'un EML (statique) en fonction de la température,  $I = 90\text{mA}$

Les variations subites sont assimilables à des translations du haut vers le bas et à de légères déformations de la courbe d'absorption lorsque la température augmente. Les modifications dues à ce paramètre pourront donc être simplement modélisées par un ajustement de la puissance laser.

Dans le cas de l'EAM seul, le contrôle de la température n'est pas possible et il faut faire l'hypothèse que la courbe d'absorption ne variera pas significativement.

Enfin, il était intéressant de se demander comment évoluerait la courbe d'absorption lorsque le composant serait soumis à des variations de puissance RF d'entrée. Les résultats, pour une fréquence d'entrée de 8 GHz, un courant de polarisation de 90 mA et une température de 25 °C sont reportés sur la Figure 175 :

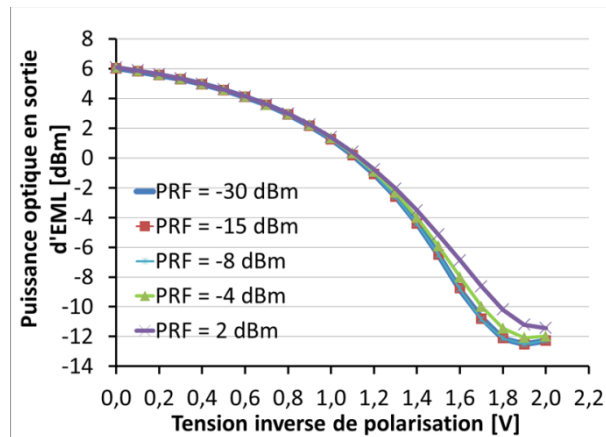


Figure 175 : Evolution de la courbe d'absorption d'un EML en fonction de la puissance électrique d'entrée,  $f = 8\text{ GHz}$ ,  $I = 90\text{mA}$ ,  $T = 25\text{ °C}$

Les variations sont minimales pour des tensions inverses de polarisation inférieures à 1 V, puis au-delà de cette limite, l'absorption est de moins en moins prononcée au fur et à mesure que la puissance RF augmente. Ces différences seront encore une fois compensées par un ajustement de la puissance optique disponible.



### IV.3. Mélangeur réalisé à partir de deux EML en parallèle

#### IV.3.1. Présentation de l'architecture :

La première architecture testée est constituée de deux EML disposés en parallèle. Le montage réalisé est représenté sur la Figure 176 :

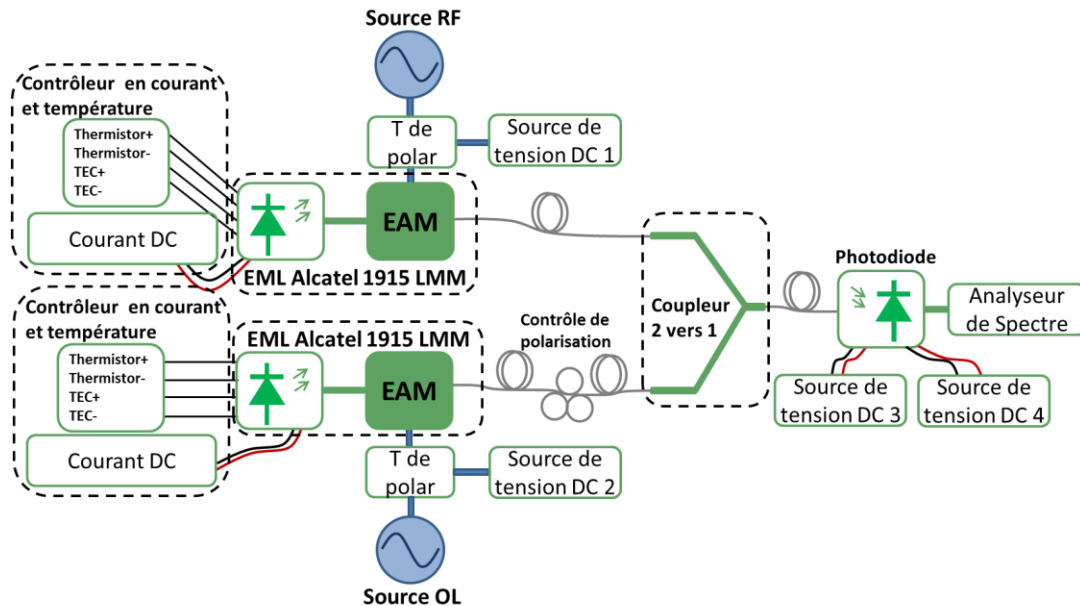


Figure 176 : Schéma du banc de test du mélangeur constitué de deux EML en parallèle

Il est constitué de deux EML Alcatel 1915 LMM disposés en parallèle. Chacun d'eux est associé à un régulateur de courant, qui permet de polariser les parties lasers des EML et donc de fixer une puissance optique maximale de sortie, et à un régulateur de température. Il faut noter qu'un des EML a été fixé dans un boîtier spécifique servant à amener les différents signaux de contrôle sur le composant et à dissiper la chaleur. Ne disposant que d'un seul boîtier au moment des manipulations, le second EML a été placé sur une plaque d'aluminium. Un coupleur 2 vers 1 permet de sommer les signaux avant la photodiode. La Figure 177 correspond à une photographie du banc de test.

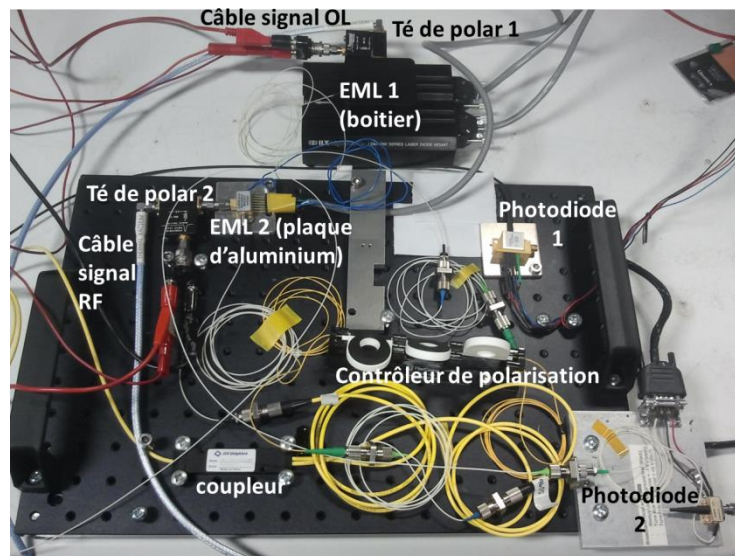


Figure 177 : Photographie du banc de test du mélangeur constitué de deux EML en parallèle



Deux photodiodes ont en réalité été testées, mais seulement les résultats obtenus à l'aide de la photodiode 1 ont été conservés.

L'objectif avec ce montage était de simuler l'architecture EAM 3 (voir chapitre III), mais l'emploi des EML pose problème : au lieu d'avoir un laser unique émettant dans les deux modulateurs, la topologie est composée de deux lasers indépendants, ayant des phases différentes et des longueurs d'onde différentes lorsqu'ils sont portés à la même température. Cela a deux conséquences : il n'y a pas de relation de phase entre les deux signaux optiques avant le coupleur, et il est extrêmement difficile d'aligner les deux longueurs d'onde afin d'obtenir un spectre constitué d'une seule porteuse et de bandes latérales RF et OL. Bien qu'il soit possible de faire varier les longueurs d'onde en ajustant la température des EML, un alignement parfait est impossible à réaliser. Ainsi les spectres optiques seront toujours tels que représentés par la Figure 178.

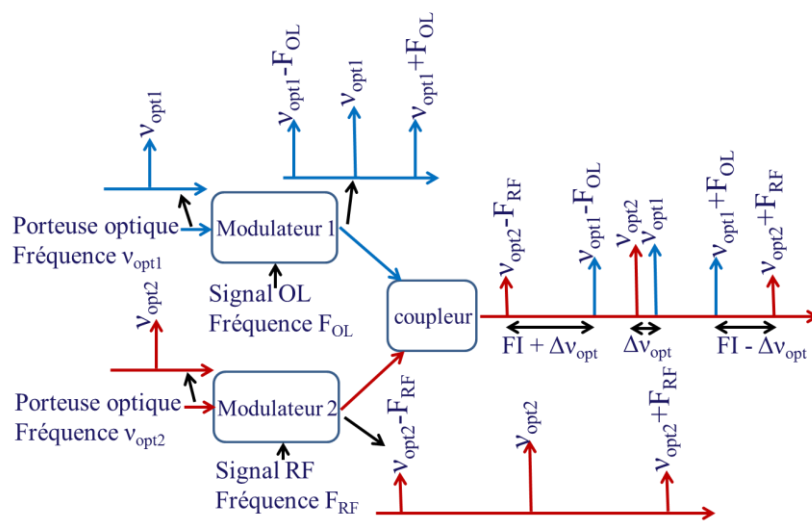


Figure 178 : Principe de fonctionnement de la topologie basée sur deux EML en parallèle

Après la photodiode, le spectre électrique sera alors composé d'un nombre de raie supérieur à celui attendu. En plus de la raie OL, obtenue grâce aux battements entre les bandes latérales OL et la porteuse laser 1, se trouvent 2 autres raies. Elles correspondent respectivement au battement entre la bande latérale droite OL et la porteuse laser 2, qui génère la fréquence  $OL + \Delta v_{opt}$ , et au battement entre la bande latérale gauche OL et la porteuse laser 2 ce qui permet d'aboutir à la fréquence  $OL - \Delta v_{opt}$ . En ce qui concerne la fréquence RF et les harmoniques d'OL, le même phénomène se produit et chaque raie est remplacée par un trio, dans lequel les fréquences sont séparées par  $\Delta v_{opt}$ .

La fréquence FI ne peut être générée, car il n'existe plus deux raies, RF et OL, séparées de la fréquence  $RF - OL$ . L'écart est soit augmenté de  $\Delta v_{opt}$  pour les bandes latérales gauches soit diminué de  $\Delta v_{opt}$  pour les bandes latérales droites. Deux raies de mélange sont donc formées :  $FI + \Delta v_{opt}$  et  $FI - \Delta v_{opt}$ .

Enfin, le spectre est complété par le battement entre les deux portuses optiques ce qui fait intervenir la fréquence  $\Delta v_{opt}$ . Un exemple de spectre électrique est reporté sur la figure suivante (Figure 179). Les fréquences RF et OL ont été placées respectivement à 8 et 3 GHz afin de correspondre à la bande passante de 10 Gbit/s des modulateurs, tout en offrant un spectre lisible.

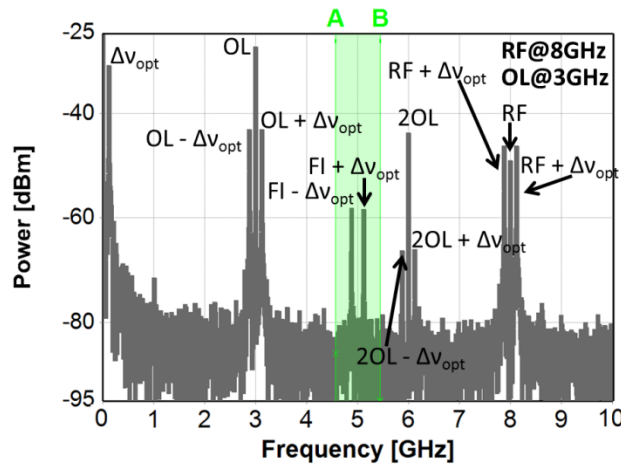


Figure 179 : Spectre RF de l'architecture composée de deux EML en parallèle

### IV.3.2. Etude paramétrique

Bien que le spectre ne soit pas celui attendu, une campagne de mesures a été réalisée afin de confronter les résultats de manipulations aux résultats de simulations, et les spectres optiques ont été volontairement décalés afin que chaque raie soit identifiable et que son niveau de puissance soit lisible. Un contrôleur de polarisation a été placé sur un des bras de la structure et avant le coupleur afin de stabiliser les mesures. Enfin, pour pallier le problème des variations de phase des signaux optiques, qui engendrent des variations d'intensité sur les signaux électriques, la fonction max hold de l'analyseur de spectre a été utilisée. Le spectre est figé et chaque raie correspond à son maximum de puissance. Les paramètres de la manipulation et des simulations, sont répertoriés dans Tableau 31 :

Paramètres	Valeur	unité	Paramètres	Valeur	unité
Courant laser EML OL et RF	65	mA	Puissance OL	1,1	dBm
Température EML OL	15,2	°C	Puissance RF	1,5	dBm
Température EML RF	29,7	°C	Pertes câble RF + T de polar (à la fréquence RF)	4,3	dB
Longueur d'onde EML OL et RF	1542,4	nm	Pertes câble OL + T de polar (à la fréquence OL)	2,8	dB
Fréquence OL	3	GHz	Sensibilité photodiode	0,88	A/W
Fréquence RF	8	GHz	Bande passante photodiode	10	GHz
$\Delta v_{opt}$	120	MHz	Densité de bruit thermique	17	pA/Hz <sup>1/2</sup>
Bias EAM EML OL et RF	- 1,3	V	Courant d'obscurité	10	nA
Pertes coupleur	2	dB	Gain transimpédance photodiode	400 à 600	$\Omega$

Tableau 31 : Paramètres de la manipulation/simulation 1 : 2 EML en parallèle

Ne connaissant pas exactement la valeur du gain transimpédance de la photodiode, un gain variable idéal a été ajouté au modèle de simulation et a été ajusté afin de correspondre au mieux aux résultats expérimentaux.

Les pertes du câble RF lié à la photodiode en fonction de la fréquence ont aussi été mesurées puis ajoutées aux simulations, afin de corriger les valeurs de puissance des différentes raies observées.

Lors des manipulations il s'est trouvé que modifier les polarisations des EML contribuait également à faire varier les longueurs d'onde des deux signaux optiques et donc à décaler les spectres optiques. Dans ces conditions il ne restait que deux paramètres à faire varier : la puissance OL et la puissance RF. Ces dernières ont dû être modifiées par rapport aux simulations réalisées du chapitre III : la valeur maximale de la puissance OL a été diminuée afin de ne pas risquer d'endommager les composants et la puissance RF a été augmentée afin d'obtenir des puissances de sortie lisibles avec le matériel disponible. Pour cette manipulation et puisqu'il n'existe pas à proprement parlé de signal FI, seules les évolutions des amplitudes des raies présentes en fonction des puissances d'entrée OL et RF ont été relevées. Les gains de conversion, rapport  $C/I_3$  et facteur de bruit n'ont pas été mesurés. Les résultats, issus des manipulations et des simulations correspondantes ont été reportés sur les figures suivantes (Figure 180 à Figure 193). Lorsque l'une des deux puissances varie, l'autre est égale à celle reportée dans le Tableau 31.

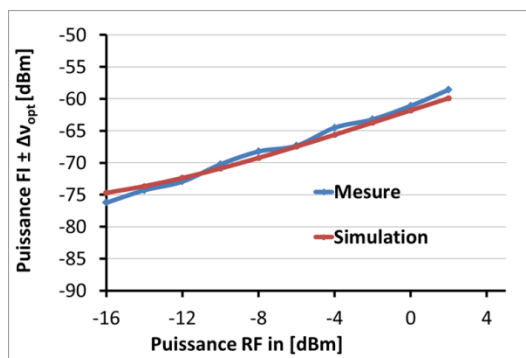


Figure 180 : Puissance FI  $\pm \Delta v_{opt}$  en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML parallèle

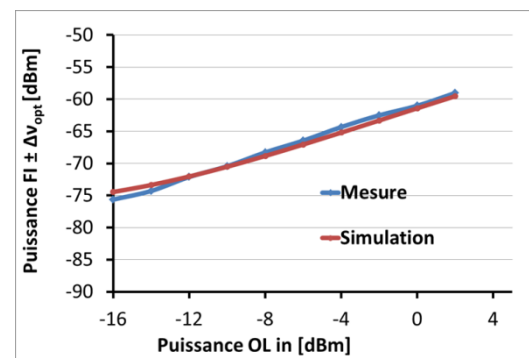


Figure 181 : Puissance FI  $\pm \Delta v_{opt}$  en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML parallèle

Les deux raies aux fréquences FI  $\pm \Delta v_{opt}$  présentent, aussi bien en manipulations que lors des simulations, des niveaux de puissance identiques. Ils évoluent linéairement avec les puissances OL et RF, et puisque ces deux grandeurs ont suivi les mêmes variations et que le montage est symétrique, les deux courbes sont identiques. Les niveaux de puissance mis en jeu sont très faibles, et sans tenir compte du décalage  $\Delta v_{opt}$  le gain de conversion serait d'environ -60 dB, mais les résultats expérimentaux et théoriques correspondent parfaitement.



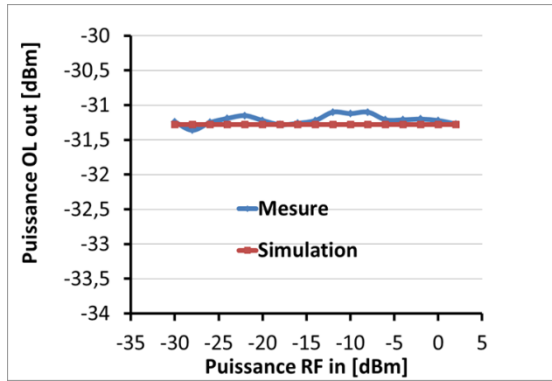


Figure 182 : Puissance OL de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML parallèle

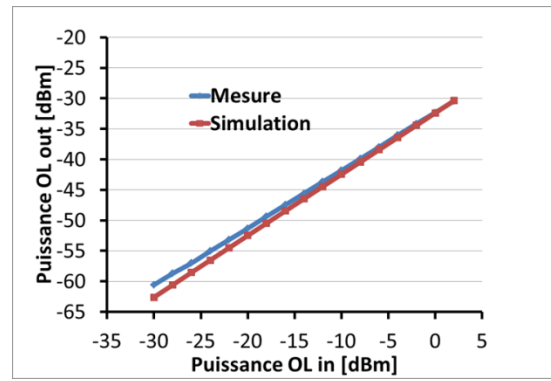


Figure 183 : Puissance OL de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML parallèle

La puissance OL de sortie est issue du battement entre la porteuse optique à la fréquence  $\nu_{opt1}$  et les bandes latérales OL (Figure 178). Elle varie linéairement en fonction de la puissance OL d'entrée et ne dépend pas de la puissance RF. Cette raie est celle qui apparaît le plus fortement dans le spectre de sortie. En assimilant le signal à la fréquence  $FI \pm \Delta\nu_{opt}$  au signal utile et en comparant la Figure 183 avec la Figure 181, l'isolation OL/FI serait d'une trentaine de dB. Cette grandeur correspond tout à fait à ce qui a été obtenu lors des simulations présentées dans le chapitre III.

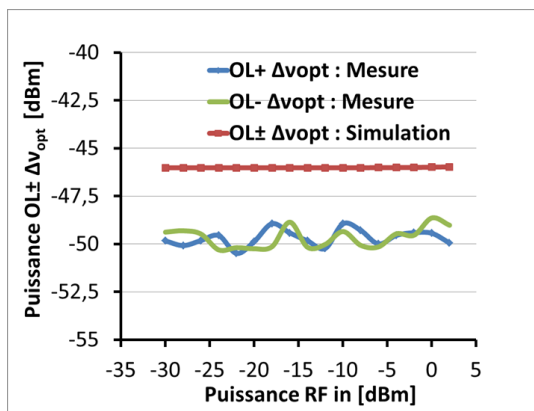


Figure 184 : Puissance  $OL \pm \Delta\nu_{opt}$  de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML parallèle

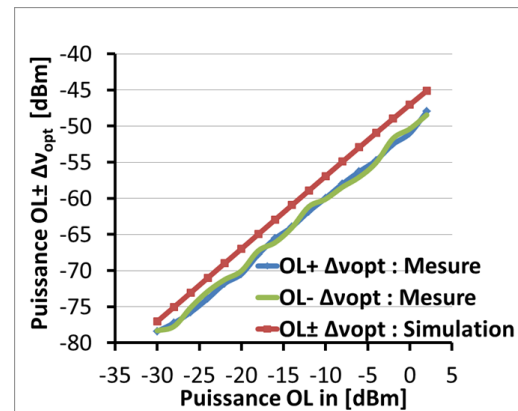


Figure 185 : Puissance  $OL \pm \Delta\nu_{opt}$  de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML parallèle

Tout comme la raie OL, les raies  $OL \pm \Delta\nu_{opt}$  ne sont pas affectées par la puissance RF et varient linéairement avec la puissance OL. Ici, l'écart entre la simulation et la pratique est plus significatif que dans les cas précédents. La simulation surévalue les niveaux des raies  $OL \pm \Delta\nu_{opt}$  de 3 à 4 dB environ. Cet écart peut être expliqué par une très légère surévaluation de la puissance de la porteuse optique à la fréquence  $\nu_{opt2}$  (Figure 178), une petite variation dans le domaine optique entraînant une variation plus importante dans le domaine électrique.

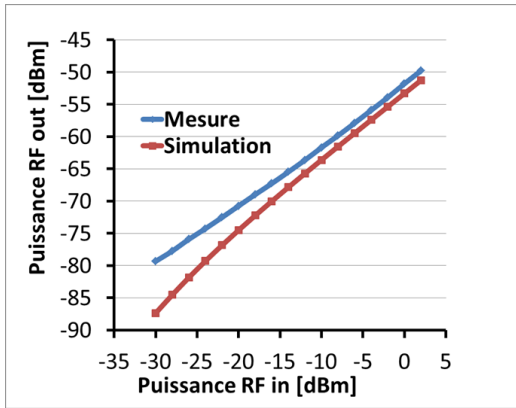


Figure 186 : Puissance RF de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML parallèle

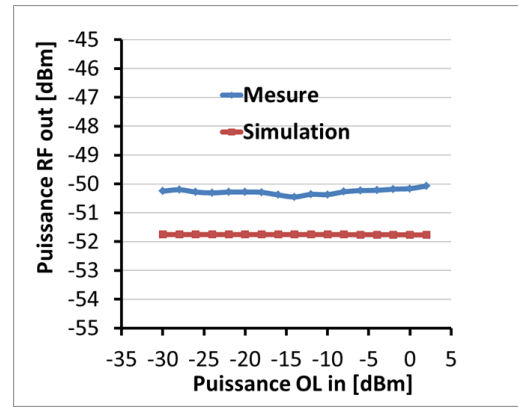


Figure 187 : Puissance RF de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML parallèle

L'évolution de la puissance RF de sortie en fonction des puissances RF et OL d'entrée est similaire à celle obtenue pour la puissance OL de sortie (montage symétrique). Cependant, la puissance RF obtenue est plus faible que celle de l'OL et cela peut être expliqué par la différence de température entre les deux modules, qui affecte la puissance optique maximale disponible. Les deux supports des composants EML étant également différents, la dissipation thermique subie n'est pas la même dans les deux cas.

Les résultats issus des simulations et expérimentaux correspondent plutôt bien et un écart de moins de 2 dB est observé. Lorsque la puissance RF d'entrée diminue, cet écart tant à augmenter, mais ces valeurs sont moins significatives, les puissances RF étant presque confondues avec le plancher de bruit.

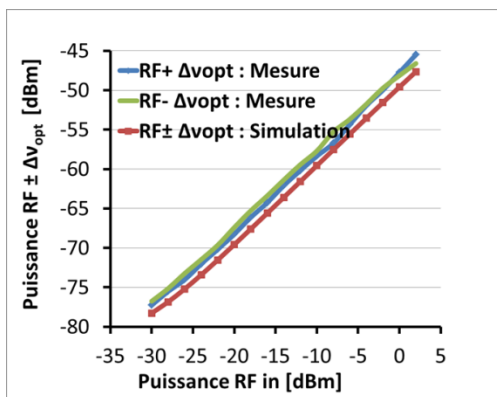


Figure 188 : Puissance RF  $\pm \Delta v_{opt}$  de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML parallèle

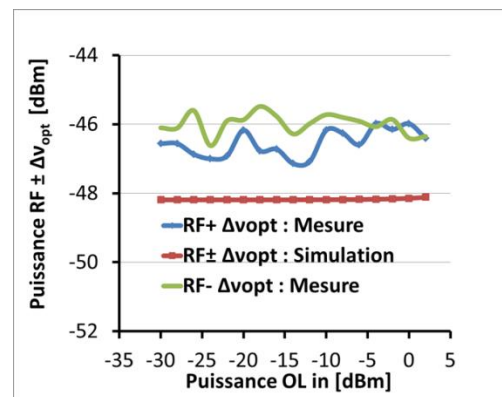


Figure 189 : Puissance RF  $\pm \Delta v_{opt}$  de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML parallèle

Les raies RF  $\pm \Delta v_{opt}$  se comportent de la même façon que les raies OL  $\pm \Delta v_{opt}$ , et un écart maximal de 2 dB environ est obtenu entre les valeurs expérimentales et les valeurs données par les simulations.



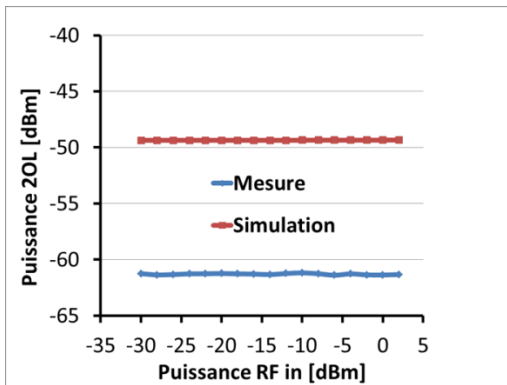


Figure 190 : Puissance 2OL de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML parallèle

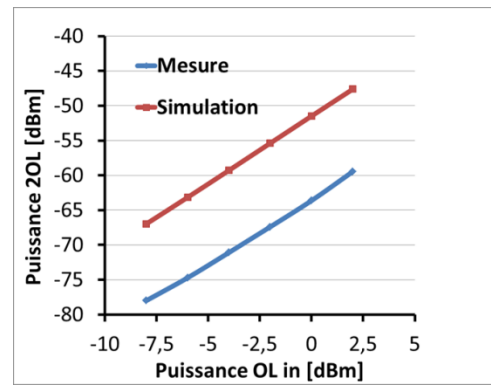


Figure 191 : Puissance OL de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML parallèle

La raie à la fréquence 2OL est le signal pour lequel la plus grande différence de puissance entre la simulation et l'expérimentation est observée : environ 11 dB. Cet écart peut provenir des déformations subies par la courbe d'absorption des EAM lors des changements de température et qui ne sont pas prises en compte lors des simulations. Ces déformations affecteraient beaucoup plus les harmoniques des signaux entrant que les fréquences fondamentales. Il est aussi possible que des variations de température ou de puissances optiques soient survenues au cours des manipulations.

Le modèle utilisé ne permet donc pas de prédire correctement le niveau de ces raies, mais les allures des courbes sont tout de même les bonnes. Les droites représentant l'évolution du signal 2OL en fonction de la puissance OL d'entrée présentent les mêmes pentes, et aucune variation n'est observée quand la puissance RF varie.

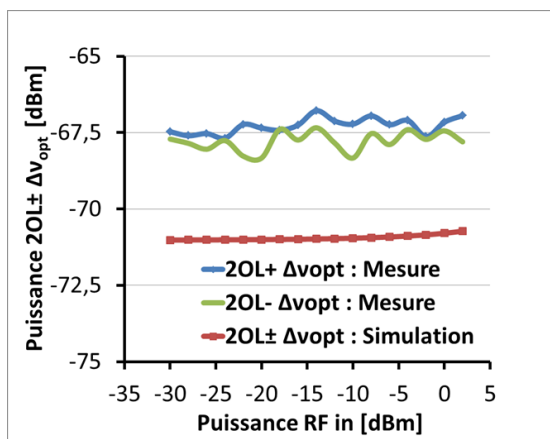


Figure 192 : Puissance 2OL ± Δvopt de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML parallèle

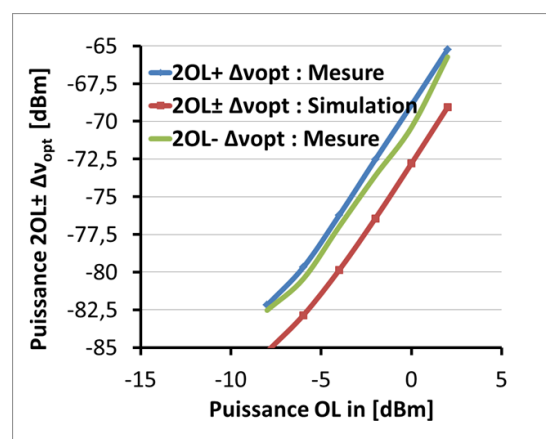


Figure 193 : Puissance 2OL ± Δvopt de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML parallèle

En ce qui concerne les niveaux de puissance des raies aux fréquences  $2OL \pm \Delta v_{opt}$ , l'écart entre la simulation et la pratique est moins important que dans le cas précédent : 5 dB au maximum. Un paramètre d'entrée a donc été légèrement modifié entre cette manipulation et la précédente. Les pentes des courbes obtenues sous VPI sont bien les mêmes que celles obtenues lors des campagnes de mesure.



Cette première manipulation, bien que ne permettant pas réellement d'obtenir un signal de mélange, a permis de valider les modèles des modulateurs électro-absorbant, des laser et des photodiodes employés sous VPIphotonics®.

#### IV.4. Mélangeur réalisé à partir d'un EML et d'un EAM en série

##### IV.4.1. Présentation de l'architecture

Le second montage réalisé, visible sur la Figure 194, est constitué d'un EML Alcatel 1915 LMM en série avec un EAM. Etant donné les pertes très importantes (20 dB) de ce modulateur un EDFA a été placé avant le photorécepteur. Il permet d'obtenir un signal lisible à l'analyseur de spectre. Dans cette configuration le mélangeur est semblable à l'architecture EAM 2 étudiée dans le chapitre III (II.5.1.2). La Figure 195 montre une photographie du banc de tests.

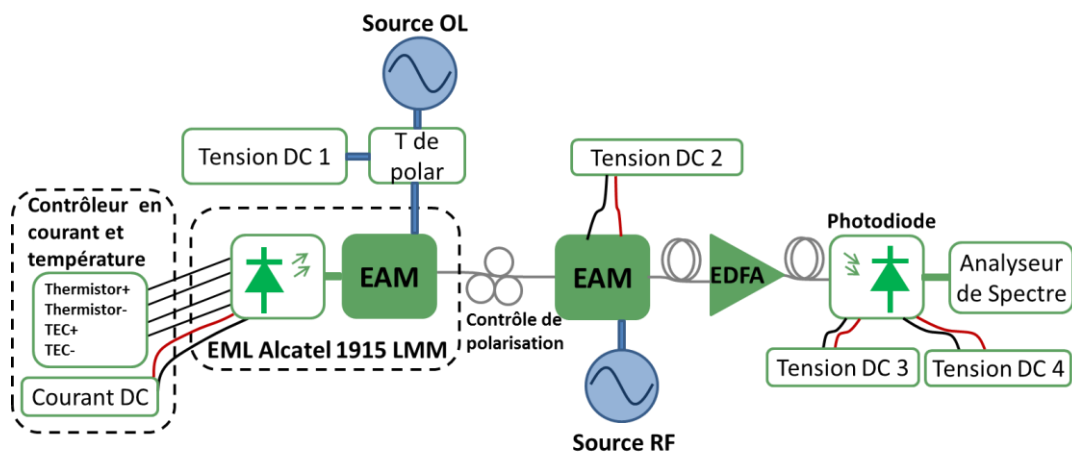


Figure 194 : Schéma du banc de test du mélangeur constitué de deux EML en parallèle

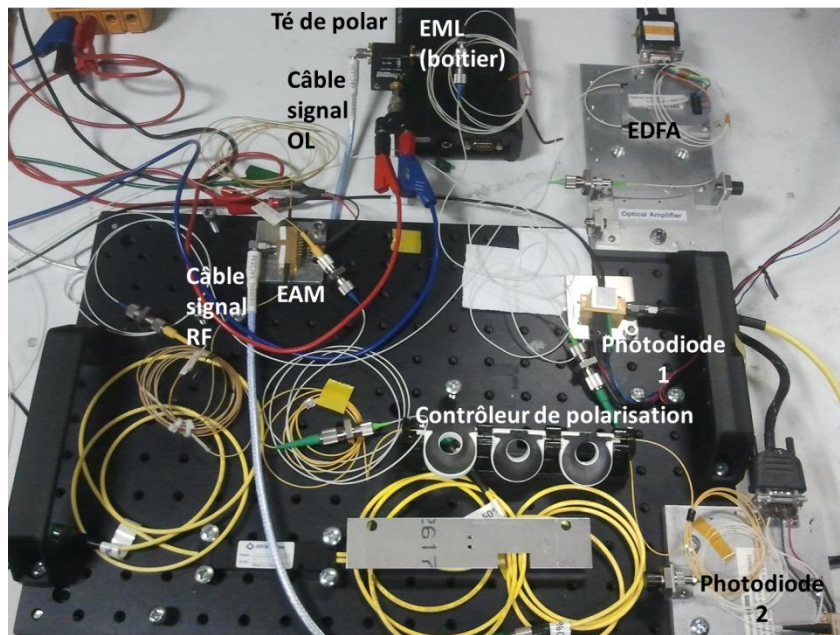


Figure 195 : Photographie du banc de test du mélangeur constitué de deux EML en parallèle



Cette architecture, contrairement à la précédente composée de deux ELM en parallèle, peut fonctionner à n'importe quelle température. Les niveaux de puissance des raies optiques varient avec ce paramètre, ainsi que la longueur d'onde de l'EML, mais l'espacement entre les différentes raies optiques est toujours conservé. Ainsi un signal à la fréquence FI est généré, et des gains de conversion et des facteurs de bruit peuvent être mesurés. Par contre, ne disposant que de deux sources RF durant les manipulations, les rapports  $C/I_3$  et  $IP_3$  n'ont pas été étudiés.

Avec le matériel disponible, le gain de conversion obtenu est très bas et le niveau de bruit très important. Cette topologie a néanmoins été étudiée afin de comparer les résultats expérimentaux aux résultats de simulation. Un exemple de spectre électrique est donné Figure 196 :

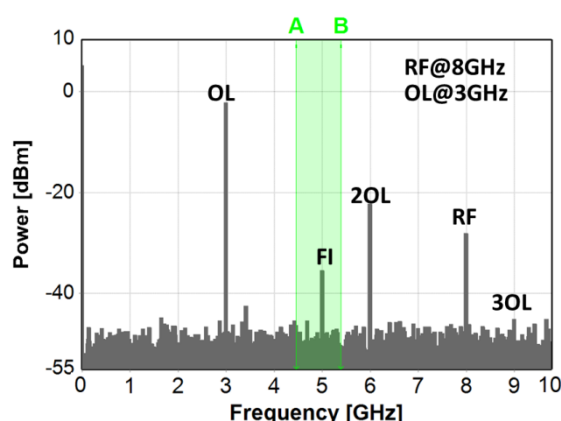


Figure 196 : Spectre RF de l'architecture composée d'un EML et d'un EAM en série

#### IV.4.2. Etude paramétrique

Les paramètres de la manipulation, et des simulations, sont répertoriés dans le Tableau 32 :

Paramètres	Valeur	unité	Paramètres	Valeur	unité
Courant laser EML	80	mA	Pertes câble RF + T de polar (à la fréquence RF)	4,3	dB
Température EML	25	°C	Pertes câble OL + T de polar (à la fréquence OL)	2,8	dB
Longueur d'onde EML	1542,2	nm	Gain EDFA	33	dB
Bias EAM EML (OL)	- 1,3	V	Facteur de bruit EDFA	5	dB
Bias EAM (RF)	-0.45	V	Sensibilité photodiode	0,88	A/W
Pertes électriques EAM	14	dB	Bande passante photodiode	10	GHz
Fréquence OL	3	GHz	Densité de bruit thermique	17	pA/Hz <sup>1/2</sup>
Fréquence RF	8	GHz	Courant d'obscurité	10	nA
Puissance OL	1,1	dBm	Gain transimpédance photodiode	400 à 600	Ω
Puissance RF	1,5	dBm			

Tableau 32 : Paramètres de la manipulation/simulation 2 : EML en série avec un EAM

Les EML ayant une résistance électrique d'entrée de 50 ohms, les pertes associées ont été négligées. Pour l'EAM utilisé, la situation est différente. Après avoir réalisé les premières simulations, il s'est avéré que les raies RF et FI en sortie de convertisseur était bien plus importante que dans la réalité. Des pertes électriques supplémentaires à celles du câble et du té de polarisation ont été ajoutées et ajustées afin de correspondre aux manipulations. La valeur de 14 dB reportée dans le Tableau 32, est donc une valeur déterminée à l'aide du simulateur et non une valeur mesurée.

Pour chaque étude, seuls les résultats qui dépendent du paramètre étudié seront présentés. Le paragraphe précédent a montré, par exemple, que les niveaux de puissance des raies OL ne dépendaient pas de la puissance RF. Lors de l'étude de l'impact de la puissance RF, le tracé de la puissance OL de sortie ne sera pas montré.

Lorsqu'un paramètre varie, les autres sont tels que présentés par le Tableau 32.

#### IV.4.3. Evolution des performances en fonction de la puissance OL

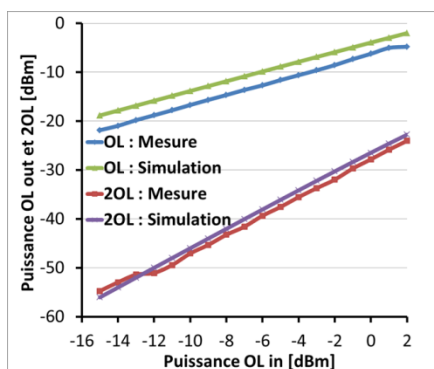


Figure 197 : Puissance OL et 2OL de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML EAM série

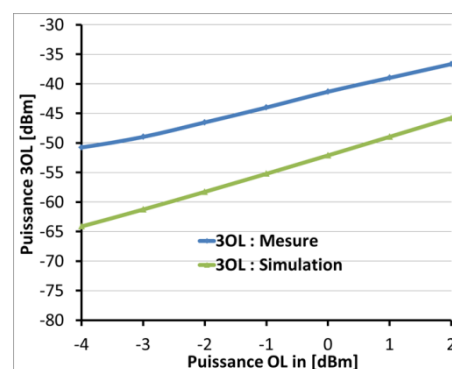


Figure 198 : Puissance 3OL de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML EAM série

Comme dans le cas de l'architecture constituée de deux EML disposés en parallèle, Les puissances des harmoniques d'OL en sortie de convertisseur évoluent linéairement avec la puissance OL d'entrée. En ce qui concerne les signaux générés, aux fréquences OL et 2OL, les modèles de simulation correspondent assez fidèlement aux résultats expérimentaux, et l'écart observé le plus important est de 3 dB (Figure 197). Pour le signal 3OL (Figure 198), les résultats sont beaucoup plus éloignés, de 10 à 15 dB. Les modèles utilisés n'ont donc pas permis de prédire convenablement le niveau de puissance de ce signal et le sous-estime. Cette erreur peut être expliquée par de légères différences au niveau des courbes d'absorption des modulateurs électro-absorbants : voir Figure 171 et Figure 172 ainsi que le paragraphe IV.4.6. Ce signal ne sera pas étudié dans les parties suivantes.



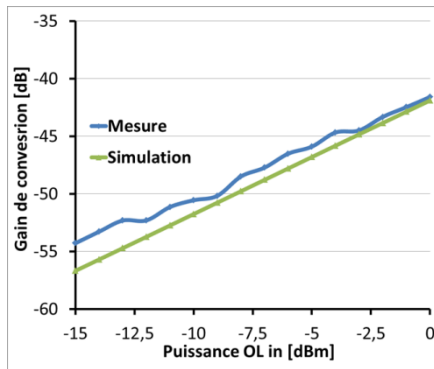


Figure 199 : Gain de conversion en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML EAM série

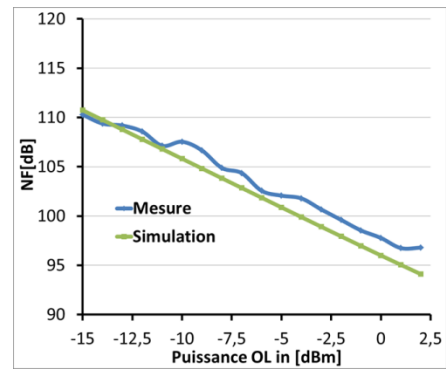


Figure 200 : NF en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML EAM série

Lorsque la puissance OL augmente, le gain de conversion augmente, et puisque la puissance de bruit en sortie ne change pas de façon significative, le NF diminue. Les deux courbes (Figure 199 et Figure 200) évoluent de façon parfaitement symétrique, une augmentation de 5 dB sur la puissance OL permettant d'augmenter le gain et de diminuer le NF de 5 dB.

Les performances sont ici très mauvaises, le gain de conversion maximum étant de -40 dB environ et le NF correspondant d'élevant à 95 dB. Cependant, les résultats de simulation et issues des campagnes de mesure sont très proches (2 dB d'écart au maximum). Le simulateur permet donc d'évaluer avec précision le niveau de puissance FI, ainsi que la densité spectrale de puissance de bruit en sortie de mélangeur.

#### IV.4.4. Evolution des performances en fonction de la puissance RF

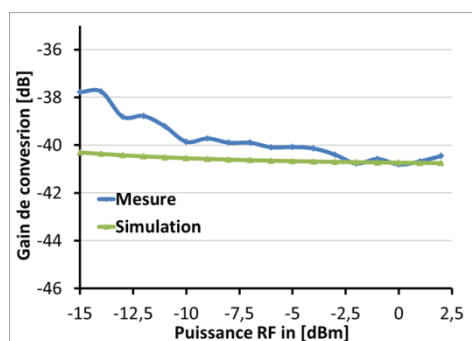


Figure 201 : Gain de conversion en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML EAM série

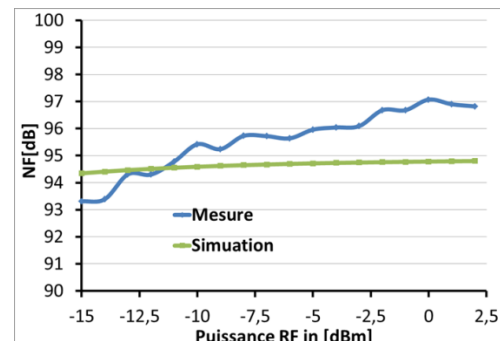


Figure 202 : NF en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML EAM série

Le gain de conversion et le NF ne varient quasiment pas en fonction de la puissance RF : en manipulation une légère dérive de 2 dB est observée (Figure 201 et Figure 202). Cela conforte l'hypothèse, faite lors du chapitre III, selon laquelle la puissance RF d'entrée pourrait être abaissée sans incidence sur les performances du mélangeur. Les contraintes sur les amplificateurs de bruit de la charge utile du satellite pourraient ainsi être abaissées. Les résultats issus du simulateur et des manipulations correspondent, à 2 dB près.

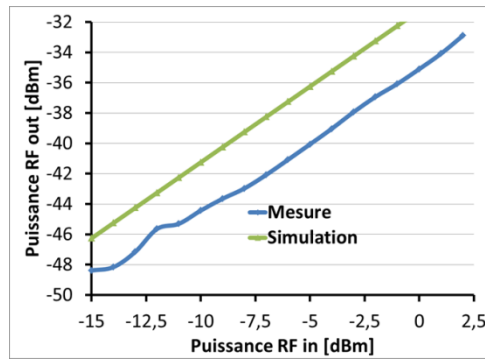


Figure 203 : Puissance RF en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML EAM série

Les évolutions du niveau de puissance RF en sortie du mélangeur en fonction de la puissance du signal utile en entrée, obtenues en manipulation et en simulation, sont les mêmes. L'écart entre les deux séries de données, visible sur la Figure 203, est de 2 dB pour de faibles valeurs de puissance RF, puis augmente avec cette dernière pour atteindre les 4 dB lorsque la puissance RF est maximale. Il peut être expliqué par une légère sous-évaluation des pertes électriques de l'EAM.

#### IV.4.5. Evolution des performances en fonction de tension de polarisation de l'EAM

Cette étude est intéressante, car diminuer la tension de polarisation de l'EAM permet de diminuer l'absorption de ce composant et donc d'injecter plus de puissance optique dans l'EDFA qui se trouve après. Elle met ainsi en évidence le phénomène de saturation de l'amplificateur, qui possède un gain très élevé. Que ce soit pour les signaux RF (Figure 205), OL et ZOL (Figure 204), ou le gain de conversion (Figure 206) et le facteur de bruit (Figure 207), cette saturation apparaît clairement et se trouve être convenablement modélisée. Les écarts entre les valeurs mesurées et obtenues avec le logiciel VPI sont les mêmes que lors des études précédentes.

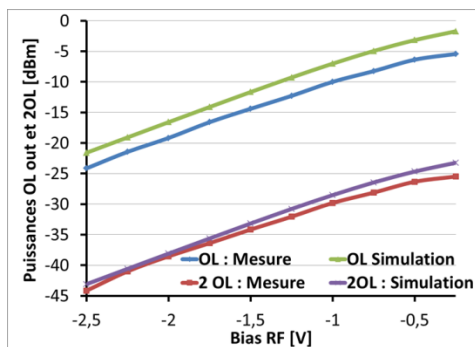


Figure 204 : Puissances OL et ZOL de sortie en fonction du bias de l'EAM (RF), architecture EML EAM série

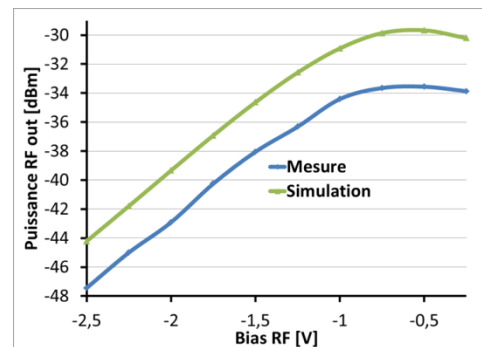


Figure 205 : Puissances RF de sortie en fonction du bias de l'EAM (RF), architecture EML EAM série



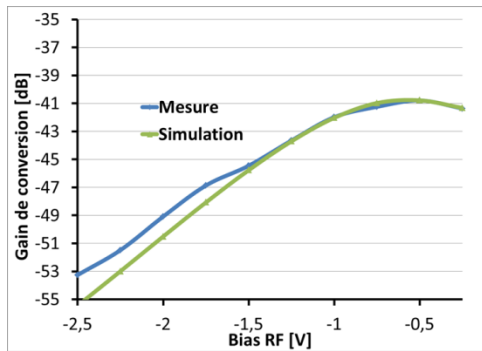


Figure 206 : Gain de conversion en fonction du bias de l'EAM (RF), architecture EML EAM série

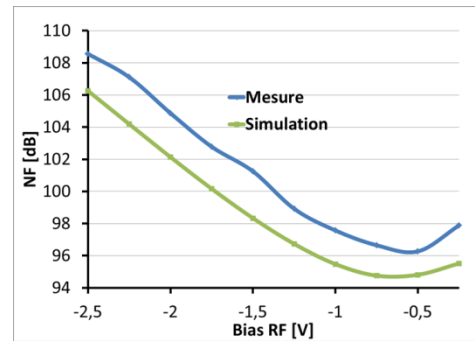


Figure 207 : NF en fonction du bias de l'EAM (RF), architecture EML EAM série

#### IV.4.6. Evolution des performances en fonction de la tension de polarisation de l'EML

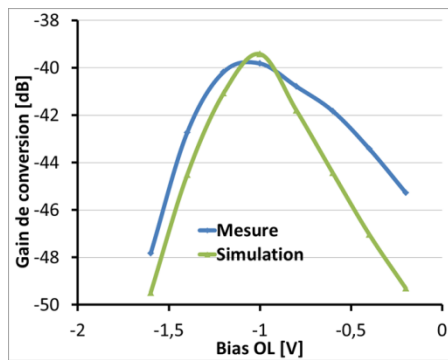


Figure 208 : Gain de conversion en fonction du bias de l'EML (OL), architecture EML EAM série

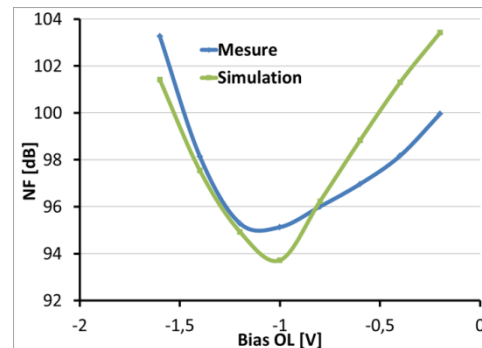


Figure 209 : NF en fonction du bias de l'EML (OL), architecture EML EAM série

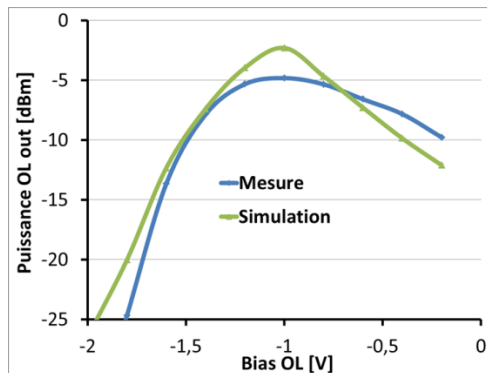


Figure 210 : Puissance OL de sortie en fonction du bias de l'EML (OL), architecture EML EAM série

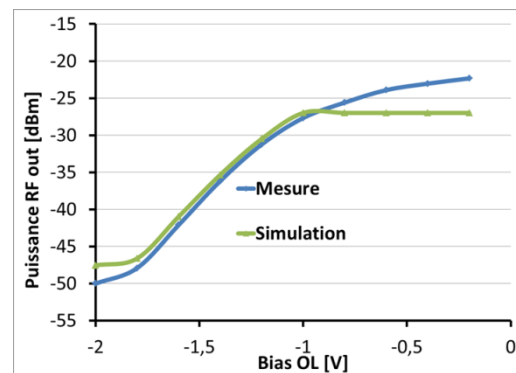


Figure 211 : Puissance RF de sortie en fonction du bias de l'EML (OL), architecture EML EAM série

Ici, le phénomène de saturation est bien plus marqué que dans le cas précédent (Figure 208 à Figure 211). La pente d'absorption de l'EML étant beaucoup plus marquée que celle de l'EAM seul, faire varier la tension d'absorption permet de modifier plus fortement la quantité de puissance optique qui parvient jusqu'à l'amplificateur.



Ces mesures mettent en lumière les limites du modèle de l'amplificateur idéal utilisé dans les simulations (courbe de saturation idéale et densité spectrale de puissance de bruit calculée séparément). Ce dernier écrête le signal au lieu d'établir une saturation moins marquée avec une courbe plus arrondie. La Figure 211 illustre parfaitement cette observation. La définition, par exemple, d'un point de compression à 1 dB permettrait d'être plus précis sur la prédiction des niveaux de puissance.

Pour l'ensemble des manipulations effectuées, le point de polarisation choisi était de -1.3 V, ce qui correspond à une zone de fonctionnement où le modèle correspond à la réalité, donc les autres études réalisées n'ont pas été impactées par les défauts mentionnés.

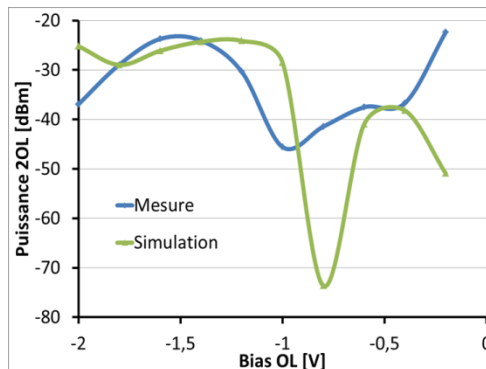


Figure 212 : Puissance 2OL de sortie en fonction du bias de l'EML (OL), architecture EML EAM série. Enfin, la Figure 212 permet de montrer que de faibles variations du point de polarisation des EML entraînent de fortes variations des harmoniques d'OL en sortie de convertisseur. Pour certaines valeurs, le niveau des harmoniques est correctement estimé, et pour d'autres les résultats issus des manipulations et des simulations divergent. Ces observations vont dans le sens de l'hypothèse selon laquelle de faibles variations de la courbe d'absorption entraîneraient de fortes variations des niveaux de puissance des harmoniques d'OL. Il faudrait envisager d'avantage de tests, avec plusieurs composants, afin de la vérifier.

#### IV.4.7. Evolution des performances en fonction du courant d'alimentation de l'EML

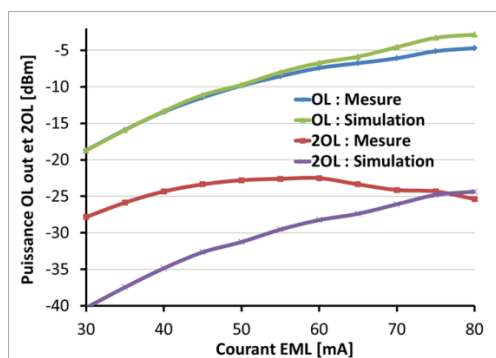


Figure 213 : Puissances OL et 2OL de sortie en fonction du courant de l'EML, architecture EML EAM série

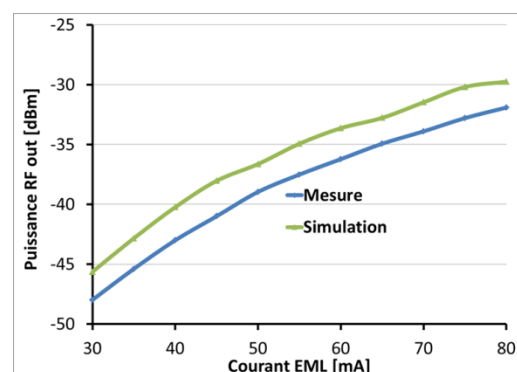


Figure 214 : Puissances RF de sortie en fonction du courant de l'EML, architecture EML EAM série



Les puissances des signaux RF (Figure 214) et OL (Figure 213) de sortie correspondent aux simulations, et augmentent quand le courant d'alimentation de l'EML et donc la puissance optique délivrée augmente. Les raies 2OL mesurées et simulées présentent des niveaux similaires pour de forts courants de polarisation puis l'écart entre ces valeurs augmente lorsque le courant diminue et que la courbe d'absorption se déforme (Figure 213). Cet observation conforme encore l'hypothèse selon laquelle une faible déformation de la courbe d'absorption entrainerait une grande variation des niveaux de puissance des harmoniques d'OL.

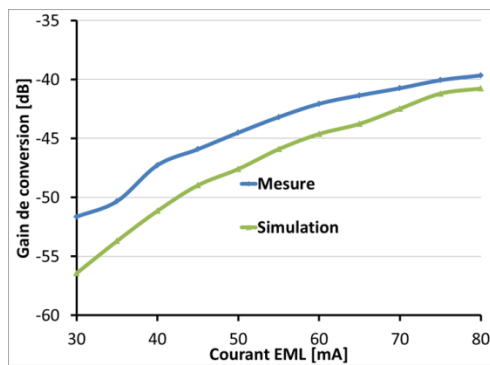


Figure 215 : Gain de conversion en fonction du courant de l'EML, architecture EML EAM série

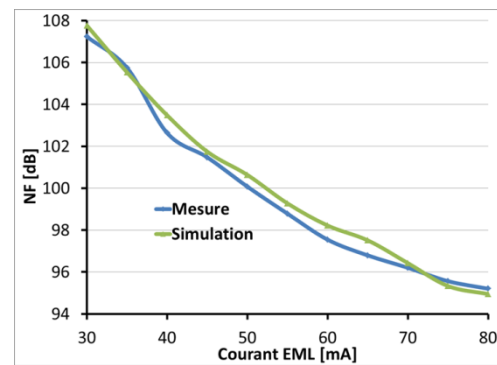


Figure 216 : NF en fonction du courant de l'EML, architecture EML EAM série

Les gains de conversion et les facteurs de bruit sont quant à eux correctement évalués par la simulation et en particulier quand le courant est fort.

## IV.5. Mélangeur réalisé à partir d'un seul EML

### IV.5.1. Présentation de l'architecture

La dernière architecture se compose d'un uniquement EML recevant sur son port électrique les signaux RF et OL. Le banc de tests réalisé pour ce mélangeur, semblable à l'architecture EAM 1 simulée dans le chapitre III, est schématisé sur la Figure 217. La Figure 218 montre une photographie du banc de tests.

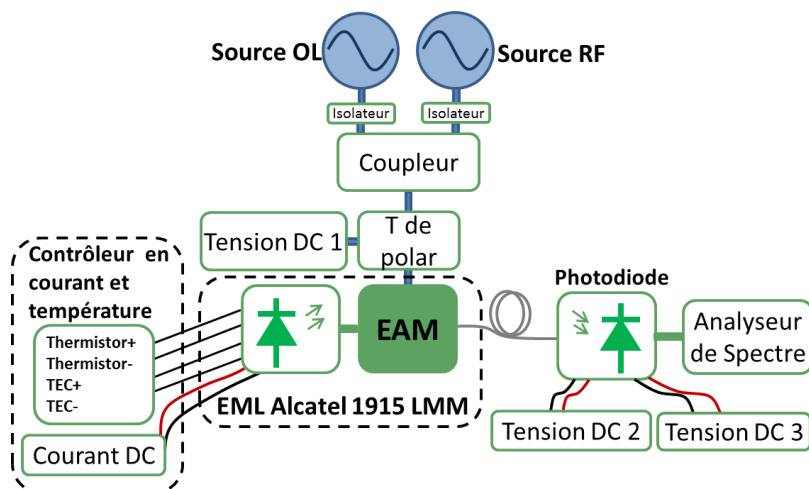


Figure 217 : Banc de test du mélangeur constitué d'un unique EML





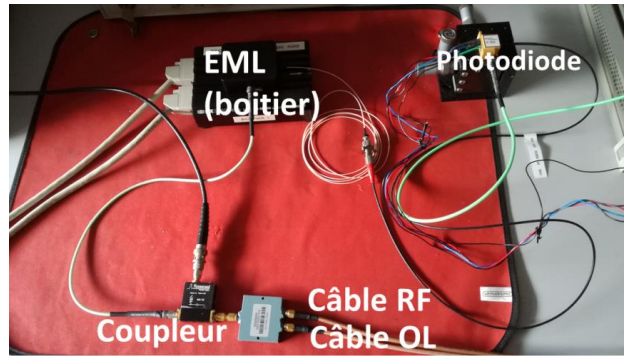


Figure 218 : Photographie du banc de test du mélangeur constitué d'un unique EML

Les signaux RF et OL sont couplés à l'aide d'un coupleur RF 2 vers 1. Un isolateur a été associé à chaque source électrique, empêchant le retour des signaux émis.

L'avantage de cette architecture par rapport aux deux précédentes et de faire apparaître la raie à la fréquence RF-2OL, comme le montre le spectre de la Figure 219.

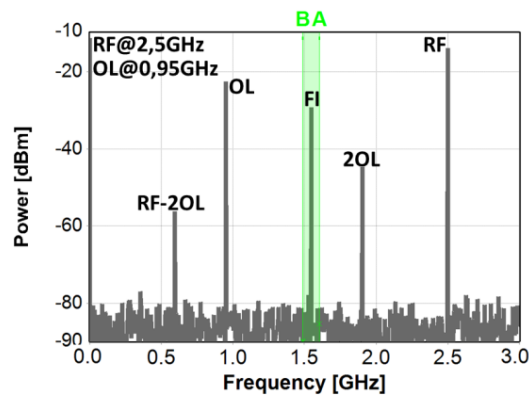


Figure 219 : Spectre RF de l'architecture composée d'un unique EML

Ici les fréquences OL et RF d'entrée ont été modifiées afin de correspondre au matériel disponible à Xlim, et notamment au coupleur et aux isolateurs. La fréquence RF est de 2,5 GHz et la fréquence OL de 0,95 GHz. La totalité des paramètres de cette manipulation sont listés dans Le Tableau 33 :

Paramètres	Valeur	unité	Paramètres	Valeur	unité
Courant laser EML	90	mA	Pertes câble RF + T de polar + coupleur (à la fréquence RF)	5.3	dB
Température EML	25	°C	Pertes câble OL + T de polar + coupleur (à la fréquence OL)	13.5	dB
Longueur d'onde EML	1542,2	nm	Sensibilité photodiode	0,88	A/W
Bias EAM EML (OL)	- 1,5	V	Bande passante photodiode	10	GHz
Fréquence OL	0.95	GHz	Densité de bruit thermique	17	pA/Hz <sup>1/2</sup>
Fréquence RF	2.5	GHz	Courant d'obscurité	10	nA
Puissance OL	4	dBm	Gain transimpédance photodiode	400 à 600	Ω
Puissance RF	5	dBm			

Tableau 33 : Paramètres de la manipulation/simulation 3 : EML unique

## IV.5.2. Evolution des performances en fonction de la puissance RF

L'évolution des niveaux de sortie aux fréquences OL, 2OL (Figure 220) et RF (Figure 221) est similaire à ce qui a déjà été présenté sur les architectures précédentes : les signaux OL et 2OL sont indépendante de la puissance RF tandis que le signal RF de sortie évolue linéairement avec celui injecté en entrée. Les résultats issus des simulations et des manipulations sont encore une fois très proches, avec des écarts maximum de 2 dB environ.

Les points manquants sur les courbes de mesures (rouges) sont dus à un dysfonctionnement de la source RF pour la gamme de puissance associée.

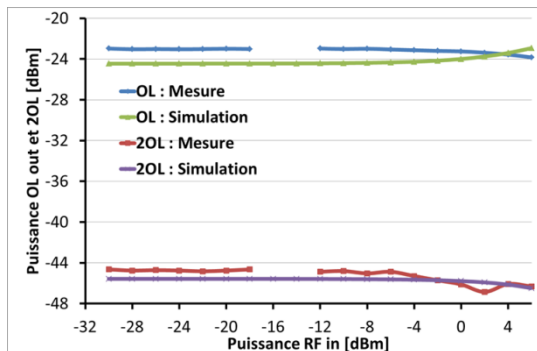


Figure 220 : Puissances OL et 2OL de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML unique

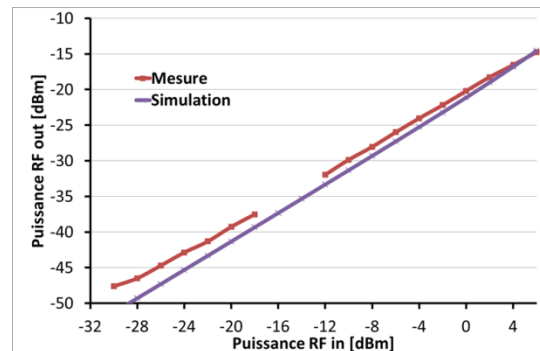


Figure 221 : Puissances RF de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML unique

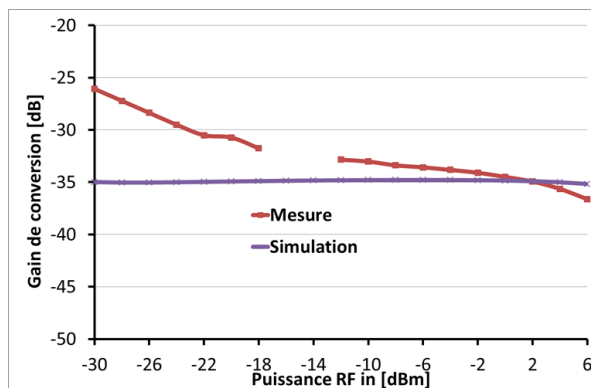


Figure 222 : Gain de conversion en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML unique

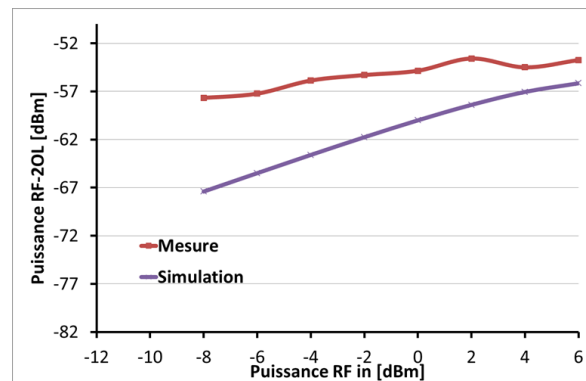


Figure 223 : Puissances RF- 2OL de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML unique

Les courbes représentant l'évolution du signal à la fréquence RF-2OL (Figure 223) présentent une forme similaire. Cependant, et comme c'était le cas pour la fréquence 3OL de l'architecture précédente, les valeurs expérimentales et issues des simulations sont très éloignées et notamment lorsque les puissances électriques d'entrée sont faibles. Ces différences peuvent s'expliquer par le fait que l'évolution de la courbe d'absorption en fonction de la puissance incidente ne soit pas prise en compte.

Le gain de conversion, encore une fois très faible, est correctement estimé pour des puissances RF d'entrée comprises entre -12 et 6 dBm (écart d'environ 2 dB). Ensuite, lorsque cette grandeur diminue, l'écart entre valeurs simulées et expérimentales augmente, pour atteindre les 10 dB quand la puissance utile en entrée vaut -30 dBm.

Cette manipulation ayant été réalisée avec une tension inverse de polarisation plus forte que dans les cas précédents, les effets de la déformation de la courbe sont plus pénalisants et entraîne des différences entre simulation et expérimentation plus grandes.

### IV.5.3. Evolution des performances en fonction de la puissance OL

Les évolutions des niveaux de puissance des signaux de sortie OL, 2OL (Figure 224), RF (Figure 225), et du gain de conversion (Figure 226) en fonction de la puissance OL d'entrée et obtenues lors des manipulations correspondent aux résultats de simulation. Dans le cas du gain de conversion, un écart important intervient tout de même lorsque la puissance OL descend en dessous des -20 dBm. En pratique cette valeur n'est jamais employée.

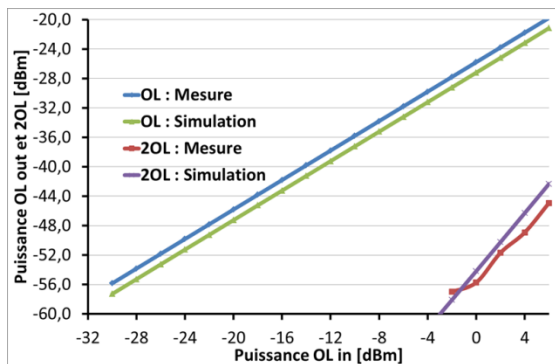


Figure 224 : Puissances OL et 2OL de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML unique

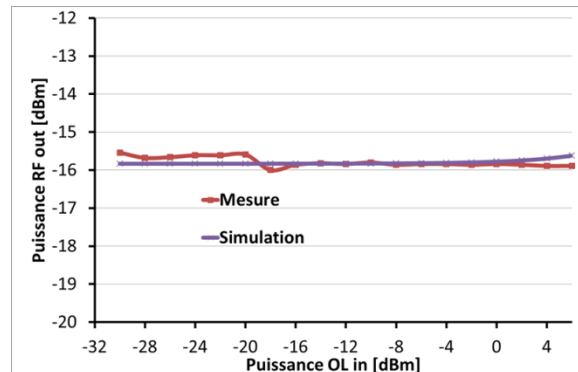


Figure 225 : Puissances RF de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML unique

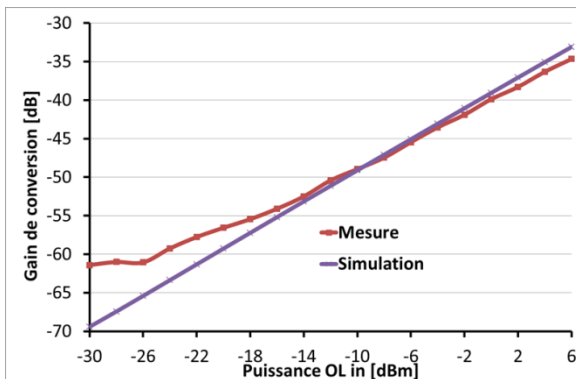


Figure 226 : Gain de conversion en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML unique

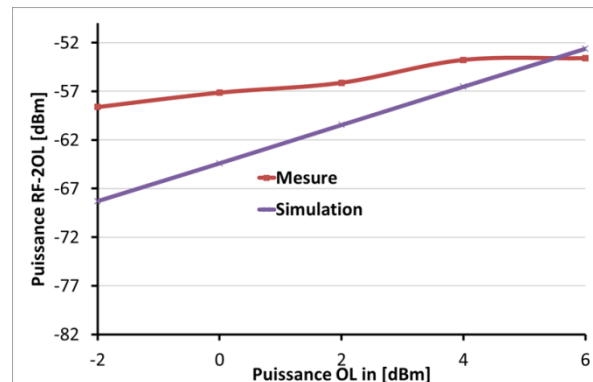


Figure 227 : Puissances RF- 2OL de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML unique

Pour le signal de sortie RF-2OL (Figure 227), les résultats de manipulation concordent avec les résultats de simulations pour des puissances OL d'entrée comprise entre 4 et 6 dBm. En dessous de cette gamme de puissance les valeurs divergent, pour atteindre un écart de 10 dB quand la puissance OL vaut -2 dBm. Cette grande différence peut provenir de la déformation de la courbe d'absorption du modulateur lorsque la puissance électrique d'entrée diminue. Ce même effet est visible sur l'évolution du gain de conversion et n'a pas d'impact sur les puissances OL et RF de sortie.



#### IV.5.4. Evolution des performances en fonction du courant d'alimentation de l'EML

Le comportement des signaux OL (Figure 228) et RF (Figure 229) de sortie lorsque le courant d'alimentation de l'EML varie est conforme à celui obtenu en simulation. Les légères oscillations des courbes simulées sont dues au fait que la puissance optique est manuellement ajustée sous VPI afin de garantir un niveau d'entrée correcte au mélangeur et de prendre en compte les variations d'absorption engendrées par les variations de courants. Les variations de puissances d'entrée sont ainsi corrigées, mais pas les variations de pente de la courbe (voir partie IV.2)

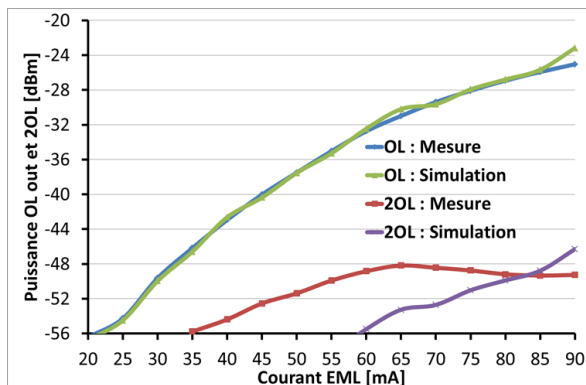


Figure 228 : Puissances OL et 2OL de sortie en fonction du courant EML, architecture EML unique

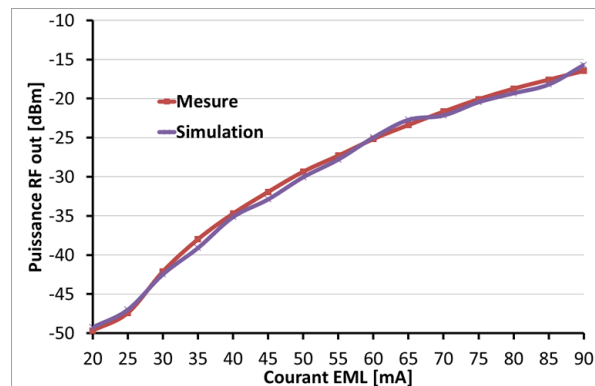


Figure 229 : Puissances RF de sortie en fonction du courant EML, architecture EML unique

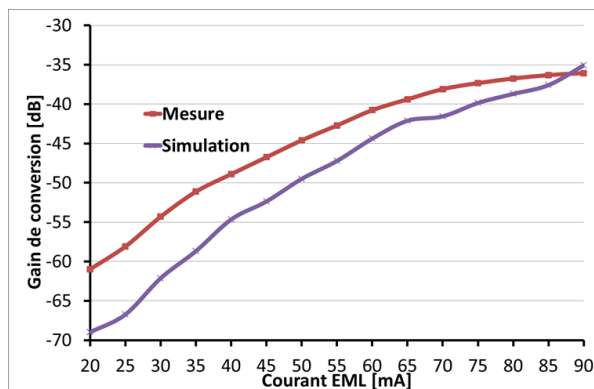


Figure 230 : Gain de conversion en fonction du courant EML, architecture EML unique

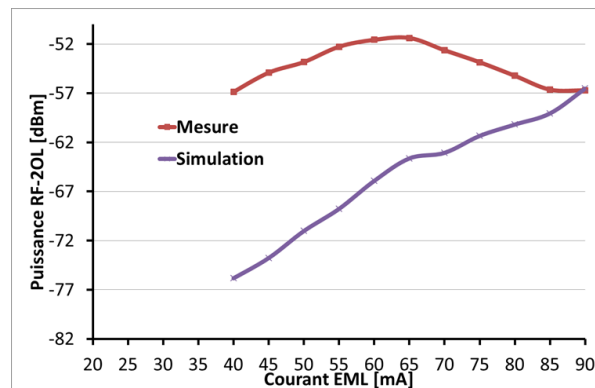


Figure 231 : Puissances RF-2OL de sortie en fonction du courant EML, architecture EML unique

Les courbes correspondant à l'évolution des signaux 2OL (Figure 228) et RF-2OL (Figure 231), issues des manipulations et des simulations, présentent des allures différentes et les valeurs peuvent être très éloignées : jusqu'à 20 dBm pour le signal RF-2OL. Les résultats obtenus en manipulation et en simulation ne concordent que pour des courants compris entre 85 et 90 mA. Cette observation est logique puisque c'est la valeur de 90 mA qui a été retenue afin de tracer la courbe d'absorption du modulateur, modélisée et entrée dans le simulateur. Pour les autres valeurs, la courbe, en manipulation, se déforme et donne des résultats différents.



Pour la même raison, les valeurs de gain de conversion (Figure 230) correspondent quand le courant d'alimentation est faible, puis l'écart augmente lorsque celui-ci diminue. Une différence de 10 dB est alors obtenue pour un courant de 20 mA.

#### IV.5.5. Evolution des performances en fonction de la tension de polarisation des EML

Les évolutions des signaux parasites de sortie et du gain de conversion en fonction de la tension de polarisation de l'EML sont reportées sur les figures suivantes (Figure 232 à Figure 235) :

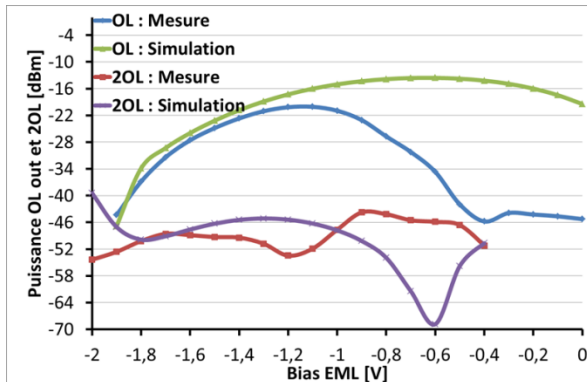


Figure 232 : Puissances OL et 2OL de sortie en fonction du bias de l'EAM, architecture EML unique

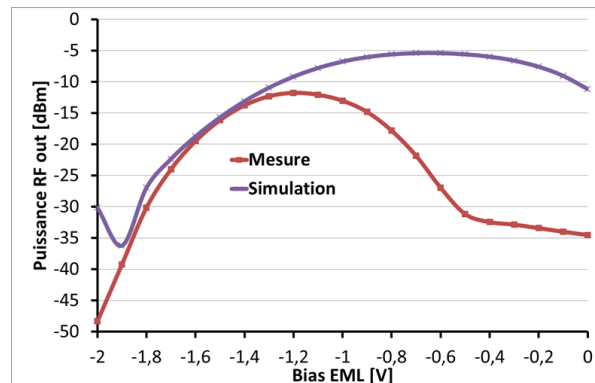


Figure 233 : Puissances RF de sortie en fonction du bias de l'EAM, architecture EML unique

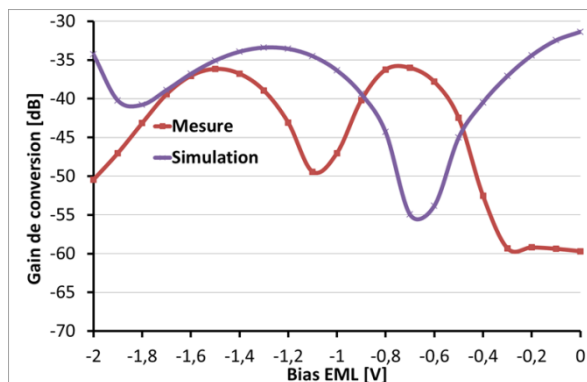


Figure 234 : Gain de conversion en fonction du bias de l'EAM, architecture EML unique

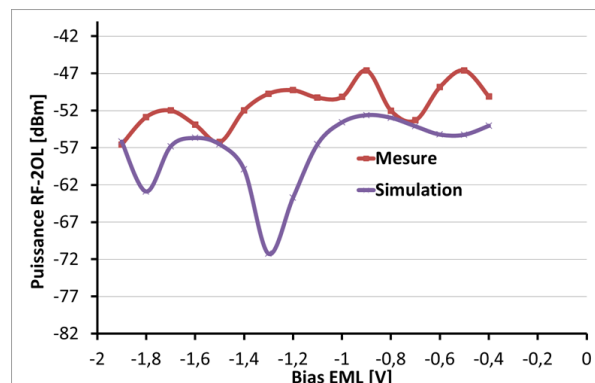


Figure 235 : Puissances RF-2OL de sortie en fonction du bias de l'EAM, architecture EML unique

De façon générale, les résultats expérimentaux et issus des simulations correspondent, pour une tension de polarisation de -1,5 V, valeur choisie durant l'ensemble des manipulations. Pour les autres valeurs, les résultats ne correspondent plus et les allures des courbes mesurées et simulées sont différentes, et en particulier lorsque la tension se rapproche de zéro. Le fait de travailler, en simulations, avec une courbe d'absorption qui n'est pas exactement identique à la courbe réelle, qui dépend de tous les paramètres d'entrée du modulateur, et de faire varier le point de polarisation sur cette courbe, conduit à obtenir des résultats très différents des résultats expérimentaux. Cette dernière expérience montre donc l'importance de la modélisation de la courbe d'absorption pour la simulation de convertisseur de fréquence.



#### IV.5.6. Perspectives de travail sur la partie expérimentale : mesure de l'IP<sub>3</sub>

Pour compléter ce travail expérimental, il faudrait également faire des mesures d'IP<sub>3</sub> et de rapports C/I<sub>3</sub>. De tels manipulations ont été entreprises à l'aide du banc de test suivant, schématisé par la Figure 236 :

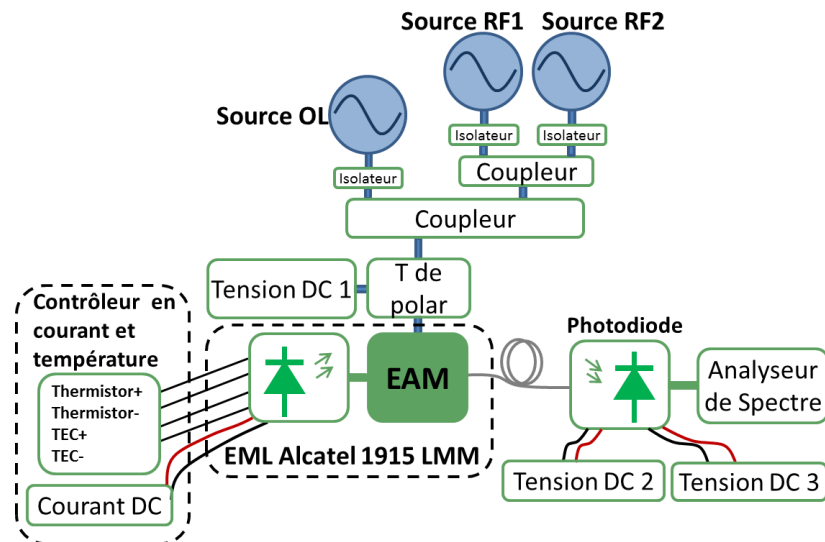


Figure 236 : Banc de test pour la mesure de l'IP<sub>3</sub>, mélangeur constitué d'un unique EML

Des mesures de niveaux de puissance de produits d'intermodulation d'ordre 3 ont pu être réalisées en ajoutant une seconde source RF au montage présenté précédemment. Malheureusement, les niveaux de puissance RF et OL en entrée nécessaires afin de faire sortir ces signaux parasites du bruit, et de les rendre lisibles à l'analyseur de spectre, étaient très élevés. Ainsi le mélangeur opérait toujours en régime saturé et l'évolution du niveau des IM<sub>3</sub> en fonction de la puissance RF d'entrée n'a pas pu être mesurée. Pour une étude plus complète, cette expérience devrait être conduite de nouveau, à l'aide d'un analyseur plus performant et éventuellement de LNA afin d'obtenir des puissances électriques plus grandes tout en masquant le facteur de bruit du mélangeur.

Les niveaux de puissance des IM<sub>3</sub> en régime saturé ont tout de même été comparés aux simulations et des résultats très différents ont été obtenus. Il faudrait également lors de futures simulations travailler avec la courbe d'absorption la plus proche possible de la réalité, c'est-à-dire avec la courbe qui correspond à tous les paramètres d'entrée de l'EML : température, courant, puissance OL, tension de polarisation. La puissance RF sera la seule à varier et donc la seule à perturber la courbe d'absorption. Les erreurs seront ainsi limitées.

#### IV.6. Résumé du chapitre IV

Ce dernier chapitre a présenté les différentes manipulations mises en place afin de valider les modèles de simulation utilisés sous VPIphotonics®. Trois architectures ont été testées. La première était constituée de deux EML disposés en parallèle, la seconde d'un EML en série avec un EAM et la troisième d'un EML seul. Pour chacun des cas présentés, les simulations correspondant aux expérimentations ont été réalisées et les résultats ont pu être comparés.

Malgré des performances (gain de conversion, isolations) très en dessous de ce qui est obtenu actuellement à l'aide des technologies hyperfréquences, ce chapitre a montré que le simulateur estimait correctement les gains de conversion, les niveaux des signaux RF et OL en sortie et donc les isolations, et les facteurs de bruit des architectures mises en place et basées sur l'EAM. Les modèles mathématiques associés aux lasers, aux modulateurs EAM, aux photodiodes, aux amplificateurs optiques (EFDA seulement), ainsi que les méthodes de calcul des performances ont donc été validés.

Enfin, ces manipulations ont également permis de mettre en évidence un phénomène qui n'a pas été pris en compte lors des simulations du chapitre III. La courbe d'absorption des EAM évolue et se déforme en fonction de la température, et des puissances optiques et électriques incidentes. Ces modifications n'ont pas un réel impact sur les performances mais sur les raies parasites présents en sortie de mélangeur, une faible variation de la courbe d'absorption entraînant de grandes variations de leur niveau de puissance. Cela ne remet pas en cause le travail de simulation présenté dans le chapitre III, et les résultats restent valides puisqu'ils sont donnés pour des puissances et des points de polarisation fixes. Il faut simplement faire l'hypothèse que les courbes d'absorption utilisées sont les courbes dynamiques et non statiques. De plus l'emploi de filtres à réseau de Bragg permet de limiter le nombre de fréquences parasites dans le spectre optique.





## Conclusion

---

Les télécommunications par satellite connaissent aujourd'hui une forte croissance, car elles permettent de répondre aux besoins toujours croissants des abonnés, qui utilisent des applications de plus en plus gourmandes en bande passante (vidéo HD, la visio-conférence, cloud computing, jeux et achats en ligne), tout en offrant la possibilité de couvrir la totalité du globe terrestre. Cependant, suivre cette demande implique de concevoir des charges utiles toujours plus complexes. Le nombre d'équipements embarqués augmente, ce qui se traduit par une augmentation de la masse et du volume des systèmes et qui se répercute finalement sur le coût final de la mission spatiale.

Une des méthodes envisagées afin de contrer ces difficultés consiste à intégrer aux satellites des technologies optiques/photoniques, le poids d'une fibre étant notamment très inférieur à celui d'un câble RF "classique". Il a ainsi été démontré que les fonctions de routage des signaux, de transport des signaux de référence (oscillateurs locaux), de filtrage, de formation de faisceau, de conversion de fréquence, ainsi qu'une partie de l'amplification pourraient être réalisées dans le domaine optique.

Dans ce contexte, les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit ont porté sur la conception de convertisseurs de fréquences RF basés sur des technologies photoniques semi-conductrices. Ces composants sont essentiels à la charge utile car leur rôle consiste à limiter les interférences entre la liaison montant (sol vers satellite) et la liaison descendante (satellite vers sol). Dans le passé, cette fonction a déjà fait l'objet de nombreuses études, via l'interféromètre de Mach-Zehnder et associé à un laser et à une photodiode. Elles ont permis d'aboutir à des résultats prometteurs mais ce composant reste encombrant. L'emploi de matériaux semi-conducteurs permettrait à terme de réaliser le mélange de fréquences grâce à une unique puce dont les dimensions seraient de quelques centaines de  $\mu\text{m}$  et sur laquelle les composants optiques seraient intégrés. Ainsi, sept architectures de convertisseur de fréquences ont été développées : les cinq premières sont réalisées à partir de différents agencement de modulateurs électro-absorbants (EAM) et les deux dernières emploient également des amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA), soit en tant qu'élément fortement non-linéaire, soit en tant que modulateur.

Ces travaux ont été réalisés suivant deux axes. D'une part des simulations ont été réalisées, via le logiciel VPIphotonics® et ont permis d'évaluer les performances des architectures proposées au travers du gain de conversion, du facteur de bruit, des isolations RF/FI et OL/FI, du rapport  $C/I_3$  et du point d'interception d'ordre 3 et des raies parasites générées (spurious). Les paramètres entrés dans les simulations et décrivant les composants ont été choisis via une étude bibliographique approfondie. D'autre part, des manipulations ont été entreprises afin de confronter les résultats de simulation aux résultats expérimentaux et de démontrer la faisabilité de réaliser des mélangeurs basé sur les EAM.



Lors des simulations, les architectures basées sur le modulateur électro-absorbant ont montré des performances en dessous de ce qui peut être obtenu à l'aide de mélangeurs RF, mais tout de même encourageantes. Les facteurs de bruit étaient compris entre 29 et 36 dB et les gains de conversion entre -20 et -31 dB. Les pertes des mélangeurs réalisés à partir d'EAM sont donc élevées et ces derniers ajoutent du bruit à la chaîne de transmission, ce qui n'est pas le cas des convertisseurs de fréquences passifs. Cependant, d'excellents rapports  $C/I_3$  (environ 70 dBc @  $P_{RF} = -25$  dBm) et  $IIP_3$  (>10 dBm) ont été obtenus, ce qui traduit une très bonne réjection des produits d'intermodulation d'ordre 3. Dans ces conditions, les pertes importantes pourraient être compensées par les amplificateurs de la charge utile, qui pourraient fournir d'avantage de puissance. Leur linéarité serait alors affectée mais elle serait compensée par les performances des mélangeurs.

A l'aide d'un système de filtrage, une des architectures a montré de bonnes isolations. Pour les autres, les signaux RF et OL appariassent fortement en sortie de mélangeur. Elles ne sont donc pas utilisables telles quelles et ces paramètres doivent être fortement améliorés.

En ce qui concerne la pureté spectrale, il a été montré que les topologies basées sur le modulateur électro-absorbant génèrent peu de fréquences parasites et en particulier lorsque des filtres à réseau de Bragg performants sont utilisés. La plupart des plans de fréquence en bande Ku/Ku pourraient être employés ainsi que certains plans en bandes Ku<sup>+</sup>/Ku et Ka/Ka. Pour ces derniers la présence en sortie de la fréquence 2OL reste problématique.

Une fois ces analyses effectuées, il était intéressant de chercher des solutions capables d'améliorer ces performances. Une étude paramétrique a montré qu'une réduction des pertes d'insertion des modulateurs ainsi qu'une augmentation de la puissance optique maximale acceptable en entrée permettraient de gagner quelques dB sur le gain et le facteur de bruit. Cela implique une amélioration technologique importante. Ces études ont également révélé que la puissance RF d'entrée pourrait être abaissée sans affecter le comportement des mélangeurs. Les contraintes sur les LNA de la charge utile pourraient être diminuées.

Une autre solution qui permettrait d'accroître significativement les performances consisterait à ajouter un amplificateur optique à fibre dopée erbium (EDFA) avant le photorécepteur. Les NF pourraient être réduits (jusqu'à 15 dB dans le cas de l'architecture composée de deux EAM en série) et les gains de conversion pourraient être positifs. Ces nettes améliorations se feraient cependant au détriment de la consommation électrique, de la masse, de la complexité.

Les simulations effectuées sur les deux dernières architectures, comportant un SOA, ont permis d'aboutir à des gains de conversion intéressants (-6 à -24 dB) mais également à des facteurs de bruit élevés (37 à 47 dB). Elles ont aussi montré une pureté spectrale moins avantageuse que dans le cas des architectures EAM équipées de filtres à réseau de Bragg. Les harmoniques d'OL sont nombreuses et rendent difficile l'utilisation des plans de fréquences étudiés, en particulier dans le cas de l'architecture utilisant le SOA en tant qu'élément non-linéaire. De plus, les simulations n'ont pas permis de mettre en évidence un moyen permettant d'améliorer significativement les performances.



La dernière partie de ces travaux de thèse a été consacrée à la mise en œuvre d'études expérimentales destinées, entre autre, à valider les modèles de simulation employés. Au moment des manipulations, nous ne disposions que d'un seul EAM et de deux EML (EAM et laser intégrés). A partir de ces deux composants, trois architectures de convertisseur de fréquence RF ont été mises en place. Malgré de faibles performances, dues notamment aux fortes pertes des composants optiques, une bonne concordance a été obtenue entre les résultats expérimentaux et les résultats de simulation.

Cette partie expérimentale a également permis de mettre en avant un phénomène qui avait été ignoré lors des simulations : la caractéristique des EAM (courbe d'absorption de la lumière incidente en fonction de la tension de polarisation) se déforme en fonction des puissances et des fréquences mises en jeu ainsi qu'en fonction de la température. Ces fluctuations n'entraînent pas réellement de modification du gain de conversion et du facteur de bruit, mais entraînent des variations importantes des niveaux de puissance des fréquences parasites.

Le domaine de la conversion de fréquence à l'aide de composants semi-conducteurs étant relativement nouveau, les perspectives associées à ces travaux de thèse sont nombreuses :

Il serait d'abord intéressant d'établir un modèle dynamique de courbe d'absorption des EAM. Chaque coefficient du polynôme employé dans les simulations ne serait plus une constante mais une fonction de la puissance optique d'entrée, de la puissance électrique d'entrée, de la fréquence électrique, de la température, et du courant dans le cas de la modélisation des EML. Nous pourrions ainsi effectuer une analyse plus complète sur l'évolution des spurious en fonction de ces paramètres.

Il faudrait également faire d'avantage de recherches sur les SOA, afin de déterminer s'il ne serait pas possible de baisser le temps de vie des porteurs. Les SOA se comporteraient alors comme des EDFA et les effets non linéaires sur les signaux modulateurs seraient supprimés. Remplacer les EDFA par des SOA permettrait d'améliorer la compacité du système.

Utiliser une seconde fibre à réseau de Bragg, afin de supprimer une des deux bandes latérales OL du spectre optique, permettrait d'annuler la fréquence 2OL en sortie de mélangeur, qui est très pénalisante en bande Ku<sup>+</sup> et Ka. Le gain de conversion, et donc le NF, seraient dans un premier temps affectés, car les bandes latérales OL permettent également de générer la fréquence FI (par battement avec la raie RF se situant du même côté de la porteuse optique), mais l'amplification permettrait de compenser la perte de signal.

Il serait aussi pertinent de réaliser une étude sur la contribution de chacune des sources de bruit à la densité spectrale de puissance de bruit en sortie de convertisseur. Il serait ainsi possible de trouver des voies d'amélioration pour diminuer le NF : en réduisant par exemple la puissance sur le photodétecteur si le bruit de grenaille est prépondérant, en choisissant une photodiode adaptée si le bruit thermique pose problème...



Un des avantages du simulateur VPIphotonics® est aussi de pouvoir réaliser des co-simulations. Ce principe consiste à utiliser deux logiciels de simulation et de les faire fonctionner en parallèle, le premier pouvant par exemple calculer des données puis les transmettre au second. Ainsi en associant VPI à un logiciel comme ADS, il serait possible de simuler une charge utile photonique complète, ce qui inclue les amplificateurs faible bruit et de puissance, les oscillateurs locaux, les IMUX et OMUX...

Durant les manipulations réalisées, il n'a pas été possible de mesurer le point d'interception d'ordre 3. Les puissances nécessaires à une lecture correcte du niveau du signal à l'analyseur correspondaient déjà au régime saturé du mélangeur. Il faudrait donc reprendre ces expériences en employant un analyseur plus performant, ou alors en incorporant des LNA, permettant de travailler avec des puissances plus élevées tout en masquant le facteur de bruit du mélangeur.

Les études expérimentales ont été menées uniquement à l'aide de composants pris sur étagère. Mettre en œuvre les structures de convertisseur proposées à l'aide de composants intégrés sur puce (silicium par exemple) et réaliser une démonstration de faisabilité permettrait de les consolider.

Enfin, il serait intéressant, un fois les structures intégrées réalisées, de les confronter à l'environnement spatial (température, vide, radiations...) et de mener des tests de qualification.



## Bibliographie

---

- [1] "EXTRA-TERRESTRIAL RELAYS, Can Rocket Stations Give World-wide Radio Coverage?" ARTHUR C. CLARKE, Wireless World, 1945
- [2] "Profile ARTHUR C. CLARKE ", Engineering & Technology, IEEE, April 2008
- [3] " Electrical Engineering Hall of Fame JOHN R. PIERCE ", Vol. 98, 0018-9219/\$26.00 2010 IEEE No. 3, March 2010 | Proceedings of the IEEE
- [4] Gérard Maral Michel bousquet, "Satellite communication systems, systems techniques and technology", Chapitre 1 introduction, Wiley 5th edition, 2009
- [5] <http://www.sciencesetavenir.fr/espace/20131106.OBS4063/encore-plus-de-satellites-dans-la-decennie-a-venir.html> (Octobre 2016)
- [6] <http://www.telesatellite.com/actu/47430-plus-de-300-satellites-operationnels.html> (Octobre 2016)
- [7] " Fundamentals of Satellite Communications Part 3, Modulation Techniques used in Satellite Communication ", Howard Hausman December, 2009 (cours)
- [8] THE EUROPEAN TABLE OF FREQUENCY ALLOCATIONS AND APPLICATIONS IN THE FREQUENCY RANGE 8.3 kHz to 3000 GHz (ECA TABLE)
- [9] " Le guide du satellite de télécommunication " Eutelsat communications, juillet 2011
- [10] Gérard Maral Michel bousquet, "Satellite communication systems, systems techniques and technology", Chapitre 9 the communication payloads, Wiley 5th edition, 2009
- [11] E. Kieffer et al., "Multi-objective evolutionary approach for the satellite payload power optimization problem" Computational Intelligence in Multi-Criteria Decision-Making (MCDM), 2014 IEEE Symposium on, Orlando, FL, 2014, pp. 202-209.
- [12] S. K. Jain, et al., "Ka-band low noise amplifier sub-system module for communication satellite payload," 2014 IEEE International Microwave and RF Conference (IMaRC), Bangalore, 2014, pp. 29-32. doi: 10.1109/IMaRC.2014.7038963
- [13] Thales Alenia Space Italy, "Receiver - LNA - DOCON", datasheet, Août 2012
- [14] J. Chang, et al., "Microstrip hybrid coupled input multiplexer design for satellite communications," 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), Tampa, FL, 2014, pp. 1-3. doi: 10.1109/MWSYM.2014.6848340
- [15] A. Panariello, et al., " in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", vol. 61, no. 1, pp. 382-392, Jan. 2013. doi: 10.1109/TMTT.2012.2229292
- [16] E. Cuignet, E. Tonello, J. Maynard and P. Boone, "Very High efficiency Dual Flexible TWTA, a flexible concept allowing to deal with performances and schedule constraints of Telecommunication Payloads," Vacuum Electronics Conference (IVEC), 2013 IEEE 14th International, Paris, 2013, pp. 1-2. doi: 10.1109/IVEC.2013.6570951
- [17] N. Ayllon, "Microwave high power amplifier technologies for space-borne applications," Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2015 IEEE 16th Annual, Cocoa Beach, FL, 2015, pp. 1-4. doi: 10.1109/WAMICON.2015.7120429



- [18] R. Doshi et al., "Challenges in 100W CW UHF SSPA for communication payloads," 2013 Nirma University International Conference on Engineering (NUICONE), Ahmedabad, 2013, pp. 1-4. doi: 10.1109/NUICONE.2013.6780135
- [19] M.C.Comparini et al., "Ka Band GaAs MMIC Chipset for satellite communication payloads", GaAs 98 Amsterdam, 1998
- [20] <https://www.sstl.co.uk/Blog/June-2013/Lightweight-carbon-fibre-antenna>, novembre 2016
- [21] <http://www.invent-gmbh.de/en/company/business-activities/satellite-antennas-for-perfect-performance/>, novembre 2016
- [22] <https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/content/-/article/giove-b>, novembre 2016
- [23] S. K. Rao and M. Q. Tang, "Stepped-reflector antenna for dual-band multiple beam Satellite communications payloads," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 3, pp. 801-811, March 2006. doi: 10.1109/TAP.2006.869938
- [24] Q. Luo *et al.*, "Interleaved dual-band circularly polarized active array antenna for satellite communications," *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Lisbon, 2015, pp. 1-5
- [25] S. Gulgonul, et al., "Communication satellite payload redundancy reconfiguration," 2012 IEEE First AESS European Conference on Satellite Telecommunications (ESTEL), Rome, 2012, pp. 1-4. doi: 10.1109/ESTEL.2012.6400090
- [26] "Satellite Systems, History and Orbits Routing, Localization, and Hand-over, Systems » Burkhard Stiller and Jochen Schiller FU Berlin 2005
- [27] Gérard Maral Michel bousquet, "Satellite communication systems, systems techniques and technology", Chapitre 2 Orbits and related issues, Wiley 5th edition, 2009
- [28] "Software Defined Radio: An Enabling Technology for Interoperability in Federated Satellite Systems ", M. Lisi European Space Agency – ESTEC Special Advisor of the European Commission, 2014
- [29] P. Voisin, P. Ginestet, E. Tonello and O. Maillet, "Payloads units for future telecommunication satellites — A Thales perspective," *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, Paris, 2010, pp. 1786-1789
- [30] Peter Butterworth, "Méthode de conception des mélangeurs millimétriques, application à la réalisation MMIC d'un mélangeur sous-harmonique à FET froid [42-43.5 GHz] ", 2003 (thèse)
- [31] Christian Bohémond, "Mélangeur de signaux hyperfréquences basé sur la modulation croisée du gain d'un amplificateur optique à semi-conducteurs", 2010 (thèse)
- [32] Joël Redoutey, "Radiocommunications Transposition de fréquence Principe et applications", Ecole Nationale Supérieure des Mines de Saint-Etienne, 2009 (cours)
- [33] G. Lissorgues, "Transposition et synthèse de fréquences Mélangeurs – Oscillateurs – PLL", 2005 (cours)





- [34] A. Suriani, P. Montanucci and P. Ranieri, "Design of Microstrip Balanced Mixers for Spurious Outputs Suppression in Ku Band Satellite Repeaters," *Microwave Conference, 1997. 27th European*, Jerusalem, Israel, 1997, pp. 1076-1079. doi: 10.1109/EUMA.1997.337940
- [35] D. Regev, "Characterization of spurious-response suppression in double-balanced mixers," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, no. 2, pp. 123-128, Feb 1990. doi: 10.1109/22.46420
- [36] Bert C. Henderson, "Mixers in Microwave Systems", Watkins-Johnson Company, 2001
- [37] D. Palombini, S. Arena, T. Cavanna and E. Limiti, "Compact sub-harmonic mixer for Q-band satellite communications," *European Microwave Integrated Circuit Conference (EuMIC), 2014 9th*, Rome, 2014, pp. 61-64. doi: 10.1109/EuMIC.2014.6997791
- [38] M. L. Bhavsar, A. N. Bhattacharya and R. Kumar Arora, "Design and comparison of MHEMT and diode based K-band sub-harmonically pumped mixer MMICs," *2014 IEEE International Microwave and RF Conference (IMaRC)*, Bangalore, 2014, pp. 266-269. doi: 10.1109/IMaRC.2014.7039024
- [39] M. L. Bhavsar, R. Sharma and A. Bhattacharya, "Monolithic Ka to Ku-Band All Balanced Sub-Harmonic Resistive MHEMT Mixer for Satellite Transponder," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 5, pp. 316-318, May 2015. doi: 10.1109/LMWC.2015.2409799
- [40] Gérard Maral Michel bousquet, "Satellite communication systems, systems techniques and technology", Chapitre 3 BaseBand signals and quality of service, Wiley 5th edition, 2009
- [41] Gérard Maral Michel bousquet, "Satellite communication systems, systems techniques and technology", Chapitre 4 digital communications techniques, Wiley 5th edition, 2009
- [42] Gérard Maral Michel bousquet, "Satellite communication systems, systems techniques and technology", Chapitre 5 uplink, downlink and overall link performance ; intersatellite links, Wiley 5th edition, 2009
- [43] "ÉLÉMENTS DE BASE DES COMMUNICATIONS PAR SATELLITE", Département du génie électrique et génie informatique, école polytechnique de Montreal, mai 2016 (cours)
- [44] Livre blanc, "l'internet par satellite, le haut débit des zones rurales", Carvea Consulting, Eutelsat communications, Avril 2010
- [45] "Global Satellite Manufacturing & Launch Markets, 2<sup>nd</sup> Edition", Northern Sky Research (NSR), 2012
- [46] N. Karafolas, *et al.*, "Introducing photonics in spacecraft engineering: ESA's strategic approach", IEEE Aerospace conference, DOI: 10.1109/AERO.2009.4839438, pp. 1-15, 2009
- [47] M. Sotom, *et al.*, "Microwave Photonic Technologies for Flexible Satellite Telecom Payloads", ECOC 2009, Paper 10.6.3, 2009
- [48] Société Silec Cable, "CÂBLES À FIBRES OPTIQUES pour transmissions à très haut débit et réseaux FTTx", data sheet
- [49] Société Axon cable & interconnectique, "Câble coaxial hyperfréquence allégé KW", data sheet, 2009





- [50] M. Sottom et al. "Photonique pour Futurs Satellites de Télécoms", Journée du Club Optique et micro-Ondes, Besançon, juin 2009
- [51] N. Karafolas, et al., "Introducing photonics in spacecraft engineering: ESA's strategic approach", IEEE Aerospace conference, DOI: 10.1109/AERO.2009.4839438, pp. 1-15, 2009
- [52] S. Pan et al., "Satellite Payloads Pay Off," in IEEE Microwave Magazine, vol. 16, no. 8, pp. 61-73, Sept. 2015
- [53] T. Qinggui and J. Wei, "Study on Ka band modulating performance for satellite microwave photonic switcher and repeater," Electronics, Communications and Control (ICECC), 2011 International Conference on, Zhejiang, 2011
- [54] I. McKenzie, N. Karafolas and P. van Loock, "Microphotonics in satellite payloads and platforms," Optical MEMS and Nanophotonics (OMN), 2014 International Conference on, Glasgow, 2014
- [55] iXfiber company, "Fiber Bragg Gratings for other applications", data sheet, 2016
- [56] S. A. Pappert, R. Esman and B. Krantz, "Photonics for RF systems," *Avionics, Fiber-Optics and Photonics Technology Conference, 2008 IEEE*, San Diego, CA, 2008
- [57] Venkat Venkataramanan, "Optical Amplifiers", Institute for Optical Sciences, University of Toronto
- [58] Nuha Mahmoud Ibrahim et al., "A COMPARISON OF OPTICAL AMPLIFIERS IN OPTICAL COMMUNICATION SYSTEMS EDFA SOA AND RAMAN", International Journal of Current Research Vol. 6, Issue, 09, pp.8738-8741, September, 2014
- [59] Site Web Inphenix inc [http://www.inphenix.com/Semiconductor\\_Optical\\_Amplifiers.asp](http://www.inphenix.com/Semiconductor_Optical_Amplifiers.asp), juillet 2016
- [60] Francisco Gutiérrez, "EVALUATION OF OPTOELECTRONIC DEVICES AND TECHNOLOGIES FOR SPACE APPLICATIONS", MicroElectronic WorkShop Japan 15-16 October, 2009
- [61] K. Kudielka et al. "FIBRE OPTICS IN THE SMOS MISSION", International Conference on Space Optics, 2010
- [62] B. Cabon, Y. L. Guennec, M. Lourdiane and G. Maury, "Photonic Mixing in RF Modulated Optical Links," LEOS 2006 - 19th Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society, Montreal, Que., 2006
- [63] Y. Le Guennec, G. Maury, Jianping Yao and B. Cabon, "New optical microwave up-conversion solution in radio-over-fiber networks for 60-GHz wireless applications," in Journal of Lightwave Technology, vol. 24, no. 3, pp. 1277-1282, March 2006
- [64] Jianping Yao, G. Maury, Y. Le Guennec and B. Cabon, "All-optical subcarrier frequency conversion using an electrooptic phase modulator," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 11, pp. 2427-2429, Nov. 2005
- [65] Y. le Guennec, Jianping Yao, H. Nasrallah, G. Maury and B. Cabon, "Optical Up-Conversion of a BPSK Modulated Sub-carrier Employing a Phase Modulator and a Dispersive Fiber," *2005 International Topical Meeting on Microwave Photonics*, 2005



- [66] G. Maury, A. Hilt, T. Berceci, B. Cabon and A. Vilcot, "Microwave-frequency conversion methods by optical interferometer and photodiode," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 8, pp. 1481-1485, Aug 1997
- [67] G. K. Gopalakrishnan, W. K. Burns and C. H. Bulmer, "Microwave-optical mixing in LiNbO<sub>3</sub> modulators," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 12, pp. 2383-2391, Dec 1993
- [68] M. Xue, S. Pan and Y. Zhao, "Optical Single-Sideband Modulation Based on a Dual-Drive MZM and a 120° Hybrid Coupler," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 19, pp. 3317-3323, Oct.1, 1 2014
- [69] Z. Tang and S. Pan, "A reconfigurable photonic microwave mixer," Microwave Photonics (MWP) and the 2014 9th Asia-Pacific Microwave Photonics Conference (APMP), 2014 International Topical Meeting on, Sendai, 2014
- [70] C. Middleton, S. Meredith, R. Peach and R. DeSalvo, "Photonic frequency conversion for wideband RF-to-IF down-conversion and digitization," Avionics, Fiber- Optics and Photonics Technology Conference (AVFOP), 2011 IEEE, San Diego, CA, 2011
- [71] S. Li, X. Zheng, H. Zhang and B. Zhou, "Highly linear millimeter-wave over fiber transmitter with subcarrier upconversion," *CLEO: 2011 - Laser Science to Photonic Applications*, Baltimore, MD, 2011
- [72] G. W. Lu, L. K. Chen, C. K. Chan and C. Lin, "All-optical tunable wavelength conversion based on cross-polarisation modulation in nonlinear photonics crystal fibre," in *Electronics Letters*, vol. 41, no. 4, pp. 203-205, 17 Feb. 2005
- [73] M. Matsuura and N. Kishi, "Broadband wavelength conversion with S/C/L-band flexible operation using cross-gain-modulation in a single quantum dot SOA," *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011*
- [74] F. Gomez-Agis *et al.*, "All-optical wavelength conversion at 160 Gbit/s using SOA and silicon-on-insulator photonic circuit," in *Electronics Letters*, vol. 45, no. 22, pp. 1132-1133, October 22 2009
- [75] C. Bohémond *et al.*, "Performances of a Photonic Microwave Mixer Based on Cross-Gain Modulation in a Semiconductor Optical Amplifier", *JLT* Vol. 29, issue 16, pp. 2402-2409, 2011
- [76] W. Shieh *et al.*, "An all-optical microwave mixer with gain", *OFC*, 1997
- [77] Ho-Jin Song, Jeong Seon Lee and Jong-In Song, "Signal up-conversion by using a cross-phase-modulation in all-optical SOA-MZI wavelength converter," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 16, no. 2, pp. 593-595, Feb. 2004
- [78] S. H. Lee *et al.*, "Photonic frequency up-converter based on cross polarization modulation effect in a semiconductor optical amplifier," *TENCON 2012 - 2012 IEEE Region 10 Conference*, Cebu, 2012
- [79] J. Yao, "Microwave Photonics," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3, pp. 314-335, Feb.1, 2009
- [80] D. Uhamchandani and H. S. Al-Raweshidy, "Integrated optical mixer for RF applications," in *Electronics Letters*, vol. 27, no. 1, pp. 70-71, 3 Jan. 1991



- [81] G. K. Gopalakrishnan, R. P. Moeller, M. M. Howerton, W. K. Burns, K. J. Williams and R. D. Esman, "A low-loss downconverting analog fiber-optic link," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 9, pp. 2318-2323, Sep 1995
- [82] C. K. Sun, R. J. Orazi and S. A. Pappert, "Efficient microwave frequency conversion using photonic link signal mixing," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 8, no. 1, pp. 154-156, Jan. 1996
- [83] C. Middleton, S. Meredith, R. Peach and R. DeSalvo, "Photonic-based low phase noise frequency synthesis for RF-to-millimeter wave carriers and wideband RF-to-IF down-conversion," *2011 - MILCOM 2011 Military Communications Conference*, Baltimore, MD, 2011
- [84] A. Mast, C. Middleton, S. Meredith and R. DeSalvo, "Extending frequency and bandwidth through the use of agile, high dynamic range photonic converters," *Aerospace Conference, 2012 IEEE*, Big Sky, MT, 2012
- [85] E. H. W. Chan and R. A. Minasian, "Microwave Photonic Downconverter With High Conversion Efficiency," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 23, pp. 3580-3585, Dec.1, 2012
- [86] Z. Tang, F. Zhang, D. Zhu, X. Zou and S. Pan, "A photonic frequency downconverter based on a single dual-drive Mach-Zehnder modulator," *Microwave Photonics (MWP), 2013 International Topical Meeting on*, Alexandria, VA, 2013
- [87] Q. Zhou and M. P. Fok, "Microwave Photonic Mixer Based on Polarization Rotation and Polarization-Dependent Modulation," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 27, no. 23, pp. 2453-2456, Dec.1, 1 2015
- [88] W. Zhang, A. Wen, Y. Gao, X. Li and S. Shang, "Microwave Photonic Frequency Conversion With High Conversion Efficiency and Elimination of Dispersion-Induced Power Fading," in *IEEE Photonics Journal*, vol. 8, no. 3, pp. 1-9, June 2016
- [89] Kiyoshi Nagai et al. "40 Gb/s EA modulator" OKI Technical Review, April 2002
- [90] R. Sankaralingam, "Electroabsorption Modulators", EE698
- [91] Delphine MARRIS-MORINI et al. "Optical Modulators in Silicon Photonic Circuits", Helios project conference, Paris, Oct 2009
- [92] Y. Fu, X. Zhang, B. Hraimel, T. Liu and D. Shen, "Mach-Zehnder: A Review of Bias Control Techniques for Mach-Zehnder Modulators in Photonic Analog Links," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 14, no. 7, pp. 102-107, Nov.-Dec. 2013
- [93] J. Y. Lee, S. H. Lee and J. I. Song, "All-optical frequency Up-conversion technique utilizing a frequency-doubling optoelectronic oscillator based on electro-absorption modulators," *Microwave Photonics (MWP) and the 2014 9th Asia-Pacific Microwave Photonics Conference (APMP), 2014*
- [94] D. Zibar, A. Caballero, N. G. Gonzalez, C. G. Schaeffer and I. Tafur Monroy, "Digital coherent receiver employing photonic downconversion for phase modulated radio-over-fibre links," *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International*, Boston, MA, 2009
- [95] C.Bohémond, "Mélangeur de signaux hyperfréquences basé sur la modulation croisée du gain d'un amplificateur optique à semi-conducteurs", thèse, 2010



- [96] Keith Matthews, "Erbium Doped Fiber Amplifiers", cours, university of Southern California
- [97] "ERBIUM DOPED FIBER AMPLIFIERS (EDFA)", Indian institute of technology, Bombay, December 2009
- [98] Jun-Hyuk Seo, Chang-Soon Choi, Young-Shik Kang, Yong-Duck Chung, Jeha Kim and Woo-Young Choi, "Conversion Efficiency Characteristics of Cascaded SOA-EAM Frequency Up/Down-Converters," *2005 International Topical Meeting on Microwave Photonics*, 2005
- [99] M. Park, S. H. Lee and J. I. Song, "A compact all-optical frequency up-converter and quasi optical single sideband signal generator utilizing a nonlinear semiconductor optical amplifier for radio-over-fiber applications," *Microwave Photonics (MWP), 2012 International Topical Meeting on*, Noordwijk, 2012
- [100] VPIphotonics, "Laser CW-DSM (Data Sheet Model)", Photonic Modules, 2016
- [101] VPIphotonics, "Laser AnalogDSM (Data Sheet Model)", Photonic Modules, 2016
- [102] VPIphotonics, "ModulatorEA\_Measured", Photonic Modules, 2016
- [103] Thomas Anfray, "Etude et simulation des potentialités du Dual Electroabsorption Modulated Laser (D-EML) pour la montée en débit dans les futurs réseaux d'accès optique", thèse, Décembre 2013
- [104] Stéphane Dellier "Contributions à la conception ds circuits micro-ondes", thèse Juillet 2005
- [105] VPIphotonics, "FiberBraggGrating", Photonic Modules, 2016
- [106] VPIphotonics, "Photodiode", Photonic Modules, 2016
- [107] CIP technologies "10G-LR-EAM-1550 - 1.55µm 10Gbit/s Electro Absorption Modulator (EAM)", data sheet
- [108] M. Le Pallec *et al.*, "New integrated buried laser-ridge modulator with identical active layer," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 15, no. 3, pp. 362-364, March 2003
- [109] S. Gouraud *et al.*, "High speed AlGaInAs multiple-quantum-well electroabsorption modulator buried and planarized with semi-insulating Fe-doped InP grown by chloride assisted LP-MOVPE," *International Conference on Indium Phosphide and Related Materials, 2005*
- [110] A. Konczykowska, F. Jorge, C. Kazmierski, F. Blache and J. Godin, "EAM DFF-driver optimization for 40 Gb/s transmitter," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005*
- [111] Y. h. Kuo, H. w. Chen and J. E. Bowers, "A hybrid silicon evanescent electroabsorption modulator," *Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, 2008. OFC/NFOEC 2008. Conference on*, San Diego, CA, 2008
- [112] F. Deshours, C. Algani, F. Blache, G. Alquie, C. Kazmierski and C. Jany, "New Nonlinear Electrical Modeling of High-Speed Electroabsorption Modulators for 40 Gb/s Optical Networks," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 6, pp. 880-887, March 15, 2011



- [113] C. Kazmierski *et al.*, "100 Gb/s operation of an AlGaInAs semi-insulating buried heterojunction EML," *Optical Fiber Communication - includes post deadline papers, 2009. OFC 2009. Conference on*, San Diego, CA, 2009
- [114] C. Aupetit-Berthelemot *et al.*, "System simulation: a tool to validate the insertion of optoelectronic devices into a 40 Gbit/s fiber-optic link" *Annales Des Télécommunications* Volume 58, Issue 9-10 , pp 1504-1539, 2003
- [115] T. Yamanaka *et al.*, "High-performance InP-based optical modulators," *2006 Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference*, Anaheim, CA, 2006
- [116] M. Sudow, K. Andersson, M. Fagerlind, M. Thorsell, P. Å Nilsson and N. Rorsman, "A Single-Ended Resistive X -Band AlGaIn/GaN HEMT MMIC Mixer," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 10, pp. 2201-2206, Oct. 2008
- [117] J. Y. Lee, Y. M. Kang, S. K. Lee and T. Y. Yun, "High-gain low-noise Ku-band mixer with inverting transconductance technique," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 7, no. 2, pp. 141-145, January 29 2013
- [118] M. L. Bhavsar, R. Sharma and A. Bhattacharya, "Monolithic Ka to Ku-Band All Balanced Sub-Harmonic Resistive MHEMT Mixer for Satellite Transponder," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 5, pp. 316-318, May 2015
- [119] Kan-Jen Cheng, Tsung-Yu Yang and Hwann-Kaeo Chiou, "A compact Ka band sub-harmonically resistive mixer MMIC using miniature hybrid elements," *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 2005
- [120] Ian Armstrong *et al.* "Semiconductor optical amplifiers: performance and applications in optical packet switching", 2004



## Table des illustrations

Figure 1 : Principe de fonctionnement du satellite de télécommunications .....	12
Figure 2 : Les satellites de télécommunications : un immense réseau (données Nasa).....	13
Figure 3 : Le réseau de télécommunications par satellite .....	13
Figure 4 : Vue éclatée du satellite HOT BIRD™ 6, construit par Thales Alenia Space source [9].....	16
Figure 5 : La charge utile transparente .....	16
Figure 6 : La conversion simple et la double conversion de fréquence .....	17
Figure 7 : Convertisseur de fréquence complet (a) et système d'alimentation et de distribution d'OL (b) source [13].....	18
Figure 8 : IMUX source [14].....	18
Figure 9 : Amplificateur TWT, source ESA .....	20
Figure 10 : Principe de fonctionnement des MPA .....	20
Figure 11 : Exemples d'antennes : antenne cornet (a) [20], Réflecteur (b) [21], réseau (c) [22].....	21
Figure 12 : principe de fonctionnement des réseaux d'antennes .....	22
Figure 13 : La charge utile régénérative .....	23
Figure 14 : Principe de fonctionnement du multiplieur .....	24
Figure 15 : Multiplieur associé à plusieurs porteuses RF.....	25
Figure 16 : Principe de fonctionnement du mélangeur réel.....	26
Figure 17 : Principe du mélangeur à diode .....	26
Figure 18 : Mélangeur RF équilibré .....	27
Figure 19 : Mélangeur RF doublement équilibré .....	27
Figure 20 : Principe du mélangeur sous-harmonique .....	27
Figure 21 : Mélangeur basé sur un transistor à effet de champ .....	28
Figure 22 : Détermination du point d'interception d'ordre 3.....	30
Figure 23 : Probabilité d'erreur d'un bit en fonction du rapport $E_b/N_0$ source [41].....	33
Figure 24 : Bilan de liaison d'une transmission satellite .....	34
Figure 25 : Températures équivalentes de bruit associées au récepteur au sol.....	36
Figure 26 : Températures équivalentes de bruit associées au récepteur de la charge utile ..	36
Figure 27 : Facteur de bruit en fonction de la température de bruit source [42] .....	37
Figure 28 : Evolution de la demande en services large bande en France, source Cisco [44]	38
Figure 29 : Les différentes technologies pour la diffusion des services large bande [44] .....	38
Figure 30 : Evolution du nombre d'abonnés aux services par satellite, source NSR.....	39



Figure 31 : La photonique au sein d'une charge utile transparente.....	44
Figure 32 : Exemple de distribution optique d'oscillateurs locaux .....	45
Figure 33 : formation de faisceau par voie optique [52] .....	46
Figure 34 : Aide à la conversion analogique-numérique par voie optique, mise en parallèle du signal [52].....	46
Figure 35 : Aide à la conversion numérique-analogique par voie optique, mise en parallèle du signal [52].....	46
Figure 36 : La conversion de fréquence dans la charge utile photonique.....	47
Figure 37 : Routage des signaux par voie optique dans le satellite SMOS .....	48
Figure 38 : Mélange optique par modulation directe du laser.....	49
Figure 39 : Mélange optique avec un modulateur unique .....	49
Figure 40 : Mélange optique avec deux modulateurs en série .....	50
Figure 41 : Mélange optique avec deux modulateurs en série, reliés par une fibre.....	51
Figure 42 : Mélange optique avec un laser DFB en modulation directe et un modulateur en série .....	51
Figure 43 : Mélange optique avec deux modulateurs en parallèle .....	52
Figure 44 : Modulateur Dual Parallel .....	52
Figure 45 : La conversion de longueur d'onde .....	53
Figure 46 : Modulation d'une porteuse optique à l'aide d'un milieu non linéaire.....	53
Figure 47 : Modulation d'une porteuse optique grâce à la modulation croisée du gain .....	54
Figure 48 : Modulation d'une porteuse optique grâce à la modulation croisée de la phase...54	
Figure 49 : Modulation d'une porteuse optique grâce à la modulation croisée de la polarisation.....	55
Figure 50 : Porteuse optique modulée par les signaux RF et OL avant photodétection .....	56
Figure 51 : Signal électrique après photodétection .....	56
Figure 52 : Principe de fonctionnement de l'interféromètre de Mach-Zehnder .....	58
Figure 53 : Caractéristique statique du modulateur MZM .....	58
Figure 54 : Le modulateur MZM .....	58
Figure 55 : Caractéristique statique de l'EAM, [89] .....	60
Figure 56 : Chirp de l'EAM, [89].....	60
Figure 57 : Architecture 1 .....	62
Figure 58 : Architecture 2 .....	63
Figure 59 : Architecture 3 .....	63
Figure 60 : Architecture 4 .....	64
Figure 61 : Architecture 5 .....	65





Figure 62 : Architecture 6 .....	66
Figure 63 : Architecture 7 .....	67
Figure 64 : Modélisation du laser DFB CW .....	68
Figure 65 : Modélisation du laser DFB en modulation directe .....	69
Figure 66 : Exemple de courbe d'absorption modélisée par un polynôme source [103] .....	71
Figure 67 : Exemple de courbe de chirp modélisée par un polynôme source [103] .....	71
Figure 68 : Fonctionnement d'un filtre optique à réseau de Bragg .....	72
Figure 69 : Principe de fonctionnement d'un EDFA .....	73
Figure 70 : Niveaux d'énergie dans la fibre dopée erbium .....	73
Figure 71 : Principe de modélisation de l'EDFA .....	74
Figure 72 : Principe des TLM .....	75
Figure 73 : Modélisation de la photodiode PIN .....	76
Figure 74 : Synoptique d'évaluation des performances des convertisseurs de fréquences .....	77
Figure 75 : Photodiode et son circuit d'adaptation reliés à un autre dispositif .....	78
Figure 76 : Synoptique pour la détermination du facteur de bruit .....	79
Figure 77: Spectre RF pour une architecture MZM : TAS .....	80
Figure 78 : Spectre RF pour une architecture MZM : Xlim .....	80
Figure 79 : Courbes d'absorption étudiées (1550 nm) .....	86
Figure 80 : Evolution de la courbe 1 avec la longueur d'onde .....	86
Figure 81 : Evolution du Chirp correspondant à la courbe d'absorption n°5 [103] .....	88
Figure 82 : Evolution du Chirp correspondant à la courbe d'absorption n°6 [114] .....	88
Figure 83 : Réponse d'un filtre à réseau de Bragg, modèle VPI .....	88
Figure 84 : Réponse d'un filtre à réseau de Bragg, fabricant iXFiber [55] .....	88
Figure 85 : Architecture EAM 1 .....	91
Figure 86 : Architecture EAM 2 .....	91
Figure 87 : Architecture EAM 3 .....	91
Figure 88 : Architecture EAM 4 .....	91
Figure 89 : Architecture EAM 5 .....	91
Figure 90: Gain de conversion en fonction des polarisations OL et RF, courbe 1 1550 nm, architecture 4 .....	92
Figure 91 : NF en fonction des polarisations OL et RF, courbe 1 1550 nm, architecture 4 .....	92
Figure 92: Spectre de l'architecture 1, bande Ku/Ku .....	96
Figure 93 : Spectre de l'architecture 2, bande Ku/Ku, filtre 2 .....	96
Figure 94 : Spectre de l'architecture 3, bande Ku/Ku, filtre 2 .....	96

Figure 95 : Spectre de l'architecture 4, bande Ku/Ku, filtre 2 .....	96
Figure 96 : Spectre de l'architecture 5, bande Ku/Ku, filtre 2 .....	96
Figure 97 : Spectre de l'architecture 1, Ku <sup>+</sup> /Ku .....	97
Figure 98 : Spectre de l'architecture 1, Ka/Ka.....	97
Figure 99 : Spectre de l'architecture 2, bande Ku/Ku, filtre 1 .....	99
Figure 100 : Spectre de l'architecture 3, bande Ku/Ku, filtre 1 .....	99
Figure 101 : Spectre de l'architecture 4, bande Ku/Ku, filtre 1 .....	99
Figure 102 : Spectre de l'architecture 5, bande Ku/Ku, filtre 1 .....	99
Figure 103 : IP <sub>3</sub> de l'architecture 1 .....	101
Figure 104 : IP <sub>3</sub> de l'architecture 2.....	101
Figure 105 : IP <sub>3</sub> de l'architecture 3.....	101
Figure 106 : IP <sub>3</sub> de l'architecture 4.....	101
Figure 107 IP3 de l'architecture 5 .....	102
Figure 108 : Gain de conversion en fonction de la puissance optique, architecture 2 .....	103
Figure 109 : NF en fonction de la puissance optique, architecture 2.....	103
Figure 110 : Evolution du NF en fonction du rendement laser, architecture 5 .....	104
Figure 111 : Evolution du gain en fonction du rendement laser, architecture 5 .....	104
Figure 112 : Gain de conversion en fonction de la puissance OL, architecture 4.....	105
Figure 113 : NF en fonction de la puissance OL, architecture 4.....	105
Figure 114 : Gain de conversion en fonction de la puissance OL, architecture 5 .....	105
Figure 115 : NF en fonction de la puissance OL, architecture 5.....	105
Figure 116 : Gain de conversion en fonction de la puissance RF, architecture 2 .....	106
Figure 117 : NF en fonction de la puissance RF, architecture 2.....	106
Figure 118 : Gain de conversion en fonction des pertes d'insertion des EAM, architecture 1 .....	107
Figure 119 : NF en fonction des pertes d'insertion des EAM, architecture 1 .....	107
Figure 120 : Gain de conversion en fonction de la sensibilité de la photodiode, architecture 1 .....	108
Figure 121 : NF en fonction de la sensibilité de la photodiode, architecture 1 .....	108
Figure 122 : Gain de conversion en fonction du déséquilibre des voies, architecture 3 .....	109
Figure 123 : NF en fonction du déséquilibre des voies, architecture 3.....	109
Figure 124 : Gain de conversion en fonction du déséquilibre des voies, architecture 4 .....	109
Figure 125 : NF en fonction du déséquilibre des voies, architecture 4.....	109
Figure 126 : Spectre de l'architecture 1, bande Ku/Ku, filtre 1, EDFA.....	111
Figure 127 : Spectre de l'architecture 2, bande Ku/Ku, filtre 1, EDFA.....	111



Figure 128 : Spectre de l'architecture 3, bande Ku/Ku, filtre 1, EDFA .....	112
Figure 129 : Spectre de l'architecture 4, bande Ku/Ku, filtre 1, EDFA .....	112
Figure 130 : Spectre de l'architecture 5, bande Ku/Ku, filtre 1, EDFA .....	112
Figure 131 : $IP_3$ de l'architecture 1 avec EDFA .....	114
Figure 132 : $IP_3$ de l'architecture 2 avec EDFA .....	114
Figure 133 : $IP_3$ de l'architecture 3 avec EDFA .....	114
Figure 134 : $IP_3$ de l'architecture 4 avec EDFA .....	114
Figure 135 : $IP_3$ de l'architecture 5 avec EDFA .....	114
Figure 136 : Architecture XGM .....	115
Figure 137 Architecture série.....	115
Figure 138 : NF en fonction de la longueur de la zone active du SOA, architecture SOA XGM .....	115
Figure 139 : NF en fonction de l'épaisseur de la zone active du SOA, architecture SOA XGM .....	115
Figure 140 : NF en fonction de la largeur de la zone active du SOA, architecture SOA XGM .....	116
Figure 141 : Gain de conversion en fonction de la largeur de la zone active du SOA, architecture SOA XGM .....	116
Figure 142 : Spectre de l'architecture SOA XGM, bande Ku/Ku .....	118
Figure 143 : Spectre de l'architecture SOA série, bande Ku/Ku.....	118
Figure 144 : Spectre de l'architecture SOA série, bande Ka/Ka.....	120
Figure 145 : $IP_3$ de l'architecture SOA XGM .....	120
Figure 146 : $IP_3$ de l'architecture SOA série.....	120
Figure 147 : Gain de conversion en fonction de la puissance optique OL, architecture SOA XGM.....	121
Figure 148: NF en fonction de la puissance optique OL, architecture SOA XGM.....	121
Figure 149 : NF en fonction de la puissance optique RF, architecture SOA XGM.....	121
Figure 150 : NF en fonction de la puissance optique RF, architecture SOA XGM.....	121
Figure 151 : Gain de conversion en fonction de la puissance optique, architecture SOA série .....	122
Figure 152 : NF en fonction de la puissance optique, architecture SOA série.....	122
Figure 153 : Gain de conversion en fonction de la puissance OL, architecture SOA XGM ..	122
Figure 154 : NF en fonction de la puissance OL, architecture SOA XGM .....	122
Figure 155 : Gain de conversion en fonction de la puissance OL, architecture SOA série..	123
Figure 156 : NF en fonction de la puissance OL, architecture SOA série.....	123
Figure 157 : Gain de conversion en fonction de la puissance RF, architecture SOA XGM ..	123



Figure 158 : NF en fonction de la puissance RF, architecture SOA XGM .....	123
Figure 159 : Gain de conversion en fonction de la puissance RF, architecture SOA série..	123
Figure 160 : NF en fonction de la puissance RF, architecture SOA série.....	123
Figure 161 : Gain de conversion en fonction du courant d'injection, architecture SOA XGM .....	124
Figure 162 : NF en fonction du courant d'injection, architecture SOA XGM .....	124
Figure 163 : Gain de conversion en fonction du courant d'injection, architecture SOA série .....	124
Figure 164 : NF en du courant d'injection, architecture SOA série.....	124
Figure 165 : Gain de conversion en fonction des pertes d'insertion, architecture SOA XGM .....	125
Figure 166 : NF en fonction des pertes d'insertion, architecture SOA XGM.....	125
Figure 167 : Gain de conversion en fonction des pertes d'insertion, architecture SOA série .....	125
Figure 168 : NF en fonction des pertes d'insertion, architecture SOA série .....	125
Figure 169 : Caractéristique statique de l'EAM (mesures) .....	129
Figure 170 : Caractéristique statique de l'EAM (VPI) .....	129
Figure 171 : Caractéristiques statiques et dynamiques des EML, pour $I_{\text{laser}} = 90 \text{ mA}$ et $P_{\text{RF}} = 0 \text{ mW}$ ou $1 \text{ mW}$ .....	130
Figure 172 : Caractéristique statique des EML .....	130
Figure 173 : Courbe d'absorption (statique) de l'EML pour plusieurs courants de polarisation .....	131
Figure 174 : Evolution de la courbe d'absorption d'un EML (statique) en fonction de la température, $I = 90\text{mA}$ .....	132
Figure 175 : Evolution de la courbe d'absorption d'un EML en fonction de la puissance électrique d'entrée, $f = 8 \text{ Ghz}$ , $I = 90\text{mA}$ , $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ .....	132
Figure 176 : Schéma du banc de test du mélangeur constitué de deux EML en parallèle ..	133
Figure 177 : Photographie du banc de test du mélangeur constitué de deux EML en parallèle .....	133
Figure 178 : Principe de fonctionnement de la topologie basée sur deux EML en parallèle	134
Figure 179 : Spectre RF de l'architecture composée de deux EML en parallèle .....	135
Figure 180 : Puissance $FI \pm \Delta v_{\text{opt}}$ en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML parallèle .....	136
Figure 181 : Puissance $FI \pm \Delta v_{\text{opt}}$ en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML parallèle .....	136
Figure 182 : Puissance OL de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML parallèle .....	137



Figure 183 : Puissance OL de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML parallèle .....	137
Figure 184 : Puissance OL $\pm \Delta v_{opt}$ de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML parallèle .....	137
Figure 185 : Puissance OL $\pm \Delta v_{opt}$ de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML parallèle .....	137
Figure 186 : Puissance RF de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML parallèle .....	138
Figure 187 : Puissance RF de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML parallèle .....	138
Figure 188 : Puissance RF $\pm \Delta v_{opt}$ de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML parallèle .....	138
Figure 189 : Puissance RF $\pm \Delta v_{opt}$ de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML parallèle .....	138
Figure 190 : Puissance 2OL de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML parallèle .....	139
Figure 191 : Puissance OL de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML parallèle .....	139
Figure 192 : Puissance 2OL $\pm \Delta v_{opt}$ de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML parallèle .....	139
Figure 193 : Puissance 2OL $\pm \Delta v_{opt}$ de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML parallèle .....	139
Figure 194 : Schéma du banc de test du mélangeur constitué de deux EML en parallèle ..	140
Figure 195 : Photographie du banc de test du mélangeur constitué de deux EML en parallèle .....	140
Figure 196 : Spectre RF de l'architecture composée d'un EML et d'un EAM en série.....	141
Figure 197 : Puissance OL et 2OL de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML EAM série .....	142
Figure 198 : Puissance 3OL de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML EAM série .....	142
Figure 199 : Gain de conversion en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML EAM série.....	143
Figure 200 : NF en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML.....	143
Figure 201 : Gain de conversion en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML EAM série.....	143
Figure 202 : NF en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML EAM .....	143
Figure 203 : Puissance RF en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML EAM série .....	144



Figure 204 : Puissances OL et 2OL de sortie en fonction du bias de l'EAM (RF), architecture EML EAM série .....	144
Figure 205 : Puissances RF de sortie en fonction du bias de l'EAM (RF), architecture EML EAM série.....	144
Figure 206 : Gain de conversion en fonction du bias de l'EAM (RF), architecture EML EAM série .....	145
Figure 207 : NF en fonction du bias de l'EAM (RF), architecture EML EAM série.....	145
Figure 208 : Gain de conversion en fonction du bias de l'EML (OL), architecture EML EAM série .....	145
Figure 209 : NF en fonction du bias de l'EML (OL), architecture EML EAM série .....	145
Figure 210 : Puissance OL de sortie en fonction du bias de l'EML (OL), architecture EML EAM série.....	145
Figure 211 : Puissance RF de sortie en fonction du bias de l'EML (OL), architecture EML EAM série.....	145
Figure 212 : Puissance 2OL de sortie en fonction du bias de l'EML (OL), architecture EML EAM série.....	146
Figure 213 : Puissances OL et 2OL de sortie en fonction du courant de l'EML, architecture EML EAM série .....	146
Figure 214 : Puissances RF de sortie en fonction du courant de l'EML, architecture EML EAM série.....	146
Figure 215 : Gain de conversion en fonction du courant de l'EML, architecture EML EAM série .....	147
Figure 216 : NF en fonction du courant de l'EML, architecture EML EAM série .....	147
Figure 217 : Banc de test du mélangeur constitué d'un unique EML .....	147
Figure 218 : Photographie du banc de test du mélangeur constitué d'un unique EML .....	148
Figure 219 : Spectre RF de l'architecture composée d'un unique EML.....	148
Figure 220 : Puissances OL et 2OL de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML unique.....	149
Figure 221 : Puissances RF de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML unique .....	149
Figure 222 : Gain de conversion en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML unique .....	149
Figure 223 : Puissances RF- 2OL de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée, architecture EML unique.....	149
Figure 224 : Puissances OL et 2OL de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML unique.....	150
Figure 225 : Puissances RF de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML unique.....	150



Figure 226 : Gain de conversion en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML unique .....	150
Figure 227 : Puissances RF- 2OL de sortie en fonction de la puissance OL d'entrée, architecture EML unique.....	150
Figure 228 : Puissances OL et 2OL de sortie en fonction du courant EML, architecture EML unique .....	151
Figure 229 : Puissances RF de sortie en fonction du courant EML, architecture EML unique .....	151
Figure 230 : Gain de conversion en fonction du courant EML, architecture EML unique ....	151
Figure 231 : Puissances RF-2OL de sortie en fonction du courant EML, architecture EML unique .....	151
Figure 232 : Puissances OL et 2OL de sortie en fonction du bias de l'EAM, architecture EML unique .....	152
Figure 233 : Puissances RF de sortie en fonction du bias de l'EAM, architecture EML unique .....	152
Figure 234 : Gain de conversion en fonction du bias de l'EAM, architecture EML unique...	152
Figure 235 : Puissances RF-2OL de sortie en fonction du bias de l'EAM, architecture EML unique .....	152
Figure 236 : Banc de test pour la mesure de l'IP <sub>3</sub> , mélangeur constitué d'un unique EML..	153





## Table des tableaux

Tableau 1 : Les principales bandes de fréquences des télécommunications par satellite .....	15
Tableau 2 : principaux services par satellite débits ou bande passante et TEB cibles associés .....	32
Tableau 3 : Comparaison des résultats TAS et Xlim sur une architecture Mach Zehnder .....	80
Tableau 4 : Plans de fréquence étudiés en bande Ku/Ku .....	84
Tableau 5 : Plans de fréquence étudiés en bande Ku <sup>+</sup> /Ku .....	84
Tableau 6 : Plans de fréquence étudié en bande Ka/Ka .....	84
Tableau 7 : Paramètres laser et photodiode .....	85
Tableau 8: Coefficients des polynômes destinés à modéliser les courbes d'absorption.....	87
Tableau 9 : Evolution du polynôme de la courbe 1 en fonction de la longueur d'onde .....	87
Tableau 10 : Paramètres principaux des SOA.....	90
Tableau 11 : Performances typiques de mélangeurs hyperfréquences.....	90
Tableau 12 : NF et gain de conversion en fonction du modèle d'EAM, architectures 1 et 2 ..	92
Tableau 13 : NF et gain de conversion en fonction du modèle d'EAM, architectures 3 et 4 ..	93
Tableau 14 : NF et gain de conversion en fonction du modèle d'EAM, architecture 5.....	93
Tableau 15 : Performances des 5 architectures EAM.....	94
Tableau 16 : Fréquences parasites apparaissant dans la bande utile, architectures 1 à 5, filtre 2 .....	98
Tableau 17: Fréquences parasites apparaissant dans la bande utile, architectures 2 à 5, filtre 1 .....	100
Tableau 18 : Réjections optimales pour le filtre 2 .....	101
Tableau 19 : Comparaison IP <sub>3</sub> / Analyse des performances, architectures EAM.....	102
Tableau 20 : Evolution du gain et du NF en fonction de la puissance laser, architectures 1, 2, 3, 4 .....	104
Tableau 21 : Evolution des performances en fonction des pertes d'insertion, architectures 1 à 5.....	107
Tableau 22 : Paramètres de l'EDFA .....	110
Tableau 23 : Performances des architectures EAM avec EDFA .....	110
Tableau 24 : Fréquences parasites apparaissant dans la bande utile, architectures 1 à 5, filtre 1, EDFA.....	113
Tableau 25 : Comparaison IP <sub>3</sub> / Analyse des performances, architectures EAM avec EDFA .....	115
Tableau 26 : Dimensions de la zone active sélectionnées pour les architectures basées sur le SOA.....	116

Tableau 27 : Performances des architectures SOA .....	117
Tableau 28 : Fréquences parasites apparaissant dans la bande utile, architectures SOA ..	119
Tableau 29 : Comparaison IP3 / Analyse des performances, architectures SOA.....	120
Tableau 30 : résumé des performances des architectures développées .....	126
Tableau 31 : Paramètres de la manipulation/simulation 1 : 2 EML en parallèle .....	135
Tableau 32 : Paramètres de la manipulation/simulation 2 : EML en série avec un EAM .....	141
Tableau 33 : Paramètres de la manipulation/simulation 3 : EML unique.....	148



## Résumé

---

Les télécommunications par satellite prennent aujourd'hui de plus en plus d'importance, et le nombre d'abonnés à travers le monde ne cesse de croître. Partout où la fibre optique ne peut être déployée, elles sont un moyen fiable de fournir des débits très élevés aux utilisateurs, dont les pratiques nécessitent des bandes passantes toujours plus importantes (vidéo HD, visioconférences, téléchargement, cloud computing, jeux en ligne...). Elles garantissent également de très vastes zones de couverture. Pour les concepteurs de charges utiles de satellite, suivre les besoins du marché revient à augmenter constamment le nombre d'équipements embarqués, ce qui affecte le volume et la masse des systèmes et donc le coût de mise en orbite. Une des solutions envisagées afin de contrer ce phénomène consiste à employer des technologies optiques. Il a été démontré par Thales Alenia Space que pour un système de distribution de signaux de référence de 1 vers 64 équipements, la réduction du poids pourrait être de 70 %. Dans ce contexte nous avons développé 7 convertisseurs de fréquence RF réalisés à partir de composants photoniques semi-conducteurs. Ces convertisseurs font partie des composants clés des charges utiles car ils permettent d'isoler les transmissions montantes (vol vers satellite) et descendantes (satellite vers sol) afin d'éviter les interférences. Les performances des 7 architectures proposées, réalisées à partir de modulateurs électro-absorbants (EAM) et d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA) ont été évaluées au travers de différentes simulations et en calculant le gain de conversion, le facteur de bruit, les isolations RF/FI et OL/FI, les rapports  $C/I_3$  et les coordonnées du point d'interception d'ordre 3. Nous avons obtenu des performances intéressantes, premières données pour de futures études et montré que ces convertisseurs seraient compatibles avec de nombreux plans de fréquence en bandes Ku/Ku, Ku+/Ku, et Ka/Ka. Des manipulations ont également permis de valider les modèles théoriques employés dans les simulations.

---

Mots-clés : Satellite ; Charge utile ; Convertisseur de fréquence RF ; Mélangeur photonique ; EAM ; SOA

## Abstract

---

Nowadays, Satellite telecommunications are becoming very popular and the number of subscribers worldwide is always growing. Wherever the optical fiber cannot be deployed, they are a reliable way to provide very high data rates to the users, whose activities are becoming more and more bandwidth-hungry (HD video, video conferencing, downloading, cloud computing, online games ...). They also guarantee very large coverage areas. In order to follow the market needs satellite payload designers have to increase the number of on-board equipment, which affects the volume and mass of the systems and therefore the launching cost. One of the solutions to solve the problem consists in using optical technologies. It has been demonstrated by Thales Alenia Space that in the case of a reference signal distribution system for 64 devices, a weight reduction of about 70% could be obtained. In this context we have developed 7 RF frequency down-converters based on photonic semiconductor components. The down-converters are key components of satellite payloads, as their aim is to isolate uplink transmissions (ground to satellite) and downlink (satellite to ground) to avoid interference. Performance of the 7 architectures, incorporating electro-absorption modulators (EAM) and semiconductor optical amplifiers (SOA) were evaluated through various simulations and by calculating the conversion gain, noise figure, RF/IF and LO/IF isolations, the  $C/I_3$  ratio and the coordinates of the third order intercept point. We obtained interesting results, first data for future works, and showed that these converters are compatible with many frequency plans in Ku/Ku, ku<sup>+</sup>/Ku, and Ka/Ka bands. Manipulations were also led and validated the theoretical models used in simulations.

---

Keywords : Satellite ; Payload ; RF frequency down converter ; Photonic mixer ; EAM ; SOA

